

BENEMÉRITA UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE PUEBLA
FACULTAD DE CIENCIAS DE LA ELECTRÓNICA
MAESTRÍA EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA,
OPCIÓN INSTRUMENTACIÓN ELECTRÓNICA



**Sonda coaxial para medir
propiedades dieléctricas en
materiales en el rango de las
microondas**

PRESENTA

Autor:

Raúl Quechol Elías*

Asesores:

Dr. Jesús Manuel Muñoz Pacheco

Dr. Richard Torrealba Meléndez

Vo.Bo. 18/09/2020

Becario CONACYT*

Noviembre 2020

Dedicatorias

A mis padres, por darme lo mejor de ellos en todo momento por el sacrificio y la confianza que me tienen se merecen esto y mucho más, a mis queridos hermanos Everardo, Gabriel, Rodrigo, David, Cecilio, Hilda y Elia, por nunca bajar los brazos para que yo tampoco lo haga aun cuando todo se complica.

A mi esposa, amiga y compañera de vida Nohemí gracias por estar a mi lado en todo momento y apoyarme incondicionalmente. Te amo.

Agradecimientos

A Dios, por todas las bendiciones que me ha otorgado para alcanzar los objetivos que me he propuesto y las fuerzas para continuar hasta el final.

A la Facultad de Ciencias de la Electrónica de la Benemérita Universidad Autónoma de Puebla, por darme la oportunidad de ingresar a su programa de maestría.

Al CONACyT, por el apoyo otorgado en el proyecto de maestría: “Sonda coaxial para medir propiedades dieléctricas en materiales en el rango de las microondas”.

Al Dr. Richard Torrealba Meléndez, y al Dr. Jesús Manuel Muñoz Pacheco, por la paciencia y la guía otorgada durante el trabajo realizado, pero sobre todo por la confianza que me han brindado.

A mis sinodales, el Dr. Arnulfo Luis Ramos, el Dr. Aldrin Barreto Flores, y la Dra. Josefina Castañeda Camacho, por los comentarios y consejos para la realización de este trabajo de tesis.

A todos los profesores que me enseñaron durante la maestría.

A todos mis amigos sin excluir a ninguno, pero en especial a Jesús Enrique Pérez Ramírez “chucho” que me ha apoyado desinteresadamente y con el cual cuento en todo momento, A Ciro Fabian Bermudez por las asesorías de Matlab y a los compañeros del laboratorio de Caracterización en Microondas de la FCE.

A todos Gracias.

Resumen

En los últimos años ha crecido el interés por caracterizar materiales mediante la medición de sus propiedades dieléctricas en el rango de frecuencias de microondas, para desarrollar aplicaciones en sistemas de comunicaciones, ingeniería en alimentos, sistemas de imagenología y en la medicina. Para obtener las propiedades dieléctricas de los materiales en el rango de frecuencias de microondas existen diversas técnicas experimentales, dentro de estas destacan las de cavidad resonante, propagación en espacio libre y la de sonda coaxial con terminación abierta. Siendo esta última la que permite desarrollar mediciones en anchos de banda en el orden de GHz, para materiales tanto sólidos y líquidos, además es una técnica no destructiva. En este trabajo de tesis se presenta la implementación de técnica de sonda coaxial con terminación abierta. Para lograr esta implementación se inicio con el estudio de conceptos de líneas de transmisión y de los parámetros de dispersión. Posteriormente se analizó la teoría que modela la técnica de sonda coaxial en terminación abierta, mediante la ecuación de la impedancia de entrada la cual está en función de la permitividad del material que se coloque en el extremo abierto de la sonda. Una vez estudiada la técnica se presenta el proceso de implementación de la técnica destacando el diseño y caracterización de la sonda a usar, el proceso de calibración de la técnica y la inversión de la ecuación de la admitancia para obtener los valores de la permitividad del material bajo inspección. La evaluación de la técnica de sonda coaxial con terminación abierta con la sonda propuesta se desarrollo en dos partes: la primera caracterizando materiales líquidos conocidos como el metanol y etanol. Los resultados obtenidos de está primera parte fueron comparados con el modelo de Debye para estos materiales y con los resultados obtenidos con una sonda comercial. Los resultados obtenidos con la técnica implementada están en concordancia con los obtenidos con el modelo y los de la sonda coaxial. En la segunda parte se caracterizaron materiales en estado sólido como el vidrio, madera y tela de algodón. Los resultados obtenidos en esta parte coinciden con los reportados en la literatura. Además, es importante destacar que los resultados en vidrio y tela, ya son usados en el diseño de antenas transparentes y antenas textiles.

Índice general

Dedicatorias	I
Agradecimientos	II
Resumen	III
Índice general	1
1. Introducción	1
1.1. Introducción	1
1.2. Objetivo general	3
1.2.1. Objetivos específicos	3
1.3. Justificación	3
1.3.1. Técnica de espacio libre	4
1.3.2. Cavidades resonantes	4
1.3.3. Sonda de prueba coaxial con terminación abierta	5
1.4. Sonda	7
1.5. Organización de la tesis.	9
2. Propagación de ondas y líneas de transmisión	10
2.1. Introducción	10
2.2. Ecuaciones de Maxwell	10
2.3. Permitividad	12
2.3.1. Modelo Debye	13
2.3.2. Modelo Cole Cole	15
2.4. Propagación en un medio dieléctrico disipador	16
2.5. Líneas de transmisión	18
2.5.1. Parámetros distribuidos de la línea de transmisión	19
2.5.2. Ecuaciones de la línea de transmisión	19
2.5.3. Impedancia característica de una línea de transmisión	22
2.6. Coeficiente de reflexión	22
2.7. Línea coaxial	23

2.7.1. Campos en una línea coaxial	24
2.7.2. Parámetros distribuidos de una línea coaxial	25
2.8. Parámetros de dispersión	27
2.9. Conclusiones	28
3. Técnica de sonda coaxial de prueba terminada en circuito abierto	29
3.1. Técnica open ended	29
3.2. Instrumentación de sonda coaxial	33
3.2.1. Caracterización del cable coaxial mediante el calculo de su impedancia	33
3.3. Cobertura de la sonda	36
3.4. Calibración	37
3.4.1. Calibración del VNA	37
3.4.2. Calibración de la sonda coaxial.	38
3.5. Obtención de la permitividad relativa	38
3.6. Conclusiones	40
4. Mediciones de materiales	41
4.1. Introducción	41
4.1.1. Arquitectura de experimentación	41
4.2. Sistema experimental en Líquidos	42
4.2.1. Resultados y análisis de Metanol	43
4.2.2. Resultados y análisis de Etanol	45
4.3. Sistema experimental en sólidos	48
4.3.1. Vidrio	49
4.3.2. Madera	52
4.3.3. Textiles	56
4.4. Conclusiones	59
5. Conclusiones y trabajo futuros	60
5.1. Conclusiones	60
5.1.1. Respecto a la técnica de sonda de prueba coaxial terminada en circuito abierto y su implementación	60
5.1.2. Respecto a la obtención de propiedades dieléctricas en líquidos	61
5.1.3. Respecto a la obtención de propiedades dieléctricas en materiales sólidos.	61
5.2. Trabajo Futuro	62
5.2.1. Respecto a la técnica de sonda de prueba coaxial terminada en circuito abierto	62

5.2.2. Respecto a las técnicas de medición de las propiedades dieléctricas	63
Apéndice A	70
.1. Coeficientes Gm e Im	70
.1.1. Coeficientes Gm e Im computados.	71
Apéndice B	73
.2. Tipos de sonda	73
.2.1. Sonda de rendimiento	73
.2.2. Sonda de alta temperatura	74
.2.3. Sonda de forma delgada	74
Apéndice C	76
.3. Códigos MATLAB	76

Índice de figuras

1.1. Esquema de la técnica del espacio libre.	4
1.2. Ilustración de técnica de cavidades resonantes.	5
1.3. Ilustración de técnica de sonda coaxial en materiales sólidos.	6
1.4. Ilustración de técnica de sonda coaxial en materiales líquidos.	6
2.1. Diagrama de la tangente de pérdidas.	13
2.2. Esquema relajación del agua, imagen tomada [22].	14
2.3. Esquema Cole-Cole, imagen tomada [22].	15
2.4. Elemento infinitesimal de una línea de transmisión,[1]	20
2.5. Coeficiente de reflexión.	23
2.6. Geometría de una línea coaxial	24
2.7. Esquema de Dispersión	27
3.1. Modelo geométrico sonda coaxial	30
3.2. Coaxial Amphemol RF modelo 95-902-462-066.	34
3.3. Parte real de la admitancia de la sonda coaxial sumergida en metanol y etanol.	35

3.4. Parte imaginaria de la admitancia de la sonda coaxial sumergida en metanol y etanol.	35
3.5. Medidas de cubierta protectora.	36
3.6. Cubierta metalizada de la sonda.	37
3.7. Calibración de instrumentos de medición.	37
3.8. Estándares de calibración.	38
3.9. Calibración sonda aire.	38
3.10. Calibración sonda agua.	38
3.11. Calibración corto circuito.	38
3.12. Diagrama de Ecuaciones.	39
4.1. Arreglo experimental para medición de permitividad en líquidos. . .	41
4.2. Soluciones liquidas bajo inspección.	43
4.3. Medición Metanol,sonda comercial.	44
4.4. Medición Metanol,sonda instrumentada.)	44
4.5. Comparación de resultados obtenidos entre : sonda instrumentada y comercial de la parte real del Metanol, Constante dieléctrica (ϵ'). .	44
4.6. Comparación de resultados obtenidos entre: sonda instrumentada y comercial de la parte imaginaria del Metanol, Factor de pérdidas ($j\epsilon''$). .	45
4.7. Medición Etanol, sonda comercial.	46
4.8. Medición Etanol,sonda instrumentada.)	46
4.9. Comparación de resultados obtenidos entre: sonda instrumentada y comercial de la parte real del Etanol, Constante dieléctrica (ϵ'). . .	47
4.10. Comparación de resultados obtenidos entre : sonda instrumentada y comercial de la parte imaginaria del Etanol, Factor de pérdidas ($j\epsilon''$). .	47
4.11. Medición vidrio 1.1 mm.	50
4.12. Medición vidrio 6 mm.	50
4.13. Medición vidrio 9 mm.	50
4.14. Gráfica de la parte real, Constante dieléctrica (ϵ') , Vidrio 1.1 mm,6 mm y 9 mm.	51
4.15. Gráfica de la parte imaginaria, Factor de pérdidas ($j\epsilon''$), Vidrio 1.1 mm,6 mm y 9 mm.	51
4.16. GE protimeter.	53
4.17. Medición Banak 10 % humedad	53
4.18. Medición Banak 14 % humedad	54
4.19. Medición Banak 20 % humedad	54
4.20. Comparación de las 3 muestras de madera con diferente humedad parte real, constante dieléctrica (ϵ').	55

4.21. Comparación de las 3 muestras de madera con diferente humedad parte imaginaria , factor de pérdidas ($j\epsilon''$).	55
4.22. Medición textil material: algodón	57
4.23. Medición textil material: polyester 100 %.	57
4.24. Medición textil material: mezclilla.	58
4.25. Gráfica parte real , Constante dieléctrica (ϵ') textiles.	58
4.26. Gráfica parte imaginaria, Factor de pérdida ($j\epsilon''$) textiles.	58
1. Sonda de rendimiento	73
2. Diagrama Sonda de rendimiento.	74
3. Sonda de alta temperatura	74
4. Diagrama sonda de alta temperatura	75
5. Sonda de forma delgada	75

Índice de tablas

3.1. Longitud y radio interno y externo de la sonda.	34
3.2. Parámetros del modelo de Debye para el metanol y etanol.	35
4.1. Permitividad de materiales caracterizados en la literatura, Para al- gunos la composición y humedad afectan el valor de permitividad [44]-[47].	48
4.2. Humedad en madera para diferentes aplicaciones.	53
4.3. Bandas de frecuencias reservada para uso no comercial internacional de radiofrecuencia electromagnética.	59
1. Coeficientes para Im utilizados.	72
2. Coeficientes para Gm utilizados.	72

Capítulo 1

Introducción

1.1. Introducción

En la actualidad los sistemas de comunicaciones han tenido un rápido desarrollo. Este desarrollo es notorio en los sistemas de comunicaciones inalámbricos, debido a la evolución de los sistemas de comunicaciones móviles y del surgimiento de tendencias como IoT que deriva en aplicaciones para ciudades inteligentes, comunicaciones vehiculares por mencionar algunas. En las comunicaciones inalámbricas, las señales y los sistemas de microondas han tenido un impacto en la evolución de estos sistemas inalámbricos. Las microondas están localizadas en el espectro electromagnético en el rango de 300 MHz y 30 GHz, con una longitud de onda en el rango de 1 m a 10 mm respectivamente [1]. Dentro de las principales aplicaciones de las microondas en las comunicaciones encontramos los siguientes [2]:

- Comunicaciones móviles celulares
- Enlaces de microondas punto a punto
- Comunicaciones satelitales
- Sistemas de radar
- Redes inalámbricas de sensores

Por otro lado, las microondas por sus características no ionizantes, no invasivas ni destructivas se han convertido en una herramienta emergente para diversas aplicaciones, como el tratamiento postcosecha y secado de alimentos [2]. Además, otra propiedad importante que tienen las microondas es que a determinadas frecuencias tienen la capacidad de penetrar materiales opacos como: madera, cerámica, ropa, concreto, tejidos vivos, etc., convirtiendo estas ondas en una opción para generar sistemas de microondas para aplicaciones médicas y de seguridad [3]. Es importante

tener en cuenta que, para el correcto funcionamiento de los sistemas de microondas anteriormente mencionados, es crucial conocer las propiedades dieléctricas de los materiales que componen el sistema y de los materiales que interaccionarán en su funcionamiento [4]. La importancia de conocer las propiedades dieléctricas de los materiales radica en que estas permiten determinar cómo las microondas se propagarán dentro de los materiales que componen e interactúan con los sistemas de microondas. Por lo anterior, es importante conocer el valor y el comportamiento de las propiedades dieléctricas en el rango de frecuencias de microondas bajo diferentes condiciones: variación de temperatura y contenidos de humedad en dieléctricos de baja pérdida, para evaluar su idoneidad en el uso de sistemas de comunicaciones basados en microondas, sistemas de imagenología y en aplicaciones industriales como lo es la ingeniería en alimentos. Este proyecto de tesis consiste en instrumentar, desde la caracterización y fabricación de una sonda de prueba coaxial hasta la implementación de la técnica de medición, para obtener las propiedades dieléctricas de materiales disipativos que puedan ser útiles para aplicaciones novedosas en frecuencias de microondas. Además, se verificará el funcionamiento de ésta midiendo las propiedades dieléctricas de materiales ya caracterizados.

1.2. Objetivo general

Instrumentar una sonda coaxial para medir propiedades dieléctricas en el rango de microondas.

1.2.1. Objetivos específicos

- Diseñar una sonda coaxial para aplicar la técnica open ended.
- Medición del coeficiente de reflexión de la sonda coaxial, en materiales líquidos.
- Medición del coeficiente de reflexión de la sonda coaxial, en materiales sólidos.
- Obtención de las propiedades dieléctricas mediante la inversión de la ecuación de admitancia de una sonda coaxial, utilizando las mediciones del coeficiente de reflexión.
- Comparación de resultados obtenidos contra resultados obtenidos con sonda comercial con materiales líquidos.

1.3. Justificación

La caracterización de materiales mediante la medición de sus propiedades dieléctricas ($\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon''$ donde ε' es permitividad y ε'' el factor de pérdidas) es una herramienta importante dentro del desarrollo de dispositivos y sistemas basados en señales de microondas. En el rango de frecuencias de microondas existen diversas técnicas que permiten, mediante mediciones experimentales obtener las propiedades dieléctricas de los materiales. La elección de la técnica depende principalmente del estado de agregación del material bajo inspección, y del ancho de banda de frecuencias donde se requieren obtener los valores de las propiedades dieléctricas [4]. Las técnicas de medición en frecuencias de microondas requieren del uso de un analizador vectorial de redes (VNA), para adquirir mediante mediciones de los coeficientes de reflexión o transmisión (dependiendo de la técnica), que se generan cuando las microondas interactúan con el material bajo inspección (MBI). Dentro de las técnicas de medición de las propiedades dieléctricas destacan tres técnicas:

- Técnica del espacio libre
- Técnica de cavidad resonante
- Técnica de sonda de prueba coaxial de extremo abierto (open ended)

1.3.1. Técnica de espacio libre

La técnica de espacio libre tiene como principal ventaja que es no destructiva y no invasiva, también resulta útil para medir materiales con temperaturas elevadas puesto que no entra en contacto con el material. Además, con esta técnica se pueden realizar mediciones en anchos de banda del orden de los GHz. Su principal desventaja es que sólo se pueden caracterizar materiales sólidos y las muestras deben tener una superficie plana. Adicionalmente, otra desventaja es que el grosor de la muestra depende de la longitud de onda de la frecuencia mínima de operación. La técnica del espacio libre tiene como principio de operación la medición del coeficiente de transmisión, lo cual se logra implementando configuraciones de radar bi-estáticos, los cuales emplean dos antenas: una transmisora y otra receptora. La figura 1.1 muestra un esquema de la técnica del espacio libre donde la muestra se coloca entre las dos antenas [5][6]. Se mide el coeficiente de transmisión porque este contiene el efecto producido por el material cuando las microondas interactúan con él. En esta técnica el error más común es la no alineación de las antenas con la muestra, así como efectos de difracción. Esto deriva otra desventaja porque para la implementación se requiere limitar los errores del frente de onda y las multi-

reflexiones. Estos problemas pueden minimizarse implementando la técnica dentro de una cámara anecoica.

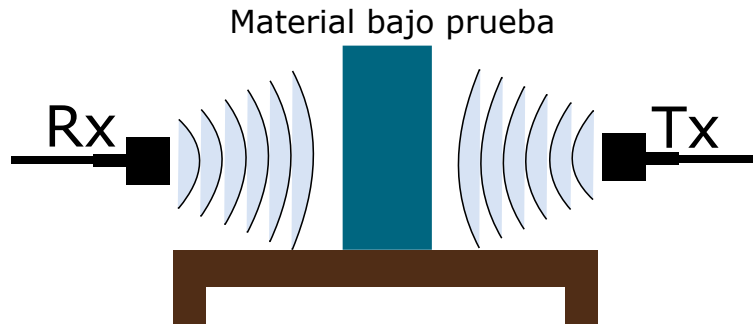


Figura 1.1: Esquema de la técnica del espacio libre.

1.3.2. Cavidades resonantes

Otra técnica es la de cavidades resonantes o métodos resonantes[7][8][9] que permite la caracterización de materiales a través de la medición de sus propiedades dieléctricas en una sola frecuencia o en un conjunto de frecuencias discretas. Esta es la principal desventaja, aunque permite alcanzar una mayor precisión en los resultados con respecto a otros métodos. El material bajo inspección (MBI) se coloca dentro de una cavidad resonante que está diseñada a una frecuencia de resonancia específica y con factor de calidad conocido[10][11]. El cambio en la frecuencia de resonancia y en el factor de calidad producidos por el MBI, permite determinar la permitividad y la permeabilidad. Los errores son muy pequeños, 1 % para la permitividad y 0.3 % para el factor de pérdida. La precisión de esta técnica se ve afectada cuando se miden materiales con alta pérdida, porque el pico de resonancia se amplía a medida que aumenta la pérdida. En resumen, esta técnica provee resultados en anchos de banda pequeños en algunas ocasiones en una frecuencia única, en particular las muestras usadas con esta técnica son pequeñas y por lo general se destruyen. La Figura 1.2 presenta un ejemplo de la técnica de cavidades resonantes.

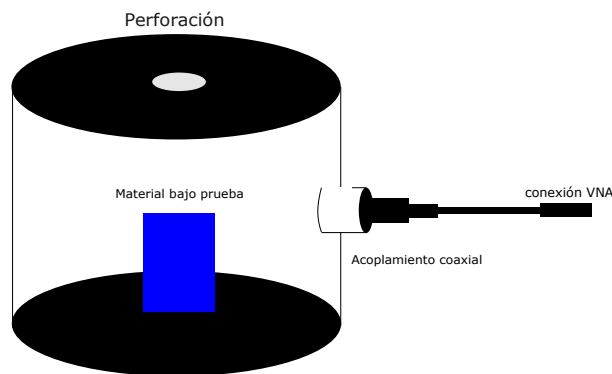


Figura 1.2: Ilustración de técnica de cavidades resonantes.

1.3.3. Sonda de prueba coaxial con terminación abierta

La técnica de sonda coaxial en circuito abierto extrae las propiedades dieléctricas mediante la medición del coeficiente de reflexión de la sonda cuando está en interacción con el material bajo inspección [12], la medición del coeficiente de reflexión se realiza usando un VNA. Las principales ventajas, de esta técnica, es que permite la operación en un amplio ancho de banda de frecuencias, del orden de GHz. Además, esta técnica no es destructiva. Otra ventaja importante es que en esta técnica los materiales bajo inspección pueden ser líquidos, semisólidos y sólidos, siendo el último caso importante para asegurar un buen contacto con el material. El método de sonda de prueba coaxial terminada en circuito abierto se ha utilizado durante años como un método de ensayo no destructivo. Las Figuras 1.3 y 1.4 presentan un esquema de medición para implementar esta técnica tanto en materiales sólidos y líquidos respectivamente.

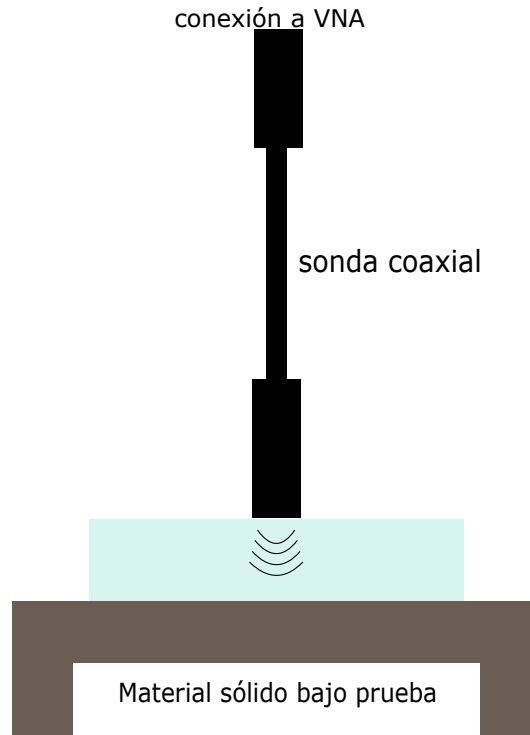


Figura 1.3: Ilustración de técnica de sonda coaxial en materiales sólidos.

Cada técnica tiene una metodología propia para un uso específico, así como su propio campo de aplicación. La elección de qué técnica utilizar depende de: rango de frecuencia de interés, precisión de medición requerida y material a inspeccionar. De acuerdo con lo mencionado anteriormente, la técnica de sonda de prueba coaxial ofrece más ventajas que las otras dos técnicas, ya que permite realizar la medición de las propiedades dieléctricas de materiales en diferentes estados de agregación y en anchos de banda en el orden de GHz, siendo estas dos características las que la

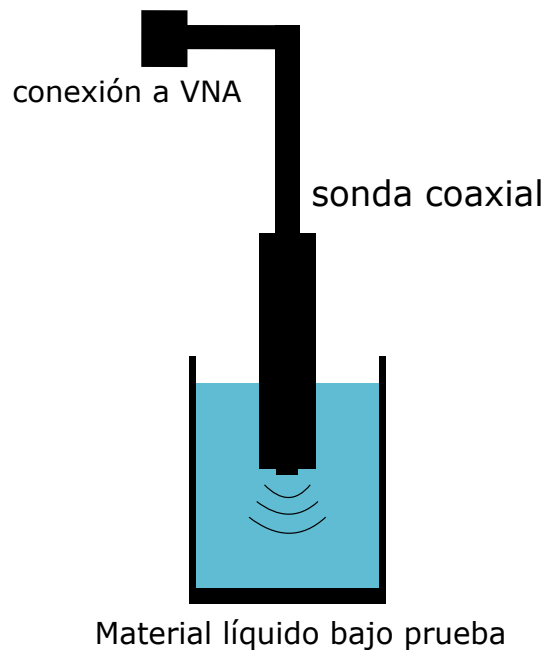


Figura 1.4: Ilustración de técnica de sonda coaxial en materiales líquidos.

hacen la técnica más versátil.

Es esencial dimensionar la importancia y mostrar el amplio uso de esta técnica, en cuanto a versatilidad y aplicaciones. Con esta técnica se ha logrado determinar las propiedades dieléctricas del hielo marino y así poder determinar los estados dinámicos y termodinámicos del hielo marino. Debido a la dramática reducción de los niveles del hielo en el mar Ártico, se ha demostrado que las propiedades dieléctricas del hielo marino han cambiado debido a la contaminación [13]. Además, la caracterización de las propiedades dieléctricas del hielo ha sido de utilidad para mejorar las prestaciones en resolución de los radares de avance y reducir los problemas de detección remota radiométricas, ya que las características del hielo varían en tiempo y espacio [14]. Por otro lado, otra de las aplicaciones importantes de la técnica de sonda de prueba coaxial es en los materiales biológicos [15], ya que al conocer las propiedades dieléctricas de estos tejidos se han obtenido resultados, los cuales han permitido diferenciar valores de permitividad, entre un tejido maligno y uno benigno, como los reportados por Lazebnik et. al. [16] y S.lee et. al. [17]. A pesar de que existe una considerable cantidad de materiales caracterizados por sus propiedades dieléctricas, algunas de estas caracterizaciones son en frecuencias específicas o en rangos por debajo de frecuencias de microondas. Por tal razón, es necesario y atractivo continuar con la caracterización de materiales mediante la medición de propiedades dieléctricas en frecuencias de microondas [18].

1.4. Sonda

El objetivo principal de este trabajo de tesis es instrumentar una sonda coaxial de acuerdo a esto es necesario conocer la terminología de sonda. Esta puede hacer referencia a diferentes clases de instrumentos y herramientas dependiendo la rama de la ciencia en la que necesite ser instrumentada. Por ejemplo, en el área médica, se conocen como sondas nasogástricas las cuales ingresan por la boca o la nariz, para la exploración de las cavidades del cuerpo.

Una sonda náutica (sonda ecoica), por otra parte, es una herramienta la cual se utiliza para medir distancia entre el casco de un barco y el fondo del mar. Existen, además, sondas en los automóviles, la llamada sonda lambda, que está situada en el tubo de escape y que tiene como propósito medir la concentración de oxígeno en los gases de escape.

En la astronomía una parte fundamental para el estudio de los cuerpos de nuestro sistema solar, tales como planetas, satélites, asteroides o cometas son con ayuda de las sondas espaciales que se lanzan hacia el espacio exterior para que tomen diferentes clases de datos. Las sondas Voyager y Pioneer son ejemplos de estas. En las ingenierías las sondas se utilizan como método de inspección, entre estas sondas existen las sondas de medición las cuales permiten capturar datos, sondas de activación por contacto que recopilan puntos diferenciados de la superficie, sondas capacitivas usadas regularmente para medir la cantidad de líquidos en tanques industriales (sondas desnudas), sondas de temperatura y sondas de moleculares. En conclusión una sonda es una herramienta de medición o inspección utilizada para un fin específico determinado por la rama de la ciencia en la que se utilice.

1.5. Organización de la tesis.

El resto del documento de este trabajo de tesis queda organizado de la siguiente manera:

- Capítulo 2. Este capítulo presentará los conceptos necesarios para comprender el funcionamiento de la técnica de sonda de prueba coaxial con terminación en circuito abierto. Dentro de los principales temas que se discutirán en este capítulo se encuentran, la definición de permitividad, el modelo de Debye, propagación de ondas electromagnéticas y el análisis de líneas de transmisión.
- Capítulo 3. En este capítulo se describirá la técnica de la sonda de prueba coaxial terminada en circuito abierto, iniciando desde la definición de sonda, la descripción del modelo por admitancia de un cable coaxial y la relación con la permitividad del material bajo inspección. Además, como parte importante de este capítulo se presentará el diseño y caracterización de la sonda propuesta para la instrumentación de la sonda.
- Capítulo 4. En este capítulo se mostrarán y analizarán los resultados obtenidos al implementar la técnica de sonda de prueba coaxial terminada en circuito abierto. En primer lugar, se presentarán el análisis de los resultados obtenidos de la caracterización de materiales líquidos ya caracterizados para verificar el funcionamiento de la sonda, además los resultados son comparados con los obtenidos con una sonda comercial. Finalmente, este capítulo presentará los resultados obtenidos de la caracterización de materiales sólidos como el vidrio, madera y tela de algodón.
- Capítulo 5. Este capítulo plasmará las conclusiones generales y específicas de este trabajo de tesis, así como el trabajo futuro.
- Apéndices. Este trabajo se cuenta con dos apéndices que exponen de manera más amplia conceptos involucrados en la implementación de la técnica.

Capítulo 2

Propagación de ondas y líneas de transmisión

2.1. Introducción

La comprensión de los procesos que ocurren durante la propagación de ondas electromagnéticas; transmisión y reflexión a través de materiales dieléctricos con pérdidas, es de suma importancia para el diseño e implementación de la técnica de sonda de prueba coaxial con terminación en circuito abierto para la obtención de propiedades dieléctricas de materiales. Este capítulo sentará las bases teóricas para comprender los procesos que ocurren durante la propagación de ondas electromagnéticas a través de materiales dieléctricos con pérdidas. Una manera de entender los efectos que ocurren en la propagación de ondas es mediante la solución a la ecuación de onda, derivada de las ecuaciones de Maxwell con problemas de valor en la frontera y, posteriormente, el mapeo de éstas a las ecuaciones del telegrafista para comprender la propagación dentro de un medio guiado como lo es la sonda de prueba coaxial.

2.2. Ecuaciones de Maxwell

Los campos electromagnéticos se rigen por un conjunto de ecuaciones conocidas como las ecuaciones de Maxwell, las cuales relacionan a los campos con sus fuentes [19][20]. Las ecuaciones de Maxwell pueden ser expresadas de la siguiente manera:

$$\nabla \times \vec{E}(r, t) = -\frac{\partial \vec{B}(r, t)}{\partial t} \quad (2.1)$$

$$\nabla \times \vec{H}(r, t) = \frac{\partial \vec{D}(r, t)}{\partial t} + \vec{J}(r, t) \quad (2.2)$$

$$\nabla \cdot \vec{D}(r, t) = \rho(r, t) \quad (2.3)$$

$$\nabla \cdot \vec{B}(r, t) = 0 \quad (2.4)$$

Las ecuaciones (2.1) - (2.4) son la forma diferencial de las ecuaciones de Maxwell, donde $r(x, y, z)$ denota la posición del vector en metros (m) y t es el tiempo en segundos (s). $\vec{E}$, $\vec{B}$, $\vec{H}$, y $\vec{D}$ son los vectores de campo que definen el campo electromagnético y se conocen como: el campo eléctrico en volts por metro (V/m), la densidad de flujo magnético en weber por metro cuadrado (Wb/m^2), el campo magnético en Amperes por metro (A/m) y la densidad de flujo eléctrico en coulombs por metro cuadrado (C/m^2), respectivamente. Las fuentes son especificadas por la densidad de carga volumétrica ρ en coulombs por metro cúbico (C/m^3), y por la densidad de corriente eléctrica $\vec{J}$ en amperes por metro cuadrado (A/m^2). Para campos armónicos en el tiempo (variaciones en el tiempo de la forma $e^{j\omega t}$), una representación de los vectores de campo en su forma compleja se puede emplear para obtener las ecuaciones de Maxwell armónicas en el tiempo:

$$\nabla \times E(r) = -j\omega B(r) \quad (2.5)$$

$$\nabla \times H(r) = j\omega D(r) + J(r) \quad (2.6)$$

$$\nabla \cdot D(r) = \rho(r) \quad (2.7)$$

$$\nabla \cdot B(r) = 0 \quad (2.8)$$

donde E , B , H , D , J y ρ denotan las cantidades complejas que describen a los vectores de campo y a sus fuentes, siendo ω la frecuencia angular (radianes por segundo (rad/s)). Por otro lado se tienen las ecuaciones constitutivas (2.9)-(2.11) que interrelacionan a los vectores de campo, las cuales son específicas para el medio de propagación en cuestión [21].

$$D(r) = \varepsilon(r)E(r) \quad (2.9)$$

$$B(r) = \mu(r)H(r) \quad (2.10)$$

$$J(r) = \sigma(r)E(r) \quad (2.11)$$

Donde ε es la permitividad dieléctrica del medio (en faradios por metro (F/m)), μ es la permeabilidad magnética del medio (en henrios por metro (H/m)) y σ es la conductividad eléctrica del medio. Si se sustituyen las ecuaciones (2.9)-(2.11) en las dos primeras ecuaciones (2.5)-(2.6) de Maxwell, se tiene que:

$$\nabla \times E(r) = -j\omega\mu(r)H(r) \quad (2.12)$$

$$\nabla \times H(r, t) = (\sigma(r) + j\omega\varepsilon(r))E(r) = j\varepsilon_c E(r) \quad (2.13)$$

donde

$$\varepsilon_c = \varepsilon[1 - j\frac{\sigma}{\omega\varepsilon}] = \varepsilon' - j\varepsilon'' \quad (2.14)$$

donde $\varepsilon' = \varepsilon$, $\varepsilon'' = \sigma/\omega$ se denomina la permitividad relativa del medio.

2.3. Permitividad

Para comprender la propagación de las ondas electromagnéticas en medios disipativos es importante tener en cuenta el concepto de permitividad. El concepto de la permitividad (llamada también constante dieléctrica) es una constante física que describe cómo un campo eléctrico afecta y es afectado por un medio dieléctrico, este parámetro cuantifica la respuesta ante la presencia de un campo eléctrico. Se denota con la letra griega ε y su valor para el vacío, es $\varepsilon_0 = 8.8541878176 \times 10^{-12} C^2/Nm^2$ el cual sirve como referencia para los demás medios. En el dominio de la frecuencia, se emplea la permitividad relativa compleja ε_r de un material con respecto al espacio libre y se denota de la siguiente manera.

$$\varepsilon = \varepsilon'_r - \varepsilon''_r \quad (2.15)$$

Donde la parte real de la permitividad ε'_r es la medida de cuánta energía de un campo eléctrico externo se almacena en un material. Y la parte imaginaria de la permitividad ε''_r se denomina factor de pérdidas y es una medida de la disipación o de la pérdida de energía de un campo eléctrico en un material. La Figura 2.1, muestra una representación vectorial de la permitividad compleja relativa. La suma vectorial forma un ángulo δ con el eje real (ε'). Con esto, la pérdida relativa de un material se expresa como la relación entre la energía de pérdida y la energía almacenada. Este factor se denomina pérdidas tangenciales o $\tan\delta$.

$$\tan \delta = \frac{\varepsilon''_r}{\varepsilon'_r} \quad (2.16)$$

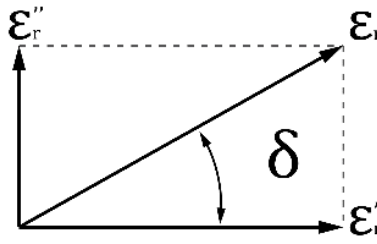


Figura 2.1: Diagrama de la tangente de pérdidas.

En este trabajo de tesis es importante conocer el comportamiento de la permitividad compleja con respecto a la temperatura. Existen dos modelos que permiten analizar el comportamiento de la permitividad compleja con respecto a la frecuencia: el modelo de Debye y el modelo Cole Cole.

2.3.1. Modelo Debye

El modelo Debye describe la respuesta dieléctrica en materiales con un solo momento de relajación. Este momento de relajación está referido a la pérdida de carga en función del tiempo al aplicar un campo electromagnético. El modelo de Debye está representado por la siguiente ecuación:

$$\varepsilon = \varepsilon_\infty + \frac{\varepsilon_s - \varepsilon_\infty}{1 + j\omega\tau} \quad (2.17)$$

Donde ε_∞ es la constante dieléctrica que está definida en una frecuencia superior que la frecuencia de relajación, $f_r = 1/2\pi\tau$, en el cual las moléculas no contribuyen en la polarización, ε_s es la constante dieléctrica estática, y τ es el tiempo de relajación. La Figura 2.2, presenta de forma gráfica el modelo de Debye.

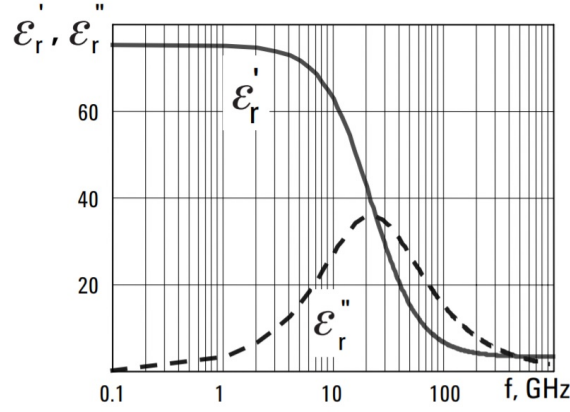


Figura 2.2: Esquema relajación del agua, imagen tomada [22].

Donde , para $\omega = 0$, $\varepsilon(0) = \varepsilon_s$ y para $\omega = \infty$, $\varepsilon(\infty) = \varepsilon_\infty$. El tiempo de relajación τ es la medida de movilidad de las moléculas (dipolos) que existen en los materiales, el cual se refiere al tiempo requerido para que los dipolos del material se orienten con la presencia de un campo eléctrico. Los materiales tienen moléculas que están en estado condensado con libertad limitada y se mueven lenta y exponencialmente cuando se aplica un campo eléctrico hasta llegar a un estado final de polarización con tiempo de relajación τ . En la ausencia de campo, la secuencia se invierte y la distribución aleatoria es restaurada con el mismo tiempo de relajación. La frecuencia de relajación f_c está inversamente relacionada con el tiempo de relajación [22]:

$$\tau = \frac{1}{\omega_c} = \frac{1}{2\pi f_c} \quad (2.18)$$

La constante dieléctrica ε'_r y el factor de pérdida ε''_r para un solo tiempo de relajación τ se describen por las siguientes ecuaciones:

$$\varepsilon' = \varepsilon_\infty + \frac{\varepsilon_s - \varepsilon_\infty}{1 + \omega^2 \tau^2} \quad (2.19)$$

$$\varepsilon'' = (\varepsilon_s - \varepsilon_\infty) \frac{\omega\tau}{1 + \omega^2\tau^2} \quad (2.20)$$

2.3.2. Modelo Cole Cole

La permitividad compleja también se puede describir en un diagrama de Cole-Cole trazando la parte imaginaria ε_r'' en el eje vertical y la parte real ε_r' en el eje horizontal con la frecuencia como parámetro independiente, en frecuencias de microondas, el diagrama Cole-Cole refleja las características dieléctricas de un material con respecto a la frecuencia aplicada, esto a una temperatura constante o controlada [43]. Este modelo plantea la respuesta típica de un material con un único valor de tiempo de relajación. Un material que tiene una frecuencia de relajación única como lo exhibe la relación de Debye aparecerá como un semicírculo con su centro en el horizontal $\varepsilon_r'' = 0$ y el pico del factor de pérdida que ocurre en $1/\tau$. Un material con múltiples frecuencias de relajación será un semicírculo (distribución simétrica) o un arco (distribución asimétrica) con su centro debajo de la horizontal $\varepsilon_r'' = 0$ eje como en la Figura 2.3.

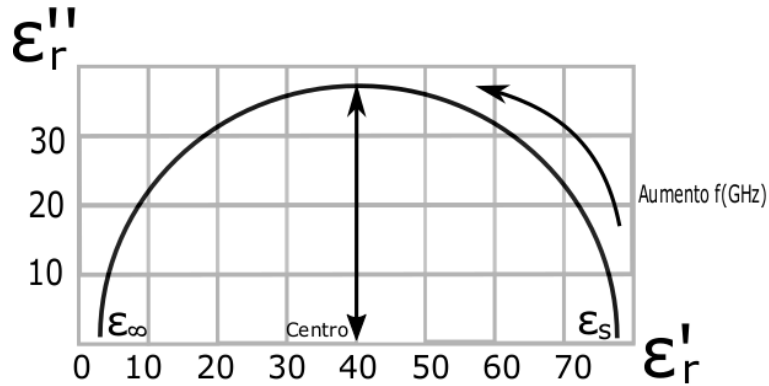


Figura 2.3: Esquema Cole-Cole, imagen tomada [22].

2.4. Propagación en un medio dieléctrico disipador

Para la comprensión de la propagación de una onda electromagnética en un dieléctrico disipativo, es necesario obtener la solución a la ecuación de onda [24]. Con la finalidad de obtener esta solución, considérese un medio dieléctrico con pérdidas, homogéneo y libre de carga, caracterizado por una permitividad dieléctrica (ε) y una permitividad magnética (μ). Tomando el rotacional de ambos miembros de la ecuación (2.12), se obtiene:

$$\nabla \times \nabla \times = -j\omega\mu\nabla \times H \quad (2.21)$$

y si se sustituye la ecuación (2.13) en la ecuación (2.21) se tiene que:

$$\nabla^2 E - j\omega\mu(\sigma + j\omega\varepsilon)E = \nabla^2 E - \gamma^2 E = 0 \quad (2.22)$$

donde:

$$\gamma = \sqrt{j\omega\mu(\sigma + j\omega\varepsilon)} = \alpha + j\beta \quad (2.23)$$

γ es la constante de propagación del medio, α es la constante de atenuación de medio (en nepers por metro (Np/m)) y β es la constante de fase (en radianes por metro (rad/m)). Las ecuaciones de α y β se pueden obtener a través de la ecuación (2.23) y quedan expresadas como:

$$\alpha = \omega \sqrt{\frac{\mu\varepsilon}{2} \left[\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\varepsilon}\right)^2} - 1 \right]} \quad (2.24)$$

$$\beta = \omega \sqrt{\frac{\mu\varepsilon}{2} \left[\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\varepsilon}\right)^2} + 1 \right]} \quad (2.25)$$

Sin salirnos de contexto, suponga que la onda se propaga a lo largo de α_z y que E tiene solo una componente en x , entonces

$$E = E_x(z)a_x \quad (2.26)$$

al sustituir este valor en la ecuación (2.22) se obtiene

$$(\nabla^2 - \gamma^2)E_x(z)a_x = \frac{d^2 E_x(z)}{dz^2}a_x - \gamma^2 E_x(z)a_x = 0 \quad (2.27)$$

ésta es una ecuación escalar de onda, con solución

$$E_x(z) = E_0 e^{-\gamma z} + E'_0 e^{+\gamma z} \quad (2.28)$$

en donde E_0 y E'_0 son constantes. El signo de las exponenciales denota la dirección en que se propaga la onda, el signo $+$ expresa que la onda viaja en dirección de $-a_z$, y el signo $-$ indica que la onda se propaga en dirección $+a_z$ con un procedimiento similar, se puede demostrar que para el campo H .

$$\nabla^2 H - \gamma^2 H = 0 \quad (2.29)$$

y que la solución a esta ecuación es:

$$H_x(z) = H_0 e^{-\gamma z} + H'_0 e^{+\gamma z} \quad (2.30)$$

en donde

$$H_0 = \frac{E_0}{\eta} \quad (2.31)$$

y η es la impedancia intrínseca del medio y, depende las propiedades dieléctricas de este ε, μ y σ .

$$\eta = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\varepsilon}} \quad (2.32)$$

Las ecuaciones (2.28) y (2.30) describen la propagación de las ondas electromagnéticas a través de un dieléctrico disipativo y se observa de estas ecuaciones que, conforme la onda se propaga a lo largo de a_z , su amplitud disminuye y se atenúa por un factor $e^{-\alpha z}$ obteniendo un corrimiento de fase por longitud de onda debido a la constante de fase [25].

2.5. Líneas de transmisión

En la literatura se describen diferentes de definiciones para una línea de transmisión, las cuales recaen en una misma idea la cual es: un medio confinado por donde se propagan ondas electromagnéticas [25]. Las líneas de transmisión están formadas por conductores eléctricos, separados por un dieléctrico, con una disposición geométrica determinada que condiciona el rango de frecuencias y modos de propagación de las ondas electromagnéticas que se transmitirán dentro de las líneas. Las líneas de transmisión son empleadas en numerosas aplicaciones como lo son: el transporte de señales telefónicas, datos y televisión, así como la conexión entre transmisores-antenas y antenas-receptores. Además, tienen potenciales aplicaciones en circuitos resonantes, filtros y acopladores de impedancia [26]. Las líneas de transmisión deben introducir la mínima atenuación y distorsión a las señales transmitidas. Una manera de obtener la atenuación en una línea de transmisión, es realizando un análisis de las líneas de transmisión, el cual requiere de la solución de las ecuaciones onda, sujetas a las condiciones de frontera impuestas por la geometría de la línea. El análisis de líneas de transmisión requiere que las dimensiones de una línea sean comparables con la longitud de onda de operación o menor que ésta, que al cumplirse está condición, la línea se modela con circuitos usando parámetros distribuidos. Estos parámetros distribuidos son: resistencia, inductancia, capacitancia y conductancia [27].

2.5.1. Parámetros distribuidos de la línea de transmisión

Las líneas de transmisión se modelan por sus características eléctricas, como la conductividad de los conductores que la conforman y la constante dieléctrica que separa a los conductores. Las líneas de transmisión se modelan por los siguientes parámetros distribuidos:

- Resistencia en serie por unidad de longitud, R , expresada en Ω/m .
- Inductancia en serie por unidad de longitud L , expresada H/m .
- Conductancia de derivación por unidad de longitud, G , en S/m .
- Capacitancia en derivación por unidad de longitud, C , en F/m .

Donde R representa la resistencia debida a la conductividad finita de los conductores que componen a la línea. Esta resistencia aumenta con la frecuencia debido al efecto pelicular, ya que la corriente penetra sólo una pequeña capa cercana a la superficie del conductor. La inductancia en serie es consecuencia del hecho de que todo conductor por el que circula una corriente variable tiene asociada una inductancia. La capacitancia está asociada al material dieléctrico que separan los conductores de la línea, cuyo valor depende del área de los conductores, su separación y la constante dieléctrica del material que los separa. Finalmente, la conductividad es consecuencia de que el dieléctrico no es ideal y tiene una conductividad diferente de cero. En resumen, los parámetros definidos R , L , C , G , se denominan parámetros primarios de la línea. Su valor dependerá de la geometría y de los materiales de cada tipo de línea [20].

2.5.2. Ecuaciones de la línea de transmisión

Supóngase un elemento infinitesimal de una línea abierta de dos conductores paralelos, con parámetros primarios R , L , C y G , que puede suponerse tan pequeño como se quiera de modo que los parámetros del circuito puedan considerarse concentrados en la forma que se muestra en la figura siguiente, además que las ondas se propagan a lo largo de esta en dirección generador-carga (Figura 2.4).

El valor total de la resistencia en este elemento infinitesimal es $R\Delta z$ ya que la resistencia por unidad de longitud R está distribuida uniformemente a lo largo de las dos ramas del elemento de longitud total Δz . El hecho de considerarla dividida en dos ramas o concentrarla en una sola es arbitrario y lo mismo ocurre con la inductancia [20]. La capacitancia y la conductancia en paralelo están, respectivamente,

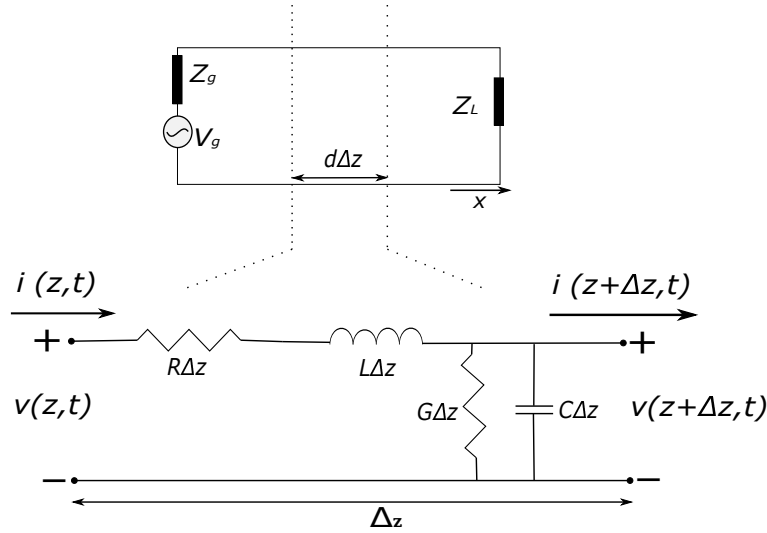


Figura 2.4: Elemento infinitesimal de una línea de transmisión,[1]

concentradas en un solo elemento. El voltaje y la corriente a la entrada del elemento infinitesimal son $v(z, t)$ e $i(z, t)$, respectivamente y a la salida, $v(z + \Delta z, t)$ e $i(z + \Delta z, t)$. La caída de voltaje a lo largo de Δz es $v(z, t) - v(z + \Delta z, t)$ y la corriente i circula a través de la conductancia y la capacitancia. Suponiendo que las señales que se propagan dentro de la línea tienen un comportamiento armónico para el voltaje y la corriente y, empleando notación fasorial, pueden aplicarse las leyes de voltaje y corriente de Kirchhoff, al circuito descrito en la Figura 2.4 se obtienen las siguientes ecuaciones.

De acuerdo con ley de voltaje y corriente se tiene, del circuito de la figura 2.4 las siguientes ecuaciones.

$$v(z, t) - R\Delta z i(z, t) - L\Delta z \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} - v(z + \Delta z, t) = 0 \quad (2.33)$$

$$i(z, t) - G\Delta z v(z + \Delta z, t) - C\Delta z \frac{\partial v(z + \Delta z, t)}{\partial t} - i(z + \Delta z, t) = 0 \quad (2.34)$$

Se dividen las ecuaciones (2.33) y (2.34) y se aplica el límite cuando Δz tiende a 0 se obtienen las siguientes ecuaciones en su forma diferencial.

$$\frac{\partial v(z, t)}{\partial z} = -R_i(z, t) - L \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} \quad (2.35)$$

$$\frac{\partial i(z, t)}{\partial z} = Gv(z, t) - C\frac{\partial v(z, t)}{\partial t} \quad (2.36)$$

Las ecuaciones 2.35 y 2.36 se denominan como ecuaciones del telegrafista. Estas ecuaciones gobiernan voltaje y corriente en función del espacio (z) y del tiempo (t) [28]. Partiendo de las ecuaciones del telegrafista y suponiendo dependencia armónica en el tiempo de manera que:

$$V(z, t) = \text{Re}(V_s(z)e^{j\omega t}) \quad (2.37)$$

$$I(z, t) = \text{Re}(I_s(z)e^{j\omega t}) \quad (2.38)$$

en donde $V_s(z)$ e $I_s(z)$ son las formas de fasor de $V(z, t)$ e $I(z, t)$, respectivamente, las ecuaciones se convierten:

$$-\frac{dv}{dz} = (R + j\omega L) I_s \quad (2.39)$$

$$-\frac{dI}{dz} = (G + j\omega C) v_s \quad (2.40)$$

En estas ecuaciones, V_s e I_s están acoplados. Para separarlos se toma la segunda derivada de V_s en la ecuación 2.39 y se usa en 2.40;

$$\frac{d^2 V_s}{dz^2} = (R + j\omega L)(G + j\omega C) V_s \quad (2.41)$$

$$\frac{d^2 V_s}{dz^2} = -\gamma^2 V_s = 0 \quad (2.42)$$

en donde γ es la constante de propagación y está definida por

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (2.43)$$

Donde α es la constante de atenuación en Np/m y β es la constante de fase rad/m (radianes por metro). La constante de propagación se utiliza para expresar la atenuación (pérdida de la señal) y el desplazamiento de fase por unidad de longitud de una línea de transmisión. Conforme se propaga una onda a lo largo de la línea de transmisión, su amplitud se reduce con la distancia viajada. La constante de propagación se utiliza para determinar la reducción en voltaje o corriente en la distancia conforme una onda se propaga a lo largo de la línea [28]. Para una línea infinita, toda la potencia incidente se disipa en la resistencia del cable, conforme la onda se propague a lo largo de la línea.

Se sigue el mismo procedimiento para desacoplar el voltaje y la corriente de la ecuación 2.18 y se obtiene

$$\frac{d^2 I_s}{dz^2} = -\gamma^2 I_s \quad (2.44)$$

Las ecuaciones 2.43 , 2.44 son, respectivamente ,las ecuaciones de onda, donde , α es la constante de atenuación (decibels por metro) y β es la constante de fase(en radianes por metro).

2.5.3. Impedancia característica de una línea de transmisión

Se denomina impedancia característica de una línea de transmisión Z_0 , a la relación existente entre la diferencia de voltaje aplicada y la corriente absorbida por la línea en el caso hipotético de que ésta tenga una longitud infinita,o cuando aun siendo finita, no existen reflexiones [28]. La impedancia característica puede expresarse a través de los parámetros distribuidos como:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + i\omega L}{G + i\omega C}} \quad (2.45)$$

2.6. Coeficiente de reflexión

Se sabe que las ondas de voltaje y corriente que se propagan en una línea infinita, cuando existe desacoplamiento en la carga (al final de la línea) o en el generador (al inicio de la línea), están formadas por la superposición de una onda incidente y

otra reflejada. El coeficiente de reflexión en la carga es el parámetro que indica qué porcentaje de la onda incidente no es absorbida por la carga y qué porcentaje es devuelto a la fuente en forma de onda reflejada. La figura 2.5. ejemplifica el coeficiente de reflexión dentro de una línea de transmisión.

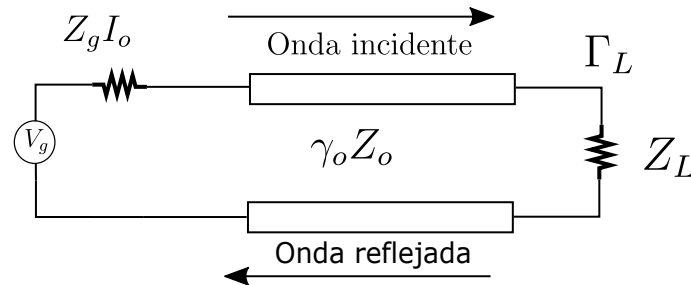


Figura 2.5: Coeficiente de reflexión.

El coeficiente se expresa en función a la impedancia característica de la línea y la impedancia de la carga conectada al final de la línea

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.46)$$

De la ecuación anterior se observa que el coeficiente tiene valores entre $-1 \leq \Gamma \leq 1$. Si el coeficiente de reflexión es 0 ($Z_0 = Z_L$), significa que la carga está perfectamente acoplada a la línea y no existirán reflexiones. Por otro lado, cuando el coeficiente de reflexión es 1, indica que la línea está terminada en circuito abierto ($Z_0 = \infty$) y que toda la señal se reflejará hacia el generador con la misma fase. Finalmente, si el $\Gamma = -1$, se tiene que la línea está terminada en corto circuito ($Z_0 = 0$) y que toda la señal se reflejará hacia el generador con un cambio de fase de 180° .

2.7. Línea coaxial

Esta sección presenta los parámetros físicos de una línea del tipo coaxial, así como los conceptos teóricos para comprender su funcionamiento. Existen diferentes coaxiales desarrollados para diferentes aplicaciones, una línea coaxial está conformada por un conductor interno rodeado por una capa aislante y es de forma tubular, como se muestra en la figura 2.6 El término coaxial proviene del conductor interno y el escudo externo debido a que que comparte un eje geométrico (en geometría, coaxial significa que dos o más formas comparten un eje en común es el análogo lineal tridimensional de concéntrico). El cable coaxial fue inventado por el físico,

ingeniero y matemático inglés Oliver Heaviside , quien patentó el diseño en 1880 [29]. El cable coaxial se utiliza como línea de transmisión , para transportar señales eléctricas de alta frecuencia con bajas pérdidas, como líneas troncales telefónicas, cables de red de Internet de banda ancha , buses de datos de computadora de alta velocidad, transporte de señales de televisión por cable, conexión de transmisores y receptores de radio a sus antenas. Una de las principales ventajas de la línea coaxial sobre otros tipos de línea de transmisión es que, en un cable coaxial ideal, el campo electromagnético que transporta la señal solo existe en el espacio entre los conductores interno y externo. El cable coaxial también proporciona protección de la señal contra interferencias electromagnéticas externas [29]. Otra de sus propiedades es su impedancia característica (Z_0) la cual está determinada por la constante dieléctrica del aislante interno y los radios de los conductores interno y externo. Una impedancia característica del cable uniforme con respecto a la frecuencia es importante para minimizar la pérdidas [30].

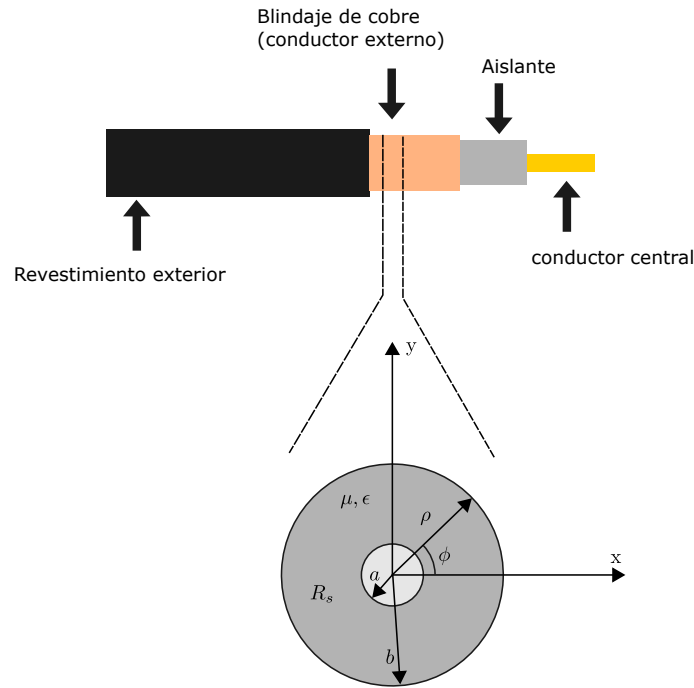


Figura 2.6: Geometría de una línea coaxial

2.7.1. Campos en una línea coaxial

De acuerdo con la figura 2.6, se definen los siguientes parámetros de una línea de transmisión coaxial:

- Longitud del cable, h .

- Radio del conductor interno, a .
- Radio del conducto externo, b .
- Constante dieléctrica del aislante, ϵ . Esta constante dieléctrica a menudo se cita como la constante dieléctrica relativa ϵ_r referido a la constante dieléctrica del espacio libre ϵ_0 : $\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0$.
- Permeabilidad magnética del aislante, μ . La permeabilidad a menudo se describe como la permeabilidad relativa μ_r refiriéndose a la permeabilidad del espacio libre μ_0 : $\mu = \mu_0 \mu_r$. La permeabilidad relativa casi siempre será 1.

Los campos de una onda TEM dentro de una línea coaxial se expresan de la siguiente forma:

$$\bar{\mathbf{E}} = \frac{v_0 \hat{\rho}}{\rho \ln(b/a)} e^{-\gamma Z} \quad (2.47)$$

$$\bar{\mathbf{H}} = \frac{I_0 \hat{\phi}}{2\pi \rho} e^{-\gamma Z} \quad (2.48)$$

Donde γ es la constante de propagación de la línea, se supone que los conductores tienen una resistencia superficial R_s , y el material que llena el espacio entre los conductores (es un dieléctrico) con permitividad compleja $\epsilon_r = \epsilon'_r - j\epsilon''_r$ y una permeabilidad $\mu = \mu_0 \mu_r$. Los cuales determinan los parámetros de la línea de transmisión coaxial que se generan directamente a partir de las soluciones de la teoría de líneas de transmisión.

2.7.2. Parámetros distribuidos de una línea coaxial

Los parámetros distribuidos de una línea coaxial, de acuerdo con el circuito de la figura 2.4 son los siguientes:

- Capacitancia que es denotada por la ecuación siguiente y se refiere a la relación entre el cambio en una carga eléctrica en un sistema y el cambio correspondiente en su potencial eléctrico [31].

$$\left(\frac{C}{h}\right) = \frac{2\pi\epsilon}{\ln\left(\frac{D}{d}\right)} = \frac{2\pi\epsilon_0\epsilon_r}{\ln\left(\frac{D}{d}\right)} \quad (2.49)$$

- Inductancia en serie por unidad de longitud, definida como la tendencia de un conductor eléctrico a oponerse a un cambio en la corriente eléctrica que fluye a través de él.

$$\left(\frac{L}{h}\right) = \frac{\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{D}{d}\right) = \frac{\mu_0\mu_r}{2\pi} \ln\left(\frac{D}{d}\right) \quad (2.50)$$

- Resistencia por unidad de longitud, en ohmios por metro. La resistencia por unidad de longitud es solo la resistencia del conductor interno y el blindaje a bajas frecuencias.
- Conductancia por unidad de longitud, en siemens por metro. La conductancia suele ser muy pequeña porque se usan aislantes con buenas propiedades dieléctricas (una tangente de muy baja pérdida). A altas frecuencias, un dieléctrico puede tener una pérdida resistiva significativa.

A frecuencias más altas, los términos reactivos generalmente dominan R y G, y la impedancia del cable vuelve a ser real. Ese valor es Z_0 , la cual se denomina la impedancia característica del cable [31]-[33]:

$$\sqrt{Z_0} = \sqrt{\frac{sL}{sC}} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.51)$$

Los parámetros L y C se determinan a partir de la relación de los diámetros interno (d) y externo (D) y la constante dieléctrica (ϵ).

- La atenuación por unidad de longitud depende de la pérdida en el material dieléctrico que conforma el cable y las pérdidas resistivas en el conductor central y el blindaje exterior. La atenuación es directamente proporcional al incremento de la frecuencia, es decir que la atenuación se incrementa a medida que aumenta la frecuencia. Las pérdidas por efecto de la piel en los conductores se pueden reducir aumentando el diámetro del cable. Un cable con el doble de diámetro tendrá la mitad de la resistencia al efecto piel, ignorando las pérdidas dieléctricas y de otro tipo, el cable más grande reduciría a la mitad la pérdida de dB / metro.

2.8. Parámetros de dispersión

Los parámetros dispersión o parámetros S describen completamente el comportamiento de una red de n puertos en un rango de frecuencia. Si bien los parámetros S tienen un comportamiento complejo estos suelen representarse por su magnitud, en decibelios (dB) y fase (rad). A pesar de su utilidad en cualquier frecuencia, estos parámetros S son usados principalmente en radiofrecuencia (RF) y frecuencias de microondas. Generalmente, para redes en frecuencias de microondas, los parámetros de dispersión cambian con respecto a la frecuencia a la que se miden. El contexto de los parámetros de dispersión se refiere a la forma en que las corrientes y voltajes se desplazan en una red de n puertos y son afectadas cuando se encuentran con una discontinuidad debido a un cambio de impedancia en los puertos de la red. La figura 2.9 define los parámetros S de una red de dos puertos, haciendo referencia a que una línea de transmisión se puede modelar como una red de dos puertos. Los parámetros S de esta red de dos puertos son los siguientes:

- S_{11} : Coeficiente de reflexión a la entrada o coeficiente de reflexión directa.
- S_{21} : Coeficiente de transmisión directa o ganancia con la tensión directa.
- S_{22} : Coeficiente de reflexión a la salida o coeficiente de reflexión inversa.
- S_{12} : Coeficiente de transmisión o ganancia con la tensión inversa.

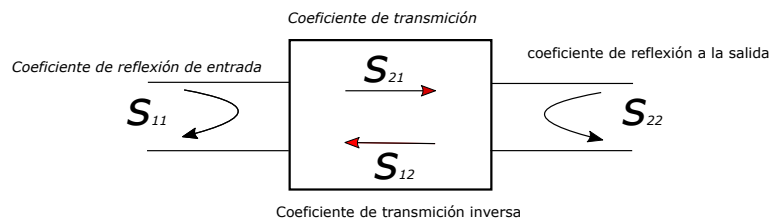


Figura 2.7: Esquema de Dispersión

2.9. Conclusiones

En este capítulo se abordaron temas como dispersión y permitividad las cuales se usarán posteriormente con la metodología de técnica a desarrollar. Además se aborda temas concernientes a líneas coaxiales la cual se utilizara en la instrumentación de la sonda coaxial. En resumen Los parámetros descritos en este capítulo nos dan un panorama para caracterizar el equipo de medición en el rango de frecuencia de las microondas, lo cual es objetivo principal de esta tesis.

Capítulo 3

Técnica de sonda coaxial de prueba terminada en circuito abierto

El objetivo principal de este trabajo de tesis es la instrumentación de una sonda coaxial que opere en el rango de las microondas para la caracterización de materiales dieléctricos, específicamente, para conocer las permitividades. Por ende este capítulo aborda el análisis característico de una sonda coaxial de extremo abierto, así, como la metodología de la técnica open ended.

3.1. Técnica open ended

Esta técnica se basa en la medición de la permitividad, la cual proporciona información de cómo están conformada la estructura interna de la materia y es útil en la caracterización de materiales. Es utilizada una sonda coaxial abierta como elemento sensor. Además de un analizador de redes vectoriales, cable coaxial (línea de transición) y una computadora para recolectar datos para su procesamiento.

En la actualidad existen amplios estudios acerca de la caracterización de materiales dieléctricos a frecuencias de microondas en las cuales se han utilizado sondas coaxiales, ya que estas presentan una ventaja muy importante frente a otro tipo de líneas, entre las cuales destacan, su amplio margen de frecuencias de trabajo, combinada con un fácil manejo y una gran versatilidad para poder caracterizar todo tipo de materiales (sólidos, líquidos, láminas, granulares, etc.). Por estas razones se ha convertido en una técnica importante para la caracterización y monitorización de materiales en entornos industriales y académicos [35] [36]. A la técnica utilizada para esta caracterización de materiales usando una sonda coaxial se le conoce como coaxial de extremo abierto (open ended) y consiste en poner en contacto el extremo de la sonda con el material y así medir el coeficiente de reflexión en la

apertura como se aprecia en la figura 3.1 , y así relacionar el coeficiente de reflexión y la permitividad de la materia bajo prueba (MBI). En la Figura 3.1 presenta a **2a** y **2b** como los diámetros interno y externo de la apertura coaxial, tal que a es menor que b . La onda incidente se propaga a lo largo de la guía de onda, al llegar a la apertura la onda TEM se distorsiona, y el vector del campo eléctrico comienza a ganar un componente perpendicular, esta energía incidente se irradia en el material dieléctrico (MBI) y es parcialmente reflejada de nuevo a la guía coaxial como una onda reflejada ilustrada en la en la figura 3.1. La magnitud compleja de la onda reflejada depende significativamente de las propiedades dieléctricas del material. Por lo tanto, se puede utilizar la sonda coaxial abierta para mediciones de las propiedades dieléctricas de los materiales. Las características de acoplamiento electromagnético de la línea coaxial son el coeficiente de reflexión Γ y la admitancia de entrada normalizada y . Estos están relacionados por la siguiente ecuación.

$$y = \frac{1 - \Gamma}{1 + \Gamma} \quad (3.1)$$

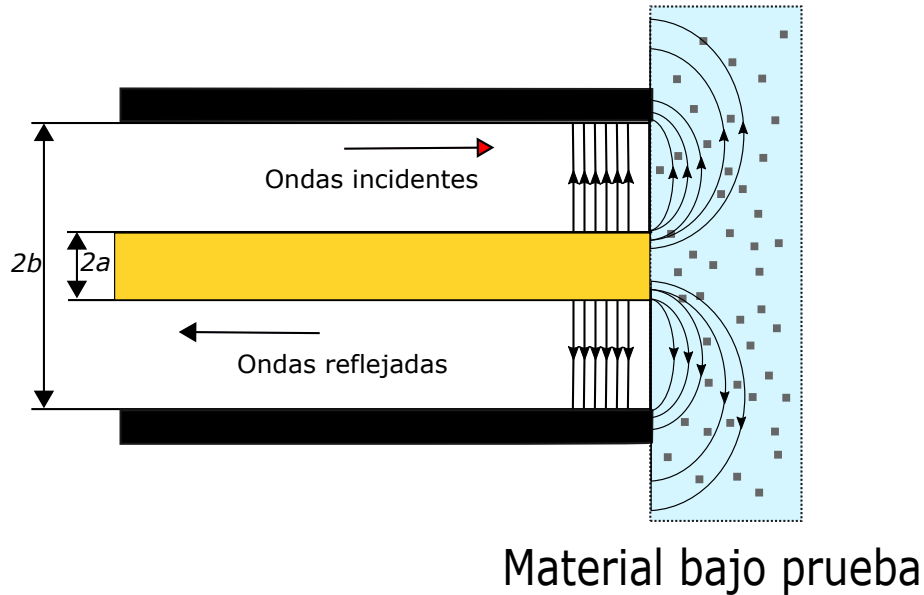


Figura 3.1: Modelo geométrico sonda coaxial

Para obtener la constante dieléctrica ($\varepsilon_r = \varepsilon_r - i\varepsilon_r$) del material bajo prueba (MBI), es necesario conocer la dependencia del coeficiente de reflexión y la admitancia de entrada en función de ε . Con la función teórica $y = y(\varepsilon)$, la cual se puede obtener solucionando el problema de límites de radiación de onda para una línea coaxial. En comparación con otras guías de onda, la sonda coaxial permite realizar mediciones en el orden de centímetro de longitud de onda, lo que lo hace conveniente y eficiente para espectroscopia dieléctrica. Una aproximación para el modo de ondas transversales electromagnéticas (TEM) en una guía de onda coaxial se encuentra

en [37]. De acuerdo a estos estudios la admitancia de entrada normalizada para la línea coaxial se puede expresar de la siguiente manera:

$$y = \frac{k}{k_c \ln\left(\frac{a}{b}\right)} \int_0^{\pi/2} \frac{[J_0(Ka \sin \theta) - J_0(kb \sin \theta)]^2}{\sin \theta} d\theta - \frac{i}{\pi} \frac{k}{k_c \ln\left(\frac{a}{b}\right)} \dots \quad (3.2)$$

$$\times \int_0^\pi \left[2Si(k\sqrt{a^2 + b^2} - 2ab \cos \theta) - Si\left(2ka \sin\left(\frac{\theta}{2}\right)\right) - Si\left(2kb \sin\left(\frac{\theta}{2}\right)\right) \right] d\theta$$

Donde $k = k_0\sqrt{\varepsilon}$; $k_c = k_0\sqrt{\varepsilon_c}$; ε_c es la permitividad dieléctrico aislante de la sonda coaxial; $k_0 = \omega/c$ es el número de onda en el espacio libre; ω es la frecuencia angular; $J_0(x)$ es la función Bessel de orden cero la cual nos sirven para determinar la distribución del flujo o la electricidad dentro del coaxial y $S_i(x)$ es la integral del seno. La solución de onda completa para las características electromagnéticas de la sonda coaxial han sido estudiados por Pournaropoulos y Misra en [30]. Estos autores encontraron una relación entre las admitancias de apertura calculadas por el método de onda completa y la solución de modo TEM simple, que indica que la aproximación del modo TEM es válida. Si la admitancia de apertura y es conocida por las mediciones, entonces la ecuación 3.2 se vuelve trascendental con respecto a la constante dieléctrica la cual es la desconocida ε . La integral de la ecuación 3.2 se representa a través de una serie de potencia con respecto al número de onda k [15], [30], [38], [39]. En la práctica esta ecuación se puede expresar como una serie con un número finito de términos M , como se muestra a continuación:

$$\bar{y}(k) = \frac{k^2}{k_c \ln\left(\frac{a}{b}\right)} \sum_{m=1}^M [G_m k^{2m} - \frac{i}{\Pi} I_m k^{2m-2}]. \quad (3.3)$$

En esta ecuación, los coeficientes G_m e I_m dependen solo de radios de la sonda coaxial a y b . Las ecuaciones para el primer término se pueden encontrar en [30] y [38]. Las expresiones generales para G_m e I_m se muestran a continuación:

$$G_m = \frac{(-1)^{m+1}}{2^{m+2}} \frac{m!}{(2m+1)!!} \times \sum_{n=1}^m \frac{(a^{2n} - b^{2n})[a^{2(m-n+1)} - b^{2(m-n+1)}]}{[n!(m.n+1!)]^2} \quad (3.4)$$

$$I_m = \frac{(-1)^{m+1}}{(2m+1)(2m+1)!} \times \dots \quad (3.5)$$

$$\dots \left[2 \int_0^\Pi \sqrt{[a^2 + b^2 - 2ab \cos \nu]}^{2m-1} d\nu - \frac{2^{3m-1}(m-1)!(a^{2m-1} + b^{2m-1})}{(2m-1)!!} \right]$$

De igual manera, estas expresiones son importantes para lograr la invención de la ecuación 3.2 .Si se supone que la admitancia de entrada es conocida a partir de mediciones entonces la ecuación 3.3 con respecto al número de onda puede escribirse de la siguiente forma:

$$\overline{y}(k) = y_{med} \quad (3.6)$$

Para solucionar la ecuación 3.6 se empleara el método Newton-Raphson.De acuerdo a este las, la solución en la iteración $k^{(j)}$ puede ser expresada como una solución de la iteración previa $k^{(j-1)}$:

$$k^j = k^{j-1} - \frac{\overline{y}(k^{j-1}) - y_{med}}{\left(\frac{d\overline{y}}{dk}\right)_{k=k^{(j-1)}}}, \quad j = 1, 2, 3... \quad (3.7)$$

Al inicializar el proceso iterativo, se debe proporcionar $k^{(0)}$. Si mantenemos los términos de las potencias cuadradas y cuartas de k ,de la ecuación 3.3 se obtiene la siguiente ecuación biquadrática que se puede resolver con respecto a $k^{(0)}$:

$$I_2(k^{(0)})^4 + I_1(k^{(0)})^2 - i\Pi k_c \ln\left(\frac{b}{a}\right)y_{med} \quad (3.8)$$

La admitancia de la apertura $y = y_{med}$ para un (MBI) es obtenido mediante la medición del coeficiente de reflexión S_{11} usando un analizador vectorial de redes (VNA). Tomando en cuenta que el cable y conector representan una red lineal de 2 puertos entre el analizador y la apertura el coeficiente de reflexión S_{11} del sistema (sonda-cable-conector) está relacionado con la admitancia de la apertura $y = y_{med}$

de la siguiente manera:

$$y_{med} = \frac{AS_{11} - B}{S_{11} - C} \quad (3.9)$$

Donde A, B y C son coeficientes complejos, estos coeficientes pueden ser encontrados mediante un conjunto de tres mediciones de calibración de tres materiales con admitancias conocidas. Para cada medición de calibración, los coeficientes de reflexión correspondientes (S_{11}) 1,2,3 se miden mediante el VNA. Sustituyendo y_{med} en 3.9 con los valores conocidos $\overline{y = 1, 2, 3}$, calculados para los 3 materiales de calibración usando 3.3 se obtiene el siguiente sistema de ecuaciones lineales con respecto a A, B y C:

$$y_p = \frac{A(S_{11})_p - B}{(S_{11}) - C} \quad p = 1, 2, 3. \quad (3.10)$$

Por lo tanto, A, B y C (como funciones de frecuencia) se pueden obtener resolviendo el sistema de 3.10. Estos coeficientes deben ser encontrados para cada medición.

3.2. Instrumentación de sonda coaxial

En este trabajo de tesis, la instrumentación de la sonda coaxial se llevó a cabo de la siguiente manera:

3.2.1. Caracterización del cable coaxial mediante el calculo de su impedancia

Se eligió un cable coaxial Amphemol RF modelo 95-902-462-006, el cual en uno de sus extremos está terminado en un conector SMA hembra, para poder conectarlo al cable de prueba y al VNA.

Por el otro extremo el cable coaxial está terminado en circuito abierto, los diámetros interior y exterior del cable en este punto son $b=1.194$ mm, $a=0.2870$ mm, respectivamente. El dieléctrico que forma parte del cable coaxial tiene una permitividad relativa de $\epsilon_r = 2.1$. Finalmente, este cable coaxial tiene una frecuencia máxima de operación de 18 GHz, y una impedancia de 50Ω . La figura 3.2 muestra la imagen del cable a utilizar como sonda. Para comprobar el funcionamiento de este cable como sonda se obtiene mediante la ecuación 3.3 obteniendo las admitan-

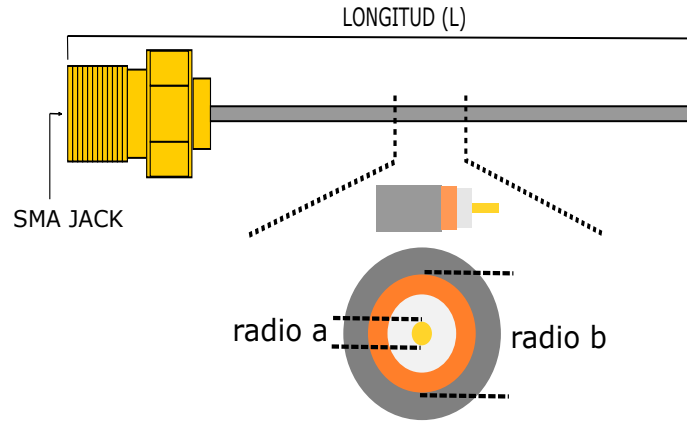


Figura 3.2: Coaxial Amphenol RF modelo 95-902-462-066.

Tabla 3.1: Longitud y radio interno y externo de la sonda.

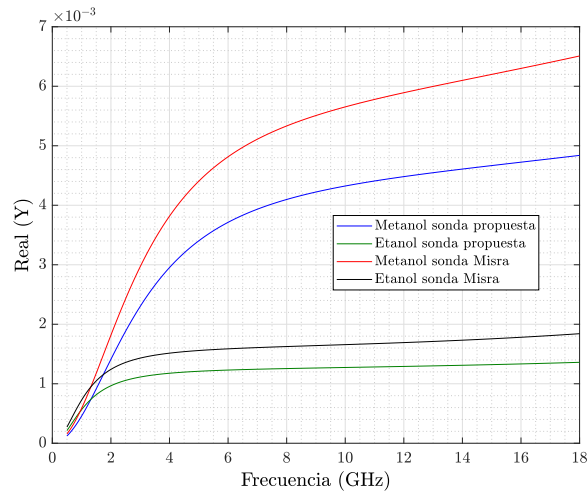
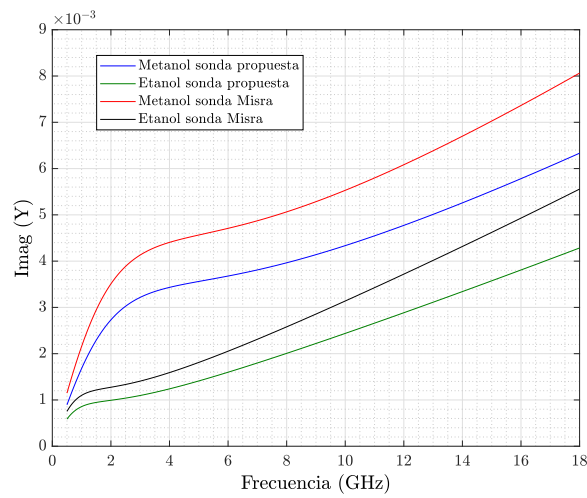
L	a	b
15.24 cm	0.2870 mm	1.194 mm

cias de este cable coaxial sumergido en metanol y etanol. La ecuación 3.3 requiere los radios internos y externos de la sonda, la permitividad relativa del material a modelar. Los valores de la permitividad relativa del etanol y metanol se obtienen empleando el modelo de Debye descrito por la ecuación 2.5, los valores de ϵ_s , ϵ_∞ y del tiempo de relación τ , para los líquidos mencionados se muestran en la Tabla 3.2, estos valores son para una temperatura de $20^\circ C$. Finalmente los coeficientes G_m y I_m se obtienen usando las aproximaciones descritas por Misra et al. [39], las cuales se presentan Apéndice 1, en la Tabla 1 y 2 donde se presentan los valores computados I_m y G_m para la sonda propuesta y son los que se usaran para calcular los valores de admitancia.

El cálculo de las admitancias para la sonda sumergida en metanol y etanol, se muestran en la Figura 3.3 y 3.4 Donde se observa que tanto la parte real como la imaginaria de la admitancia de la sonda sumergida en metanol y etanol coinciden en comportamiento y se aproximan de resultados con respecto a los reportados con Misra et al [39]. La diferencia en los resultados es debido a las dimensiones en los radios del cable y del dieléctrico de este, en Misra et al.[33], la sonda empleada tiene diámetros interno y externo con los siguientes valores $a=0.456$ mm y $b=1.49$ mm y una permitividad relativa de 2.1.

Tabla 3.2: Parámetros del modelo de Debye para el metanol y etanol.

MBI	$\varepsilon_\lambda = \infty$	$\varepsilon_\lambda = 0$
Metanol	33.64	5.7
Etanol	25.07	4.2 ₆
Temperatura	20°C	20°C

**Figura 3.3:** Parte real de la admitancia de la sonda coaxial sumergida en metanol y etanol.**Figura 3.4:** Parte imaginaria de la admitancia de la sonda coaxial sumergida en metanol y etanol.

Con estos resultados se valida el uso del cable seleccionado para la técnica de sonda de prueba coaxial con terminación abierta.

3.3. Cobertura de la sonda

Con la finalidad de proteger la sonda y de usarla con materiales sólidos, y en estos asegurar un buen contacto de la sonda sobre las superficies, la sonda es recubierta con una cubierta metalizada de latón elegida por las características físicas, térmicas ,químicas y eléctricas que presenta algunos ejemplos son:

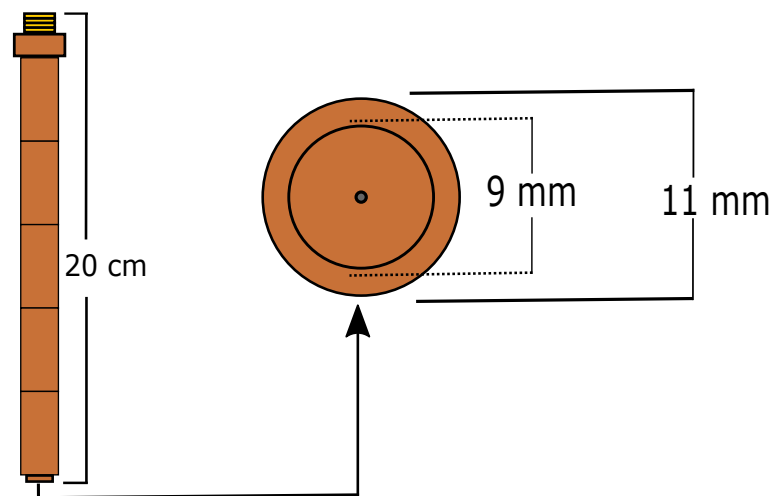


Figura 3.5: Medidas de cubierta protectora.

- Al ser un material rico en cobre admite bien la deformación en frío haciendo que sea fácilmente moldeable para los requerimientos deseados.
- No se altera a temperaturas comprendidas entre -100°C y 200°C ni se degrada con la luz.
- Alta resistencia a la oxidación y corrosión, incluso en condiciones de alta salinidad esto lo hace idóneo para la caracterización de materiales líquidos.
- Excelentes propiedades de soldadura (si se requiriera alguna modificación).
- Reciclable, sus residuos se pueden volver a fundir cuantas veces sea necesario sin perder propiedades

El diseño y medidas de la cubierta se observan en la Figura 3.5 . Además es desarmable para realizar la limpieza de la sonda coaxial. La Figura 3.6 muestra el diseño de la sonda con la armadura.

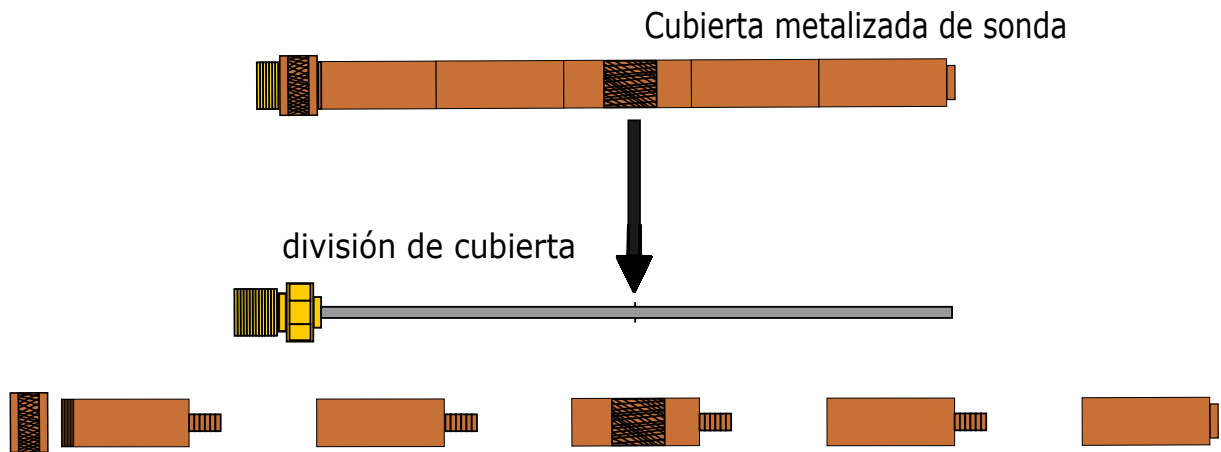


Figura 3.6: Cubierta metálica de la sonda.

3.4. Calibración

Posteriormente, para continuar el proceso de instrumentar la técnica open ended se realiza un proceso de calibración el cual se divide en dos partes, la primera es la calibración del VNA y la segunda la calibración de la sonda. La figura 3.16 muestra el esquemático de la de medición de la técnica open-ended.

3.4.1. Calibración del VNA

La sonda coaxial es conectada al VNA mediante un cable de prueba Kyesight modelo 81206196, para remover los efectos de este cable y trasladar el plano de medición al final del cable (Plano de medición 1, ver figura 3.7), se emplea la técnica OSL (abierto, corto circuito y carga, por sus siglas en inglés) [41]. Esta técnica consiste en conectar, en el extremo del cable de prueba, los estándares de circuito abierto, corto circuito y una carga de 50 Ohms, que se muestra en la figura 3.8.

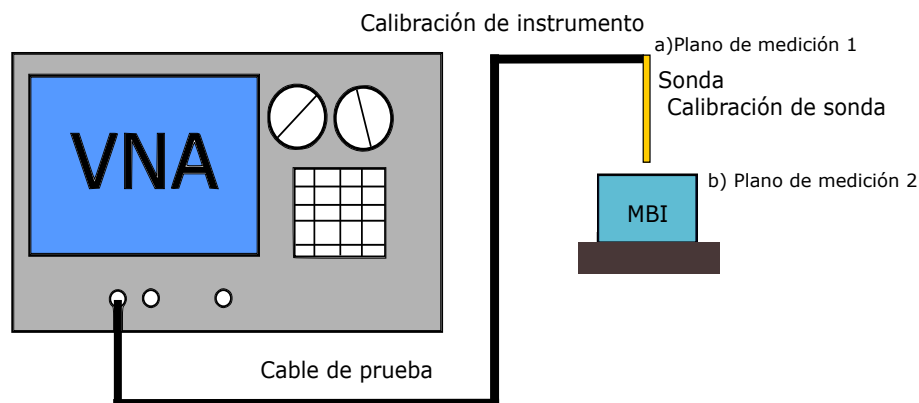


Figura 3.7: Calibración de instrumentos de medición.



Figura 3.8: Estándares de calibración.

3.4.2. Calibración de la sonda coaxial.

El objetivo de este paso es trasladar el plano de medición al extremo final de la sonda (Plano de medición 2, ver figura 3.7), este proceso de calibración se realiza midiendo el coeficiente de reflexión, para tres materiales los cuales son el aire (ver figura 3.9), agua destilada (ver figura 3.10) y un corto circuito (3.11). La primera medición que se toma es la del corto circuito, el cual implica realizar una conexión entre el conductor central y el externo de la sonda coaxial, una vez realizado el corto circuito en el VNA se ajusta el plano de referencia de acuerdo con lo reportado por Misra et. al [39]. Posteriormente, se mide el aire y el agua destilada. Este conjunto de mediciones se emplea en conjunto con la ecuación 3.10 para obtener los parámetros A, B y C.

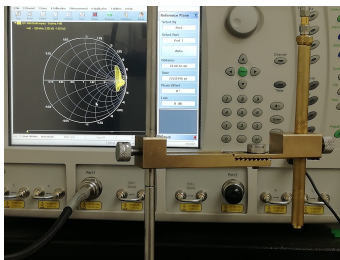


Figura 3.9: Calibración sonda aire.

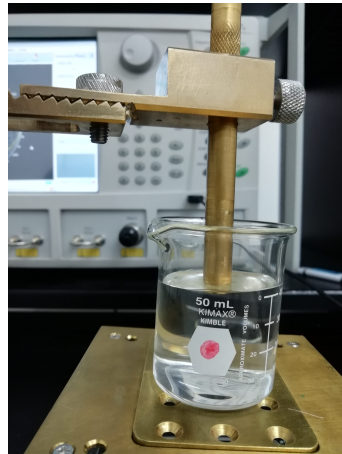


Figura 3.10: Calibración sonda agua.



Figura 3.11: Calibración corto circuito.

3.5. Obtención de la permitividad relativa

Finalmente, para concluir el proceso de instrumentar la técnica open-ended, se mide el coeficiente de reflexión del material bajo inspección. El conjunto de me-

diciones obtenidas se traslada a Matlab donde se aplican las ecuaciones 3.7 y 3.8 para obtener la permitividad del material bajo inspección, mediante la inversión de la ecuación 3.3 Un diagrama a flujo de la implementación de estas ecuaciones se muestra en la Figura siguiente.

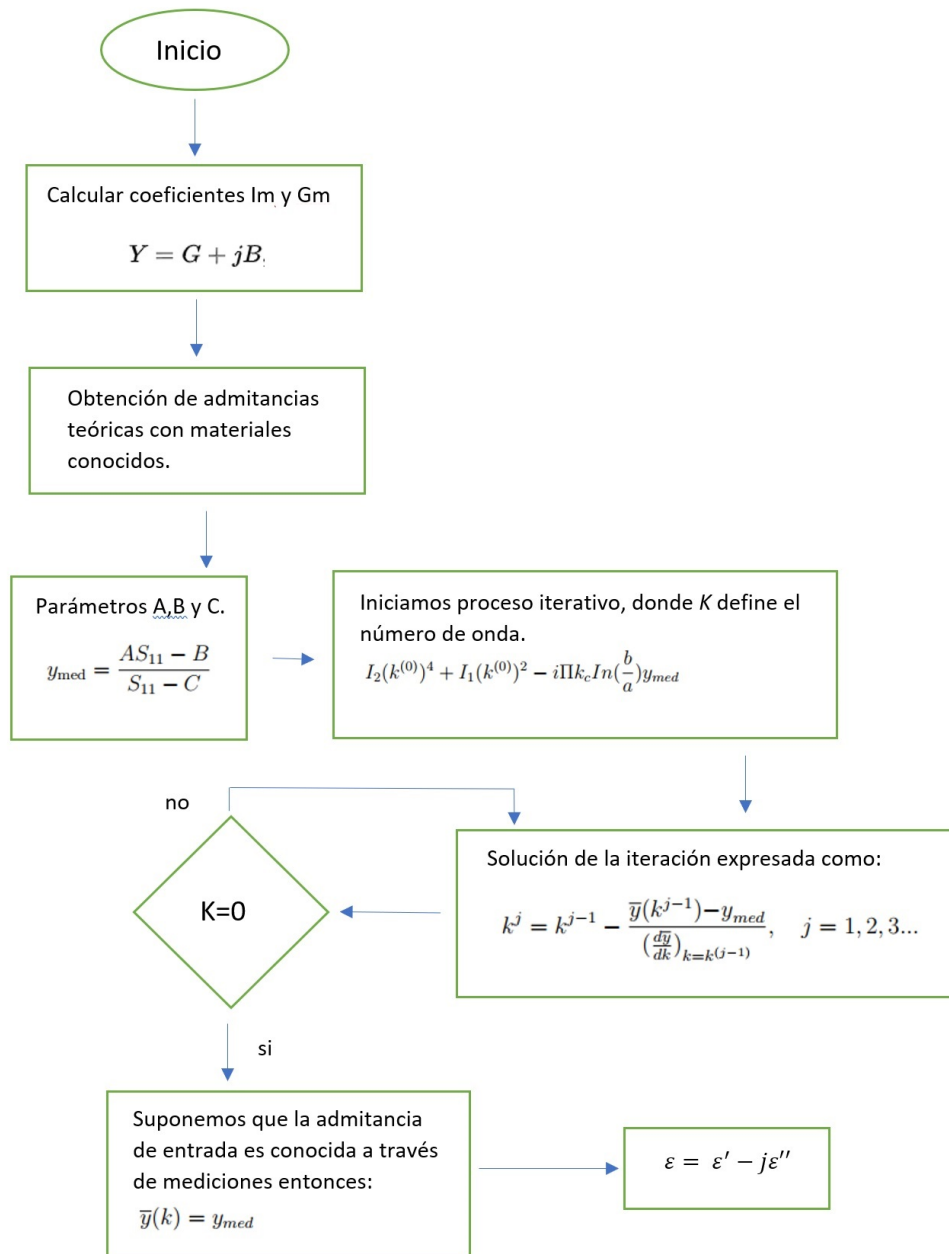


Figura 3.12: Diagrama de Ecuaciones.

3.6. Conclusiones

Con lo descrito en este capítulo se ha estable técnica open ended, para la medición de materiales microondas, esto como parte de los objetivos de este trabajo de tesis, además se ha incursionado en el tema de los equipos de medición a utilizar (VNA) los cuales deben ser calibrados previamente para eliminar los errores sistemáticos, siempre presentes. Finalmente se instrumentó la sonda coaxial, tomando en cuenta los parámetros y características de las sondas comerciales, esto para comparar los resultados que posteriormente se incluyen.

Capítulo 4

Mediciones de materiales

4.1. Introducción

El objetivo principal de este capítulo es demostrar de manera experimental la técnica de la sonda coaxial con terminación abierta en la caracterización de las propiedades dieléctricas de los materiales líquidos y sólidos.

La primera prueba se realiza en materiales líquidos los cuales ya han sido caracterizados en la literatura, esto con el fin de comparar los resultados experimentales de la sonda diseñada en este trabajo. Por otro lado, la segunda prueba se realiza en materiales sólidos.

4.1.1. Arquitectura de experimentación

En la Figura 4.1 se muestra un diagrama de la técnica de medición utilizada, donde se observa una punta de prueba coaxial que en su interfaz 1 está conectada a un analizador de redes vectorial (VNA) a través de un cable coaxial. Se observa también en la Figura 4.1 que la sonda está sumergida en el material bajo inspección (MBI), cuya permitividad dieléctrica se desea obtener en el plano 2.

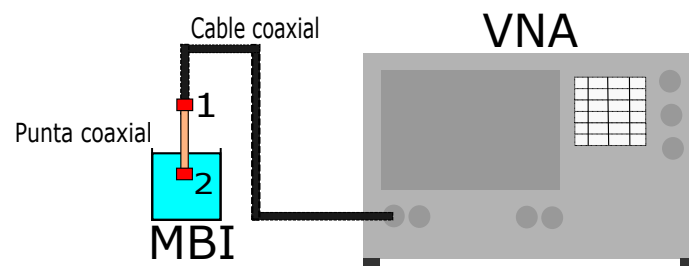


Figura 4.1: Arreglo experimental para medición de permitividad en líquidos.

Una vez montado el sistema, se llevó a cabo el proceso de calibración en dos etapas, el cual consistió en emplear la técnica OSL con los estándares open-short-load en la interfaz 1 de la punta coaxial. Posteriormente en el plano 2 del sensor coaxial de la misma figura se aplicó la técnica OSL con los estándares aire-cortocircuito-agua no-ionizada. Para medir la muestra se acerca y se aleja de la sonda coaxial de forma manual con un pedestal de laboratorio. tomando en cuenta algunas consideraciones, las cuales son:

- La muestra a estudiar debe ser no magnética.
- De orientación uniforme y homogénea, esto es, isotrópica.
- En materiales líquidos la sonda coaxial debe estar sumergida un mínimo de 5 mm dentro del material a inspeccionar. Además, evitar burbujas de aire pegadas en el extremo sumergido de la sonda debido a los errores que genera.
- Tomar en cuenta la temperatura ambiente.
- En materiales sólidos la muestra debe asegurar un contacto plano con la sonda.

4.2. Sistema experimental en Líquidos

Esta sección presenta los resultados obtenidos de la parte experimental en materiales líquidos haciendo uso de la sonda instrumentada en este trabajo de tesis. Posteriormente se repiten las mismas mediciones con una sonda comercial (mod: N1501A ,Keysight) disponible en el laboratorio de Caracterización de Sistemas Basados en Microondas de la FCE, para corroborar que el sistema de medición ofrece resultados acertados. Se realizan mediciones de permitividad a sustancias cuyas propiedades electromagnéticas fueron medidas y reportadas previamente en la literatura [43], con el fin de hacer una comparación, los materiales bajo inspección son: Metanol y el Etanol (4.2), materiales líquidos y que están bien caracterizados por modelos de Debye y Cole-Cole. Debido a que la medición de permitividad en materiales dieléctricos líquidos depende de la temperatura, las mediciones se realizaron con temperatura ambiente de los $22^{\circ}C$ a los $23^{\circ}C$, la temperatura de las muestras (Metanol y agua destilada) se midió a los $22.4^{\circ}C$. Esta misma metodología se aplica sin cambio alguno en la medición con la sonda comercial para desprestigiar errores por el cambio en algún parámetro obteniendo así una lectura de datos adecuada. El VNA, se encendió dos horas antes de la medición. Además, asegurar que el frasco y su contenido líquido sea colocado de manera que la sonda quede inmersa en la parte central de la muestra a inspeccionar. Se realizaron 10 mediciones en las cuales se aleja la muestra de forma manual y entre cada medición y la siguiente, se utiliza

papel absorbente para proceder al secado de la punta coaxial. De esta forma, el VNA interpreta la misma muestra como una nueva y, en caso de ser una muestra diferente, no se contaminará con la anterior. Los resultados obtenidos se promedian y se presentan en las gráficas de la siguiente sección.



Figura 4.2: Soluciones liquidas bajo inspección.

4.2.1. Resultados y análisis de Metanol

El primer líquido caracterizado es el metanol, con el modelo de Debye a $20^{\circ}C$ y sus parámetros son los siguientes:

- $t^{\circ}C = 20^{\circ}$.
- $\varepsilon_{\infty} = 25.07$.
- $\varepsilon_0 = 4.2$.

Las Figuras 4.3 y 4.4 presentan el montaje de la técnica de sonda coaxial con terminación abierta; 4.3 con la sonda comercial y 4.4 con la sonda instrumentada. Los resultados obtenidos con ambas sondas se presentan en la Figura 4.5, representando la parte real (constante dieléctrica) y 4.6 la parte imaginaria (factor de pérdida de la muestra) de la permitividad.

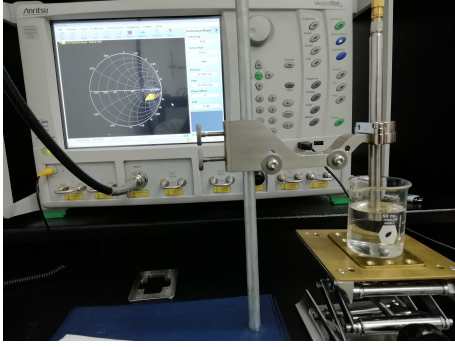


Figura 4.3: Medición Metanol,sonda co-
mercial.

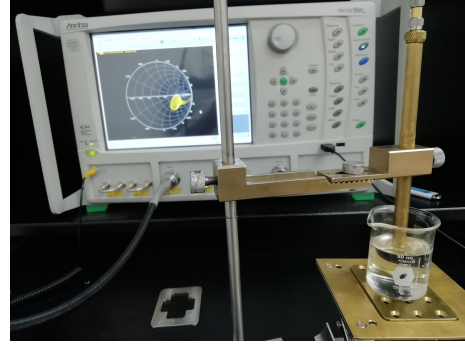


Figura 4.4: Medición Metanol,sonda ins-
trumentada.)

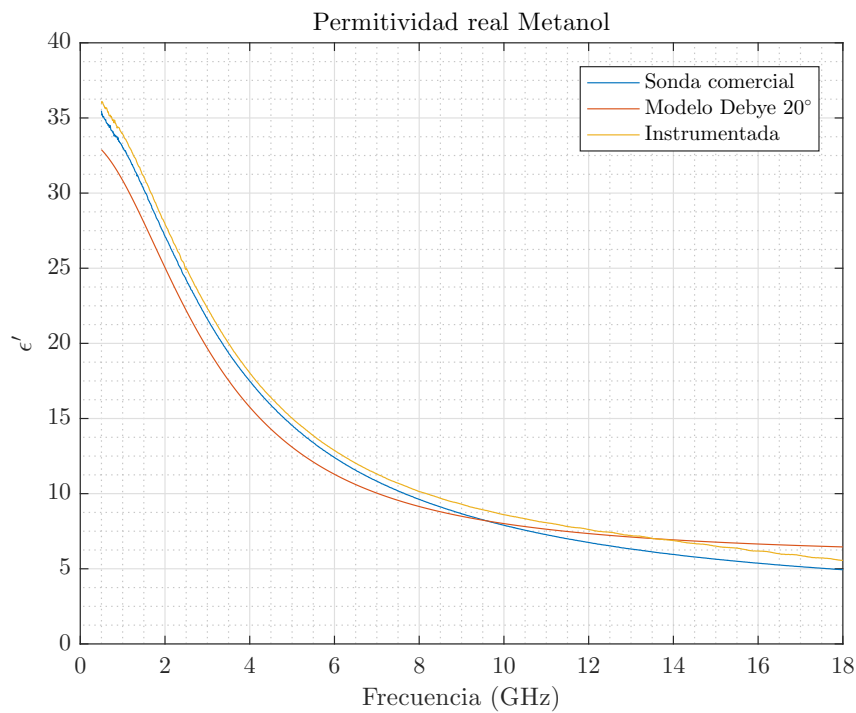


Figura 4.5: Comparación de resultados obtenidos entre : sonda instrumentada y comercial de la parte real del Metanol, Constante dieléctrica (ϵ').

Para ambas sondas se muestra una concordancia con la permitividad obtenida con el modelo Debye. La permitividad del metanol va desde un valor de 32 a 6 para el modelo Debye del metanol a 20° C, en el caso de las curvas experimentales esta va 35 a 5. La diferencia que se aprecia en la gráfica de resultados, se atribuye a la diferencia de temperatura de los MBI líquidos en el momento de la medición. Por otro lado, en la Figura 4.5 para las 3 líneas se observa que la permitividad del material disminuye de manera exponencial conforme se incrementa la frecuencia, donde para frecuencias superiores a los 10 GHz la disminución del valor de la permitividad tiene un comportamiento plano, en la Figura 4.6 se presenta el factor de pérdidas del material bajo inspección donde el mínimo valor para este factor es cero, que

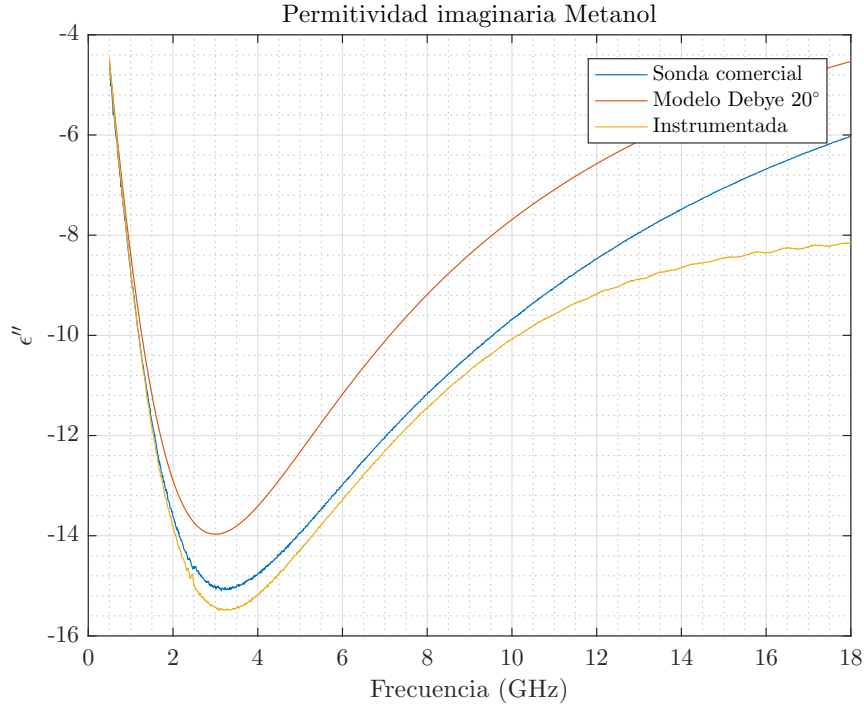


Figura 4.6: Comparación de resultados obtenidos entre: sonda instrumentada y comercial de la parte imaginaria del Metanol, Factor de pérdidas ($j\epsilon''$).

corresponde a un medio sin pérdidas mostrando que el MBI es un material de bajas pérdidas. En los resultados obtenidos se aprecia un comportamiento similar en las 3 mediciones, al igual que para la parte real a frecuencias superiores a 10 GHz muestra un comportamiento plano. Por otro lado en la Figura 4.6 se presenta el factor de pérdidas del material bajo inspección donde este tiene valores entre -4 y -12 para el caso del modelo y de -4 a -16 para el caso de las curvas experimentales.

4.2.2. Resultados y análisis de Etanol

El segundo líquido caracterizado es el etanol, con el modelo de Debye a $20^{\circ}C$ y sus parámetros son los siguientes:

- $t^{\circ}C = 20^{\circ}$.
- $\epsilon_{\infty} = 33.64$.
- $\epsilon_0 = 5.7$.

La temperatura ambiente registrada para las mediciones fue de $22.4^{\circ}C$. En la figura 4.7 se observa el montaje de la sonda comercial con MBI etanol y en 4.8 el montaje con la sonda instrumentada. Después del proceso de medición, se muestran los resultados obtenidos de la sonda instrumentada y sonda comercial.

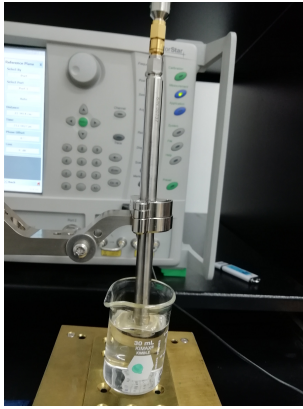


Figura 4.7: Medición Etanol, sonda comercial.

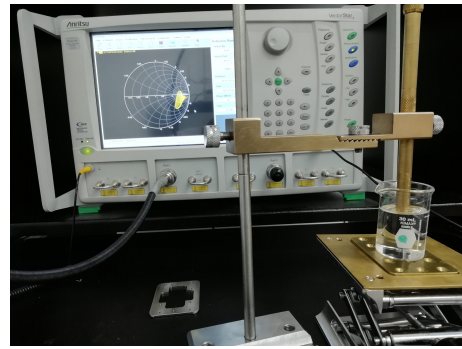


Figura 4.8: Medición Etanol, sonda instrumentada.)

En la Figura 4.9, se indica el nombre de la muestra, y la comparación entre la sonda comercial, instrumentada y lo reportado en el modelo Debye a 20°C , en donde se puede observar que la permitividad en este modelo para el etanol va de un valor de 21 a 5. Los resultados de las mediciones de la permitividad con la sonda instrumentada y la comercial van desde 23 a 5 para la constante dieléctrica (ϵ') y muestran un comportamiento equivalente de los 500 MHz a los 18 GHz. En contraparte, la Figura 4.10 presenta el factor de pérdida mostrando uniformidad entre las mediciones de la sonda instrumentada y la comercial con valores de permitividad de -8.5 hasta -10.5 por otro lado el modelo Devye tiene valores de -8 a .10.5, las diferencias en los resultados se atribuyen al cambio en la temperatura de los MBI. Con esto se demuestra que la sonda instrumentada en este trabajo de tesis ofrece resultados acertados en materiales líquidos, concluyendo uno de los objetivos propuestos, el cual consistía en la caracterización y comparación de materiales líquidos.

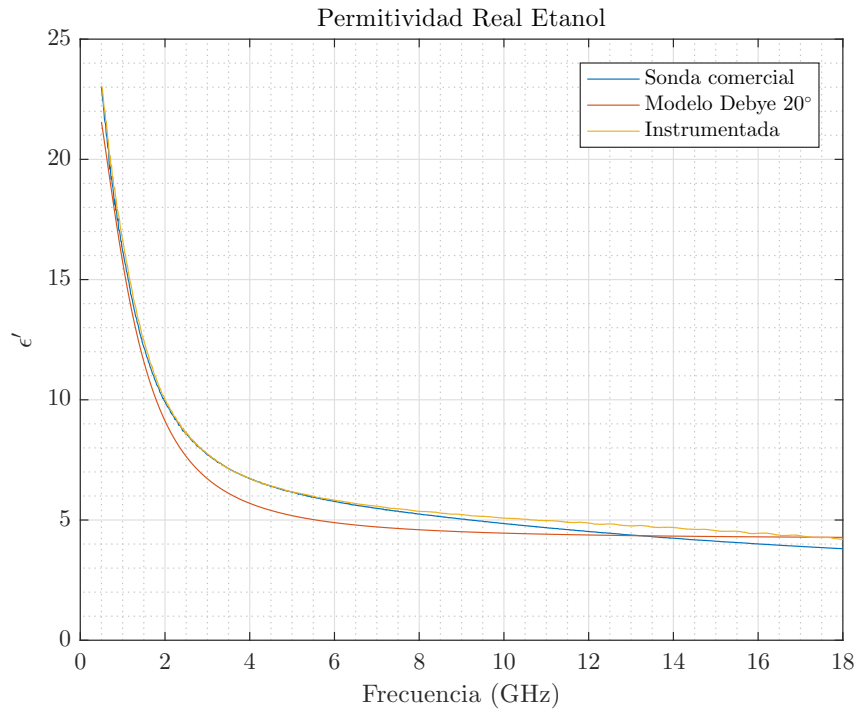


Figura 4.9: Comparación de resultados obtenidos entre: sonda instrumentada y comercial de la parte real del Etanol, Constante dieléctrica (ϵ').

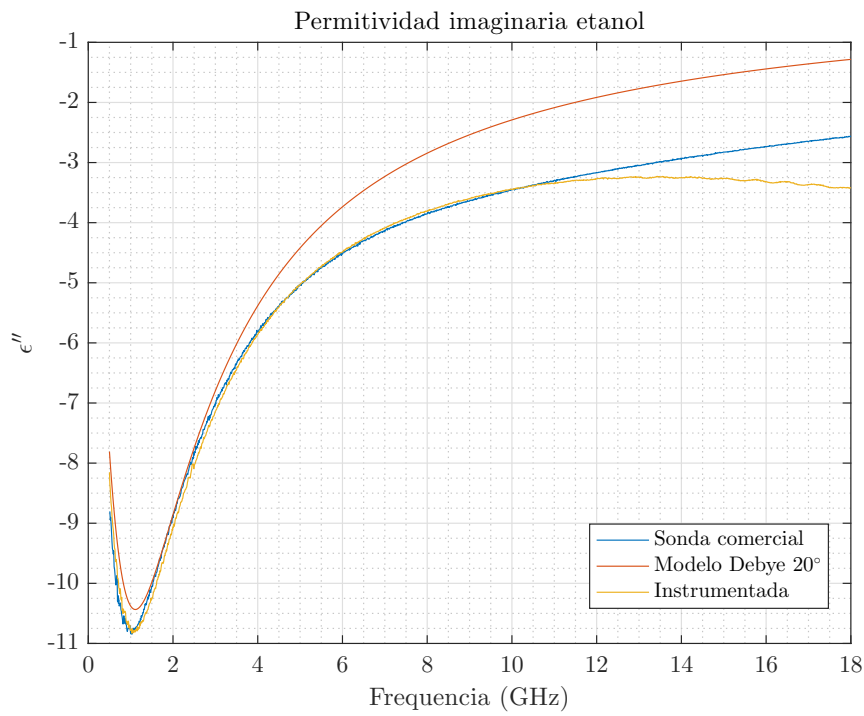


Figura 4.10: Comparación de resultados obtenidos entre : sonda instrumentada y comercial de la parte imaginaria del Etanol, Factor de pérdidas ($j\epsilon''$).

Tabla 4.1: Permitividad de materiales caracterizados en la literatura, Para algunos la composición y humedad afectan el valor de permitividad [44]-[47].

Material	Constante dieléctrica ϵ'
Vidrio	5-6
Madera	2.3-8
Textil: Algodón	1.4
Textil: Polyester	1.44
Textil: Mezclilla	1.71-2
Cloruro de sodio	6.1
Azufre	4
Óxido de aluminio	4.5

4.3. Sistema experimental en sólidos

Uno de los objetivos finales de este trabajo es caracterizar materiales sólido a través de la instrumentación de una sonda coaxial, en el rango de microondas, en este segundo escenario propuesto se presentan los resultados obtenidos de la experimentación en estos materiales. La importancia en la caracterización de estos materiales radica en el diseño óptimo de instrumentos y componentes para la industria en alguna aplicación específica, donde el diseño dependa de las características dieléctricas, la permitividad o permeabilidad. La siguiente Tabla 4.1, muestra las permitividades relativas de algunos dieléctricos conocidos, de los cuales se tomarán y se realizará la experimentación con la sonda coaxial instrumentada para corroborar que el sistema de medición ofrece resultados acertados. Las características dieléctricas, en algunos casos dependen de su composición y temperatura, así como de las condiciones ambientales en las que se encuentre rodeado el material. Algunas otras consideraciones tomadas en cuenta son :

- El material debe ser no magnético.
- Existir en todo momento durante la medición contacto plano entre el extremo de la sonda y el material.
- MBI de mucho mayor tamaño que el extremo de la sonda (punta de la sonda) para cumplir con el supuesto de un tamaño infinito eléctricamente.

Para obtener una lectura de datos adecuada, el VNA se encendió dos horas antes de la medición. Al igual que en materiales líquidos se tomaron 10 mediciones. Los resultados obtenidos se promedian y se presentan en las gráficas de la sección siguiente.

4.3.1. Vidrio

En primer lugar se toma vidrio como objeto de análisis (MBI) debido a que en la última década de la industria de las telecomunicaciones, El análisis de materiales transparentes para recubrimientos y diseño de antenas ha cobrado fuerza [44]. Por ejemplo, en radares situados al exterior de aeronaves, radomos de antenas, antenas transparentes de uso automotriz o simplemente mejorar y proteger instalaciones electromecánicas de los efectos ambientales. La caracterización se efectuó en 3 muestras de vidrio comercial, los cuales son :

- Vidrio transparente de 1.1 mm de espesor.
- Vidrio transparente de 6 mm de espesor.
- Vidrio transparente de 9 mm de espesor.

Las Figuras 4.15 y 4.17 presentan la imagen de los vidrios montados en el sistema para su medición, el proceso de medición siguió la metodología descrita en la sección 4.1.1 y asegurando el contacto entre la sonda y el MBI. Para las tres muestras de vidrio se tomaron 10 mediciones, alejando la punta de la sonda coaxial entre cada medición. Posteriormente, estas mediciones fueron promediadas en Matlab antes de obtener las propiedades dieléctricas. Los resultados de las propiedades dieléctricas, tanto la parte real e imaginaria, se muestran en las Figuras 4.18 y 4.19 respectivamente. En la Figura 4.19, se observa que la permitividad del vidrio para las tres muestras oscila entre 4.8 y 5.6 en un rango de frecuencias de 0.5 GHz a los 18 GHz y estos valores concuerdan con los reportados en la Tabla 4.1. Por otro lado, la Figura 4.19 presenta la parte imaginaria de la constante dieléctrica la cual representa el factor de pérdidas y tiene valores entre 0.02 a -1.5 en el rango de frecuencias clasificando al vidrio como un material de bajas pérdidas puesto que este parámetro da una idea de la atenuación que sufre la onda que se propaga por él. Además, los resultados obtenidos pueden sugerir que el vidrio caracterizado puede usarse en aplicaciones de microondas en el rango de 0.5 GHz a 6 GHz debido a las bajas pérdidas que presenta. Es importante mencionar que estos resultados son de utilidad para aplicaciones en el diseño en antenas transparentes que usan el vidrio como sustrato. Finalmente, las oscilaciones en los resultados corresponden al contacto entre la sonda y el material bajo inspección.

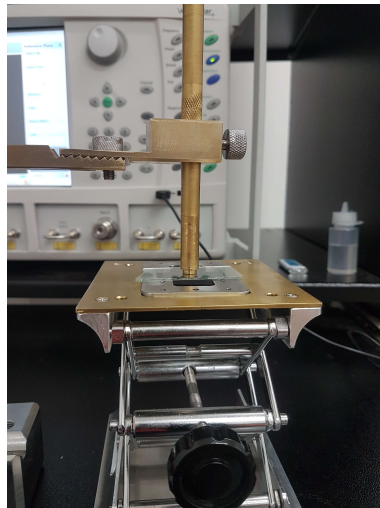


Figura 4.11: Medición vidrio 1.1 mm.

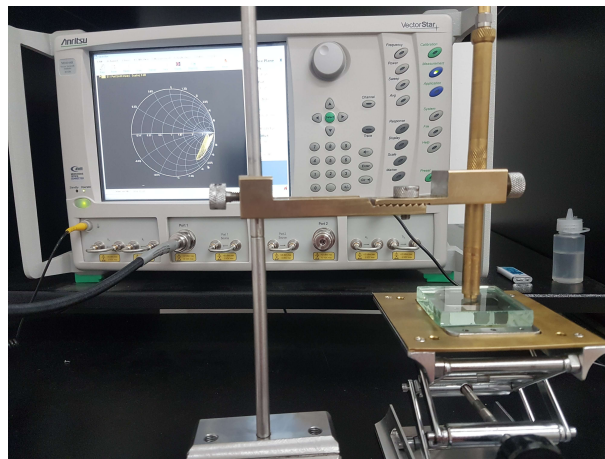


Figura 4.12: Medición vidrio 6 mm.

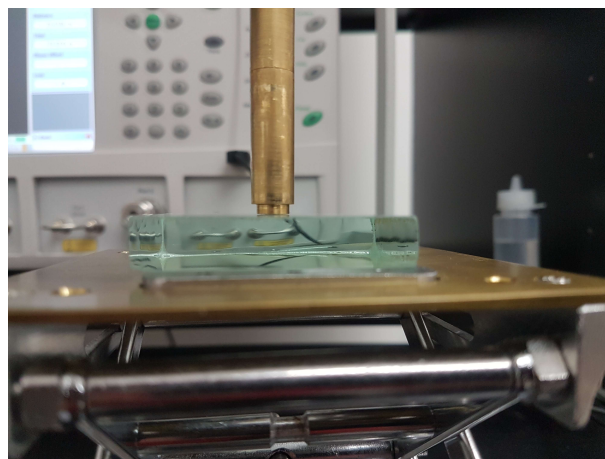


Figura 4.13: Medición vidrio 9 mm.

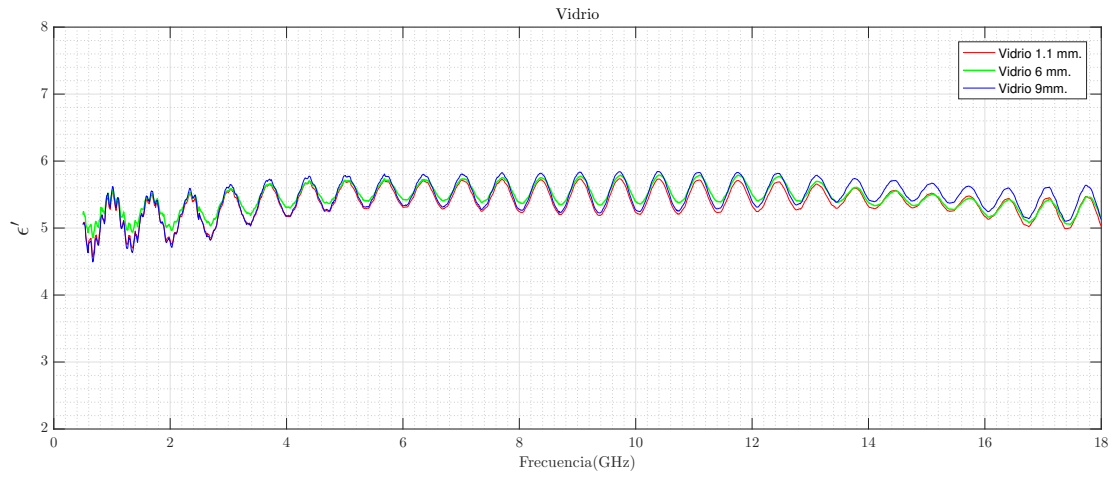


Figura 4.14: Gráfica de la parte real, Constante dieléctrica (ϵ'), Vidrio 1.1 mm, 6 mm y 9 mm.

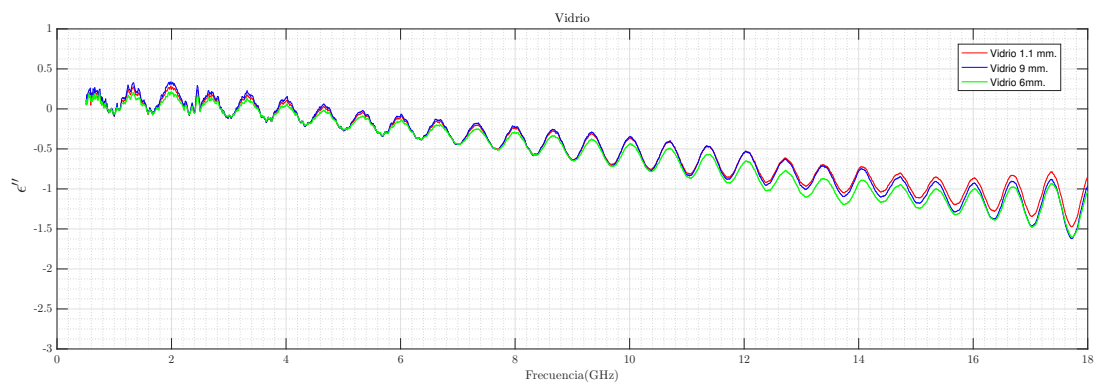


Figura 4.15: Gráfica de la parte imaginaria, Factor de pérdidas ($j\epsilon''$), Vidrio 1.1 mm, 6 mm y 9 mm.

4.3.2. Madera

Para la industria maderera se han desarrollado diferentes aplicaciones con el uso de microondas, con distintos objetivos y aplicaciones entre las que destacan las técnicas no destructivas, donde la energía generada por medio de microondas se ha utilizado en:

- Secado de madera
- Detección de nudos. (Método selectivos con mayor control).
- Eliminación de plagas

Estudios realizados en maderas duras como el: álamo híbrido, aliso y haya oriental, muestran que el comportamiento en todas las especies de madera es cuantitativamente similar. En este trabajo y como segundo lugar en la experimentación se tomó como material bajo inspección muestras de madera denominada con el nombre "banak"; madera de origen nacional, suave, con diferentes niveles de humedad, utilizada en la elaboración de muebles para el hogar y en la construcción, ver Tabla 4.2. De acuerdo con esta tabla, es notoria la importancia de caracterización de la madera puesto que, con ello se pretende demostrar que la constante dieléctrica varía con respecto a las condiciones ambientales en que se encuentre el MBI. Además, el comportamiento del agua con los componentes de la madera como la celulosa y la lignina se entiende más claramente estudiando sus propiedades dieléctricas [45]-[47]. Obteniendo así, una herramienta de clasificación para la madera que relaciona el nivel de humedad con su constante dieléctrica (ϵ'). En la tabla 4.1, se muestra el valor de la permitividad en madera, tomando en cuenta esto algunas de las consideraciones especiales que se adecuaron a la experimentación fueron:

- Temperatura ambiente : $22^{\circ}C$ - $23^{\circ}C$
- Nivel de humedad en el MBI.

Continuando con la misma metodología implementada, se realizaron 10 mediciones por cada muestra, las cuales se han identificado de acuerdo con su nivel de humedad el cual fue obtenido con ayuda de un protimeter *surveymaster* de General Electric modelo: BLD5360, (Figura 4.20) el cual es utilizado para medir el nivel de humedad de no conductores y materiales de construcción porosos. Este equipo incorpora una pantalla digital que muestra un valor desde 7% para materiales secos hasta 99% según la humedad, sincronizada con una escala LED codificada por colores para mostrar la humedad relativa del material, la zona verde representa un estado seco al aire, la lectura de la zona amarilla representa un estado límite seco y la zona roja representa una condición húmeda.



Figura 4.16: GE protimeter.

Tabla 4.2: Humedad en madera para diferentes aplicaciones.

Campo de empleo	Humedad limite
Para tratamiento antiséptico	24-28 %
Fabricación de puertas y ventanas	14-15 %
Muebles para habitaciones	13-14 %

- $\square = 10\%$ de humedad.
- $\triangle = 14\%$ de humedad.
- $\boxminus = 20\%$

En primer lugar se realizó la caracterización con $\square = 10\%$ de humedad en la figura 4.21 se observa el sistema montado con la muestra a inspeccionar. La constante dieléctrica desde 500 MHz a los 18 GHz es igual a $\varepsilon' = 1.8$ hasta $\varepsilon' = 2.2$.

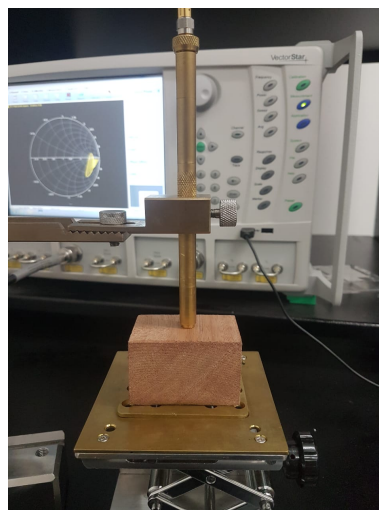


Figura 4.17: Medición Banak 10 % humedad

En seguida se procede a montar la siguiente muestra, la cual corresponde a $\Delta = 14\%$ de humedad ver Figura 4.22. Los resultados se presentan en la Figura 4.20 en la cual la constante dieléctrica tiene valores que van de $\epsilon' = 2.2$ hasta $\epsilon' = 3.6$. Por otro lado, en la Figura 4.21 se muestra el factor de pérdida correspondiente. Para finalizar con lo propuesto se desarrolla el montaje del MBI con 20 % de humedad, Figura 4.19.

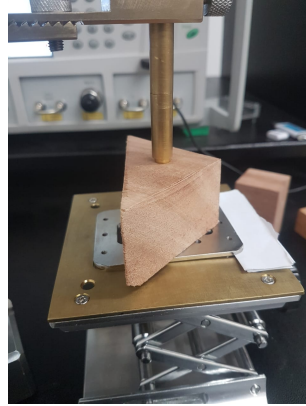


Figura 4.18: Medición Banak 14 % humedad

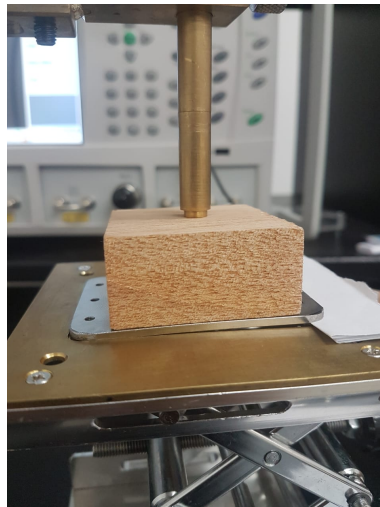


Figura 4.19: Medición Banak 20 % humedad

Dentro del análisis, los resultados obtenidos confirman que la constante dieléctrica es afectada por condiciones ambientales en este caso la humedad en el material, mostrando un incremento en la permitividad con respecto a la humedad. En la Figura 4.20 se observa el incremento de la constante dieléctrica en las diferentes muestras según su nivel de humedad. En la siguiente Figura 4.25, el factor de pérdidas al igual que la constante dieléctrica muestra un aumento de acuerdo con los factores ambientales en este caso la humedad.

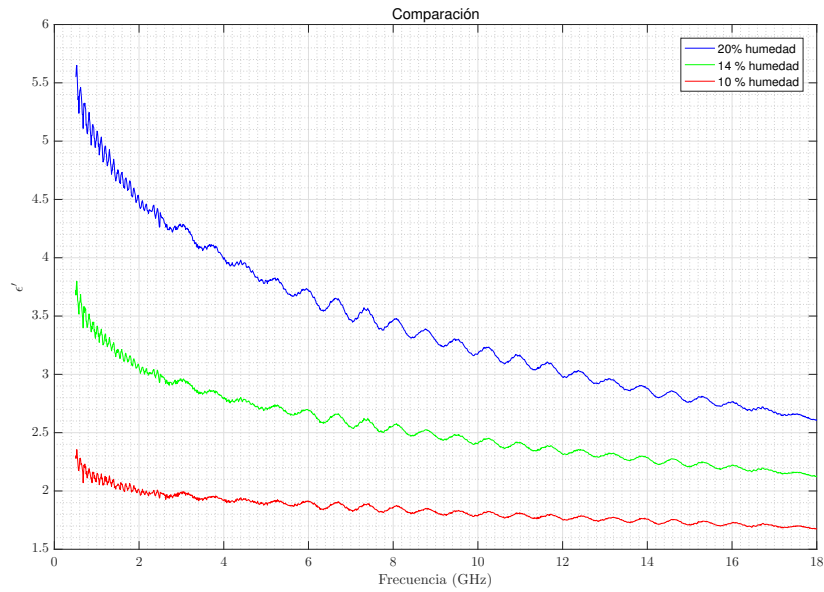


Figura 4.20: Comparación de las 3 muestras de madera con diferente humedad parte real, constante dieléctrica (ϵ').

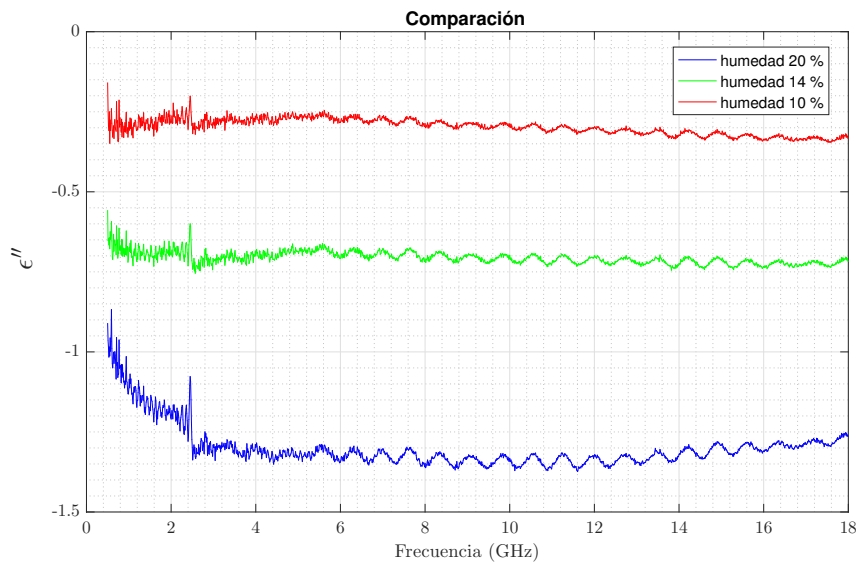


Figura 4.21: Comparación de las 3 muestras de madera con diferente humedad parte imaginaria , factor de pérdidas ($j\epsilon''$).

4.3.3. Textiles

Para finalizar con la caracterización de materiales sólidos en esta tercera parte se tomaron tres muestras de diferentes textiles de uso cotidiano los cuales son:

- Algodón.
- Polyester.
- Demin (mezclilla).

Puesto que en los últimos años la industria de las comunicaciones se ha acelerado, convirtiéndose en una herramienta fundamental de uso cotidiano. De esta manera surge la necesidad de dar un apropiado soporte a la investigación en el campo de antenas, en específico las de comunicaciones inalámbricas que operan en las cercanías del cuerpo humano, más conocidos como redes de área corporal (Wireless Body Area Network, WBAN) donde el estándar más usado es IEEE 802.15. El uso de textiles brinda una gran flexibilidad y las hace muy adecuados para adaptarse a distintas superficies [48]-[51]. Por otro lado, la intrincada estructura interna que tiene una tela, junto con una superficie irregular, llena de poros y protuberancias minúsculas hacen que el conocimiento exacto de las características eléctricas de estos materiales sea difícil. El propósito de esta sección es caracterizar materiales textiles con la técnica open ended usando la sonda coaxial diseñada en esta tesis y proveer resultados equivalentes a los publicados en la literatura, ver Tabla 4.1.

El primer material a caracterizar es algodón al 100 %, cuya metodología a utilizar:

- Acoplamiento VNA-coaxial
- Calibración en el extremo libre de la línea de transmisión. (sección 3.3)
- Acoplamiento VNA-coaxial-sonda,
- Calibración punta de la sonda con estándares conocidos (aire ,corto,agua).

En la Figura 4.22, se muestra la medición llevada a cabo con la sonda instrumentada. Posteriormente, se muestran los resultados de su constante dieléctrica ϵ' y su complemento $j\epsilon''$ en la Figura 4.29 y 4.30 respectivamente.

En la segunda medición llevada a cabo se trabajó con el textil denominado polyester creado a partir de materiales sintéticos que contrario al algodón es de fibras naturales. Sin embargo, este material tiene ventajas como la capacidad de recuperación, que otras fibras naturales no tienen, no se arruga, no se estira, no se encoje, no absorber humedad además de la capacidad de combinarse con otras fibras textiles

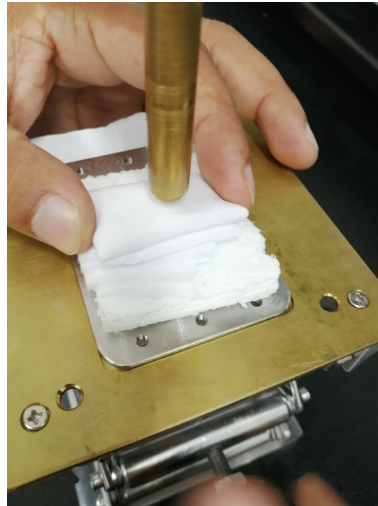


Figura 4.22: Medición textil material: algodón .

entre las cuales se encuentran : algodón, rayón lino ,etc. Debido a lo anterior, esto lo hace un material interesante para la medición. La Figura 4.23 muestra la sistema montado Sonda-Tela.

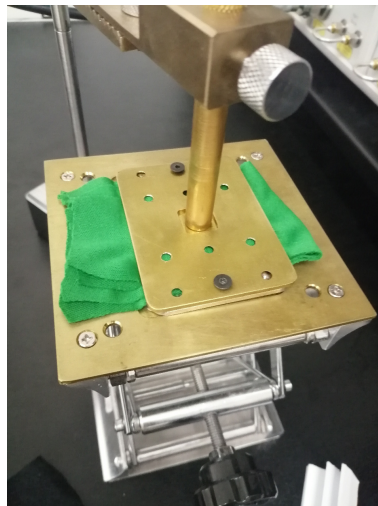


Figura 4.23: Medición textil material: polyester 100 %.

El tercer material sometido a medición es la mezclilla ver Figura 4.28, material de uso común y altamente resistente al uso intenso. Los resultados de las mediciones en textiles son presentados en la Figura 4.29 con la constante dieléctrica de éstos. Además, se observa que la permitividad se encuentra entre los valores de 1.1 y 1.9 dependiendo de la fibra que se caracterizó mostrando equivalencia con la Tabla 4.1. La Figura 4.30 muestra el factor de pérdida de cada una de las fibras bajo inspección.

Finalmente, la Tabla 4.3 muestra las frecuencias ISM (Industrial, Scientific and Medical frequency band), obtenidas en la caracterización de los diferentes materiales en este trabajo de tesis.

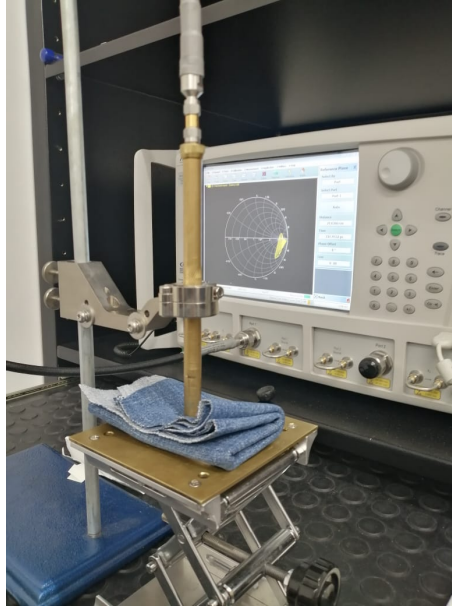


Figura 4.24: Medición textil material: mezclilla.

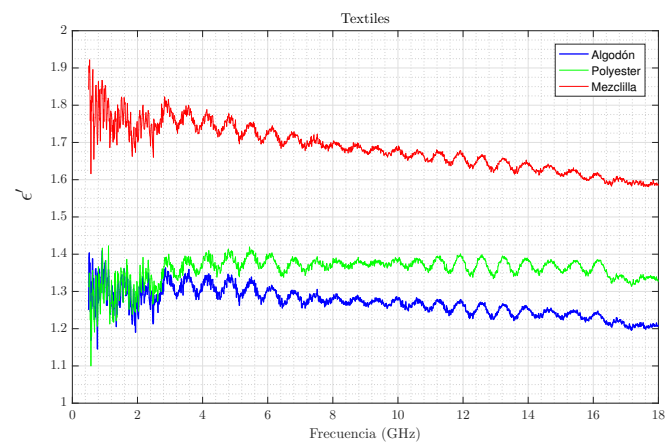


Figura 4.25: Gráfica parte real , Constante dieléctrica (ϵ') textiles.

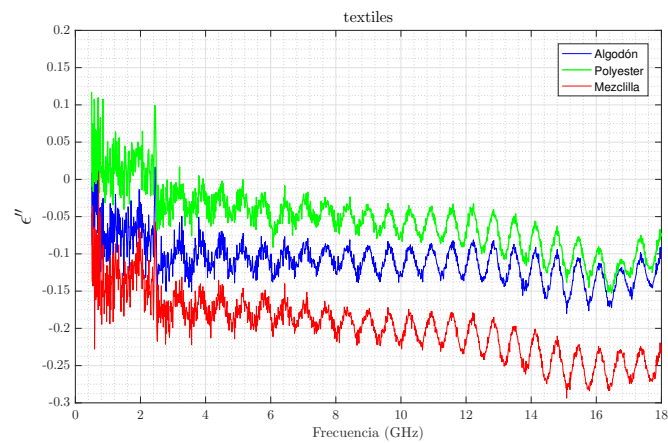


Figura 4.26: Gráfica parte imaginaria, Factor de pérdida ($j\epsilon''$) textiles.

Tabla 4.3: Bandas de frecuencias reservada para uso no comercial internacional de radiofrecuencia electromagnética.

Frecuencias ISM			
Materiales	.915 GHz	2.4 GHz	5.8 GHz
	$\epsilon' - j\epsilon''$	$\epsilon' - j\epsilon''$	$\epsilon' - j\epsilon''$
Vidrio 1.1 mm	5.46, -0.034	5.45, -0.94	5.64, -0.25
Vidrio 6 mm	5.46, -0.033	5.37, -0.054	5.67, -0.28
Vidrio 9 mm	5.49, -0.041	5.45, -0.29	5.67, -0.25
Madera 10 % humedad	2.14, -0.29	1.99, -0.20	1.88, -0.26
Madera 14 % humedad	3.44, -0.68	2.99, -0.59	2.66, -0.68
Madera 20 % humedad	5.13, -1.09	4.39, -1.07	3.69, -1.32
Algodón	1.3, -0.085	1.27, 0.016	1.26, -0.097
Polyester	5.46, -8.7	1.3, 0.093	1.3, -0.02
Mezclilla	5.46, -0.15	1.72, -0.065	1.69, -0.15

4.4. Conclusiones

En este capítulo se corrobora el funcionamiento de la sonda instrumentada caracterizando en primer lugar materiales líquidos los cuales se comparan con respecto a una sonda comercial (Keysight-Modelo:81206196), además del modelo Devye. Las gráficas de los resultados mostraron simetría entre las comparaciones, concluyendo que la sonda instrumentada ofrece resultados acertados. Continuando con la parte experimental se realizó la caracterización en materiales sólidos comprobando el uso de éstos como sustrato para antenas, la relación que existente entre la permitividad y los factores ambientales. Los resultados obtenidos clasifican a los materiales bajo inspección como de baja pérdida por el comportamiento que muestran en ϵ'' . Por otro lado, los resultados en su constante dieléctrica corresponden a los establecidos

en la literatura.

Capítulo 5

Conclusiones y trabajo futuros

5.1. Conclusiones

La caracterización de los materiales en sus propiedades dieléctricas tiene diversas aplicaciones en diferentes ámbitos de la ciencia entre las cuales están: la medicina, agricultura, comunicaciones, alimentos, industria, etc. En este trabajo de tesis se implementó la técnica de sonda de prueba coaxial terminada en circuito abierto. A continuación, se presentan las conclusiones derivadas de este trabajo

5.1.1. Respecto a la técnica de sonda de prueba coaxial terminada en circuito abierto y su implementación

En este trabajo de tesis se ha demostrado que la caracterización de materiales mediante la obtención de sus propiedades dieléctricas usando la técnica de sonda coaxial, ofrece grandes ventajas con respecto a otras técnicas como las siguientes:

- No invasiva. Esto permite analizar cualquier tipo de material, sólido o líquido, sin dañar su estructura física o química del MBI.
- No destructiva. Para llevar a cabo la caracterización solo se requiere una pequeña muestra del material y de esta se pueden obtener tantas mediciones como sean requeridas.
- Amplio ancho de banda de operación. A diferencia de los sistemas resonantes con solo esta técnica se obtienen mediciones desde los MHz hasta los GHz dependiendo de las características de fabricación. En este trabajo de tesis se abarca desde los 500 MHz hasta los 12GHz.

Es importante mencionar que además de las ventajas que ofrece la técnica de sonda coaxial respecto a otras técnicas de caracterización, la importancia de instru-

mentar esta técnica en este trabajo de tesis, agrega características de gran utilidad contra las sondas comerciales, las cuales se listan a continuación:

- Recubrimiento del cable de prueba coaxial desarmable. El recubrimiento se diseña de tal forma que este se pueda dividir en cinco partes, esto facilita la eliminación de residuos líquidos, a fin de evitar errores por contaminación. Además, esta característica permite cambiar el cable coaxial si este sufre daños o si se requiere un cable con otro rango de frecuencias.
- Recubrimiento metálico. El diseño del recubrimiento se puede reproducir en otro material para añadir una mayor resistencia a la temperatura, corrosión, y factores ambientales.
- El costo se reduce significativamente hasta en un 80 % costo con respecto a las sondas comerciales (dependiendo el modelo).

5.1.2. Respecto a la obtención de propiedades dieléctricas en líquidos

Con el trabajo elaborado se cumplen los objetivos establecidos en primer lugar, se presenta el análisis de los resultados obtenidos de la caracterización de materiales líquidos comparándolos con resultados obtenidos con una sonda comercial (Keysight-Modelo:81206196). Este punto fue importante porque se comprobó el funcionamiento de la implementación de la técnica al caracterizar materiales líquidos. Se verificó el funcionamiento de la sonda con materiales líquidos que ya están perfectamente caracterizados por modelos como los de Debye y Cole-Cole y por mediciones [Misra]. Además, de lo reportado en la literatura se verificó el funcionamiento de la sonda, cumpliendo las expectativas, dado que la variación mínima resultante en las mediciones es ocasionada por las condiciones de temperatura en las que se realizaron las mediciones y la constitución de los materiales de la sonda. Se observó una concordancia entre los resultados obtenidos por la sonda instrumentada y la comercial.

5.1.3. Respecto a la obtención de propiedades dieléctricas en materiales sólidos.

Para cumplir los objetivos planteados en este trabajo se caracterizaron materiales sólidos, Dentro de este análisis se destacan los siguientes puntos, recordando que la caracterización se realizó únicamente con la sonda propuesta:

- Uno de los principales problemas con la metodología de la técnica coaxial en materiales sólidos es asegurar que la sonda tenga un buen contacto con el material bajo inspección. En el caso de las sondas comerciales la punta de prueba tiene un recubrimiento de vidrio con el objetivo de proteger al cable coaxial de algún factor externo o desgaste. Además, este recubrimiento hace que materiales con superficie parecida al vidrio se deslicen, generando errores en la medición. En la estructura diseñada, se elimina el recubrimiento en la punta del instrumento de medición, esto garantiza el contacto plano en cualquier tipo de material.
- En la caracterización del vidrio con tres diferentes grosores, se encontró que a pesar de que la muestra del material fuera del orden de 1 mm, los resultados fueron similares a los grosores de 6 mm y 9 mm, este resultado es importante porque con esto podemos establecer el grosor mínimo de la muestra en 1 mm. Estos resultados son útiles para el diseño de antenas transparentes y recubrimientos, los cuales no afecten a sistemas radiantes específicos.
- También, con la instrumentación de la sonda se caracterizó madera con diferentes porcentajes de humedad demostrando una relación entre las propiedades dieléctricas y los factores ambientales. Los resultados muestran que con este método de caracterización se puede obtener un sistema alternativo de clasificación de maderas el cual no es destructivo, ya que en la actualidad para saber el porcentaje de humedad se utilizan instrumentos los cuales dañan la integridad del material en cuestión.
- Para finalizar con las pruebas experimentales se tomó como material bajo inspección, materiales textiles, los cuales no cuentan con la rigidez característica de un sólido, además de tener una porosidad debido al tejido que los constituyen. Estas características hacen que estos materiales sean interesantes para analizar. Los resultados que se obtuvieron son satisfactorios y útiles para el diseño de antenas en materiales textiles para aplicaciones en electrónica vestible.

5.2. Trabajo Futuro

5.2.1. Respecto a la técnica de sonda de prueba coaxial terminada en circuito abierto

- Se puede caracterizar cualquier material líquido, como ejemplo, para caracterizar bebidas alcohólicas, con el valor de sus propiedades dieléctricas detectar

si la bebida está adulterada. Con esto se evita consumir un producto de menor calidad y lo más importante que afecte la salud del consumidor final.

- Además, la técnica con sonda coaxial tiene utilidad en los alimentos que se consumen regularmente, donde a través de la caracterización de frutas y verduras, se puede conocer el estado de maduración de estas.
- Con esta técnica se podrían caracterizar polímeros y cerámicas para su aplicación en sistemas de microondas
- Se recomienda como trabajo a futuro el diseño de una interfaz VNA-MATLAB para un proceso de datos con versatilidad. El proceso sería más rápido y los resultados se obtendrían en tiempo real.

5.2.2. Respecto a las técnicas de medición de las propiedades dieléctricas

El trabajo de esta tesis se ha basado particularmente en el uso de la técnica de la sonda coaxial para medir las propiedades dieléctricas de los materiales obteniendo resultados satisfactorios. Un trabajo a futuro sobre esta misma línea de investigación podría ser la implementación y análisis de la técnica con cavidades resonantes para el análisis de materiales de forma irregular, granulados y polvos. Con otras técnicas de caracterización se podría extender el impacto de caracterizar los materiales mediante sus propiedades dieléctricas como por ejemplo la medición en materiales orgánicos para determinar la afectación de plagas, e implementar un tratamiento con microondas.

Bibliografia

- [1] D. M. Pozar, "Microwave Engineering," John Wiley and Sons, 3rd.Edition, 2005.
- [2] J. C. Bolomey, and L. Jofre, "Three Decades of Active Microwave Imaging Achievements, Difficulties and Future Challenges," IEEE International Conference on Wireless Information Technology and Systems (ICWITS), 2010
- [3] M. Pastorino. "Microwave Imaging," John Wiley ans Sons, 1st Edition,2010.
- [4] CHEN, Lin Feng. ONG, C. K. NEO, C. P. VARADAN, V. V. VARADAN, V. K "Microwave Electronics. Measurement and Materials Characterization". Chichester, John Wiley and Sons Ltd. ISBN 0-470-84492-2
- [5] . K. Ghodgaonkar, V. V. Varadan and V. K. Varadan, "Free-space measurement of complex permittivity and complex permeability of magnetic materials at microwave frequencies,in IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 39, no. 2, pp. 387-394, April 1990, doi: 10.1109/19.52520.
- [6] . K. Ghodgaonkar, V. V. Varadan and V. K. Varadan, .^A free-space method for measurement of dielectric constants and loss tangents at microwave frequencies,in IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 38, no. 3, pp. 789-793, June 1989, doi: 10.1109/19.32194.
- [7] .M.Pozar, "Resonant Frequency and Q of Open-Ended Rectangular Cavity", IEEE Trans. On Microwave Theory Tech., Vol. MTT-25, No. 7, Jul. 1977, pp.: 589-593.
- [8] .C.Thorn, "Design of Open-Ended Microwave Resonant Cavities", IEEE Trans. On Microwave Theory Tech., Jul. 1958, pp: 390-391.
- [9] .C.Wenger, "Resonant Frequency of Open-Ended Cylindrical Cavity", IEEE Trans. On Microwave Theory Tech., Vol. MTT-15, No. 6, Jun 1967, pp.:334-340

- [10] H. Lobato-Morales, A. Corona-Chavez, D. V B Murthy, and J.L Olvera Cervantes, Complex permittivity measurements using cavity perturbation technique with substrate integrated waveguide cavities, Review of Scientific Instruments , vol.81, no.6, pp.064704,064704-4, Jun 2010.
- [11] H. Lobato-Morales, D. V. B. Murthy, A. Corona-Chavez, A; J.L. Olvera-Cervantes, J. Martinez-Brito, and L.G. Guerrero-Ojeda, "Permittivity Measurements at Microwave Frequencies Using Epsilon-Near-Zero (ENZ) Tunnel Structure," Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, vol.59, no.7, pp.1863,1868, July 2011.
- [12] Kun-ming L., Yi-qiang W., Chen Q., Guo-ping D. An Accurate Equivalent Circuit Method of Open Ended Coaxial Probe for Measuring the Permittivity of Materials. In: X.
- [13] J. C. Comiso, "Large decadal decline of the Arctic multiyear ice cover," J. Climate, vol. 25, pp. 1176–1193, 2012.
- [14] S. A. Komarov, A. S. Komarov, D. G. Barber, M. J. L. Lemes and S. Rysgaard, .Open-Ended Coaxial Probe Technique for Dielectric Spectroscopy of Artificially Grown Sea Ice, in IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 54, no. 8, pp. 4941-4951, Aug. 2016.
- [15] D. Xu, L. Liu, and Z. Jiang, "Measurement of the dielectric properties of biological substances using an improved open-ended coaxial line resonator method," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. MTT-35, no. 12, pp. 1424–1428, Dec. 1987.
- [16] M. Lazebnik, D. Popovic, L. McCartney, C. B. Watkins, M. J. Lindstrom, J. Harter, S. Sewall, T. Ogilvie, A. Magliocco, T. M. Breslin, W. Temple, D. Mew, J. H. Booske, M. Okoniewski and S. CHagness., "A large-scale study of the ultrawideband microwave dielectric properties of normal, benign and malignant breast tissues obtained from cancer surgeries," Phys. Med. Biol. 52 6093 , 2007.
- [17] S. Lee, S. Bulumulla, P. Lamb and I. Hancu, "Measurement of electrical properties of biological tissue at radio frequencies using magnetic resonance imaging," 2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Lisbon, 2015, pp. 1-4.
- [18] AGILENT Basics of measuring the dielectric, properties of materials. Application note. USA, 2006

- [19] D.J.Griffiths, "Introduction to Electrodynamics" Prentice Hall 3rd Edition 1999.
- [20] D. K. Cheng, "Fundamentos de Electromagnetismo para Ingeniería", Addison-Wesley Longman de México, 1998
- [21] W. H. Hayt Jr. and J. A. Buck , "Engineering Electromagnetics", McGraw-Hill International Edition, 7^a Ed, 2006.
- [22] LISHENG. Z, CHUANXIANG. X. "Studying on Temperature Cole-Cole Diagrams by Dielectric Temperature Spectrum". Institute of Electrical Insulation. IEEE Annual Report - Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena, San Francisco, October 20-23, 1996
- [23] K. Sasaki, K. Wake and S. Watanabe, ".^A dosimetric study using best-fit Cole-Cole parameters of biological tissues and organs in radio frequency band,"2013 International Symposium on Electromagnetic Theory, Hiroshima, 2013, pp. 630-633.
- [24] Elmore, William C.; Heald, Mark A. (1969). Physics of Waves . ISBN 0-486-64926-1 .
- [25] W. C. Chew. "Waves and Fields in Inhomogeneous Media," IEEE PRESS Series on electromagnetic Waves, 1995.
- [26] Reza Shariatinasab, Javad Gholinezhad "the effect of grounding system modeling on lightning-related studies of transmission lines" Department of Electrical and Computer Engineering, University of Birjand, Birjand, Iran.
- [27] Mijarez-Castro Rito, Rodríguez-Rodríguez H. Joaquín, Pascasio-Maldonado David, Guevara-Gordillo Ricardo "Communications System for Down-Hole Measurements "Instituto de Investigaciones Eléctricas, Cuernavaca, Morelos, México, December 2013.
- [28] Wadell, Brian C. "transmisión line desing hanbook".
- [29] A. Boughriet, Z.Wu, H.McCann, and L. E. Davis, "The measurements of dielectric properties of liquids at microwave frequencies using open-ended coaxial probes," in Proc. 1st World Congr. Ind. Process Tomography, Buxton, Greater Manchester, Apr. 14–17, 1999, pp. 318–322.
- [30] C. L. Pournaropoulos and D. Misra, "A study on the coaxial aperture electromagnetic sensor and its application in material characterization," IEEE Trans. Instrum.Meas., vol. IM-43, no. 2, pp. 111–115, Apr. 1994.

- [31] G. A. Deschamps, "Impedance of an antenna in a conducting medium," IRE Trans. Antennas Propagat., vol. 10, no. 5, pp. 648–650, 1962.
- [32] Martin J. Van Der Burgt. "Coaxial Cables and Applications"(PDF) . Belden. p. 4. Archived from the original (PDF) on 2011-07-28 . Retrieved 11 July 2011 .
- [33] H. Ward Silver, N0AX; Mark J. Wilson, K1RO, eds. (2010). "Chapter 20: Transmission Lines". The ARRL Handbook for Radio Communications (87th ed.). The American Radio Relay League . ISBN 978-0-87259-144-8 .
- [34] Ott, Henry W. (1976). Noise Reduction Techniques in Electronic Systems . ISBN 0-471-65726-3 .
- [35] W. L. Stutzman and G. A. Thiele, Antenna Theory and Design, 2nd edition, JohnWiley and Sons, New York, 1998.
- [36] R.N.Clarke, A.P.Gregory, RF and Microwave dielectric measurements upon layered materials using reflectometric coaxial sensors, National Physical Laboratory, 1993.
- [37] N. Marcuvitz, Waveguide Handbook. New York, NY, USA: McGraw- Hill, 1951, p. 428.
- [38] Y. Wei and S. Sridhar, "Radiation-corrected open-ended coax line technique for dielectric measurements of liquids up to 20 GHz," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. MTT-39, no. 3, pp. 526–531, Mar. 1991.
- [39] D. Misra, M. Chhabra, B. R. Epstein, M. Mirotznik, and K. R. Foster, "Noninvasive electrical characterization of materials at microwave frequencies using an open-ended coaxial line: Test of an improved calibration technique," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. MTT-38, no. 1, pp. 8–14, Jan. 1990.
- [40] V. V. Fisanov, "Coaxial Probe," (in Russian) Tomsk State Univ., Tomsk, Russia, Internal Rep. 8, 2006.
- [41] Basics of measuring the dielectric properties of materials, Keysight Technol., Santa Rosa, CA, USA, Tech. Rep. 5989-2589EN, 2014
- [42] Dielectric spectroscopy of grape juice at microwave frequencies, Ravika Vijay^{1*}, Ritu Jain², and Krishna S. Sharma²¹ Department of Physics, Poornima Group of Institution,² Department of Physics, The IIS University, Jaipur-302020, India March 10, 2015

- [43] Gregory AP, Clarke RN. 2012. "Tables of the complex permittivity of dielectric reference liquids at frequencies up to 5 GHz". Teddington: National Physical Laboratory.
- [44] E. A. Alwan, A. Kiourti and J. L. Volakis, Indium Tin Oxide Film Characterization at 0.1–20 GHz Using Coaxial Probe Method, in IEEE Access, vol. 3, pp. 648-652, 2015, doi: 10.1109/ACCESS.2015.2433062.
- [45] Sahin, H., Ay, N. Dielectric properties of hardwood species at microwave frequencies. J Wood Sci 50, 375–380 (2004). <https://doi.org/10.1007/s10086-003-0575-1>
- [46] maderatecnica perturbacion de cavidad Koubaa, Ahmed Perre, Patrick Hutcheon, Ronald Lessard, Julie. (2008). Complex Dielectric Properties of the Sapwood of Aspen, White Birch, Yellow Birch, and Sugar Maple. Drying Technology. 26. 568-578. 10.1080/07373930801944762.
- [47] Fleming, M. R., Janowiak, J. J., Kimmel, J. D., Halbrendt, J. M., Bauer, L. S., Miller, D. L., Hoover, K. (2005). Efficacy of commercial microwave equipment for eradication of pine wood nematodes and cerambycid larvae infesting red pine. Forest Products Journal, 55(12), 226-232. [10006].
- [48] Lim, Eng Wang, Zhao Wang, Jing Leach, Mark Zhou, Rong Lei, C.-U Man, Ka. (2014). Wearable Textile Substrate Patch Antennas. Engineering Letters. 22. 94-101.
- [49] Faria J. V., (2015, "Flexible antennas design and test for human body applications scenarios", Tesis de maestría: Instituto superior técnico, 114 p., Lisboa, Portugal
- [50] Flores C. J.R. (2018 Investigación, análisis y diseño de antenas vestibles con aplicaciones en el internet de las cosas") Tesis Doctoral: Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, Baja California (CICESE).
- [51] Bellon, J. S.. "Diseño de una antena multimodo sobre substrato textil para aplicaciones corporales." (2013).
- [52] Microwave Electronics: Measurement and Materials Characterization L. F. Chen, C. K. Ong, C. P. Neo, V. V. Varadan and V. K. Varadan 2004 John Wiley and Sons.
- [53] Bará Temes, J. (1991). Curs de microones. Barcelona: Edicions UPC.

- [54] C. A. Balanis, Antenna Theory: Analysis and Design, 3rd edition, John Wiley and Sons, New York, 2005.
- [55] L.F.Chen, C.K.Ong, C.P.Neo, V.V.Varadan, V.K.Varadan, Microwave Electronics: Measurement and Materials Characterization. John Wiley and Sons, Ltd (2004).
- [56] D. V. Blackham and R. D. Pollard, "An improved technique for permittivity measurements using a coaxial probe," IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. IM-46, no. 5, pp. 1093–1099, Oct. 1997.
- [57] Nahin, Paul J. (2002). Oliver Heaviside: The Life, Work, and Times of an Electrical Genius of the Victorian Age . ISBN 0-8018-6909-9 .
- [58] H.Wayne Beaty "Manual practico de electricida para ingenieros" McGraw/Hill 11 edicion.
- [59] , «Influence of Relative Humidity on Textile Antenna Performance,» Belgium, 2010.

Apéndice A

.1. Coeficientes Gm e Im

Los coeficientes Gm e Im son derivados de la ecuación (3.3). Para este fin, en (3.2), la función $J_0(x)$ y la integral sinusoidal $Si(x)$ se puede expresar a través de la series Maclaurin.

$$J_0(x) = \sum_{m=0}^{\infty} (-1)^m \frac{(x^2/4)^m}{(m!)^2} \quad (1)$$

$$Si(x) = \int_0^x \frac{\sin t}{t} dt = \sum_{m=1}^{\infty} \frac{(-1)^{m+1} x^{2m-1}}{(2m-1)(2m-1)!} \quad (2)$$

Sustituyendo la función de Bessel en (3.2), se obtiene la siguiente representación de la primera integral:

$$\begin{aligned} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{[J_0(ka \sin \theta) - J_0(kb \sin \theta)]^2}{\sin \theta} d\theta = \\ \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{m+n} k^{2m+2n}}{2^{m+n+1} (m!)^2 (n!)^2} \frac{(m+n-1)!}{(2m+2n-1)!!} \times \\ (a^{2m} - b^{2m})(a^{2n} - b^{2n}) \end{aligned} \quad (3)$$

Y utilizamos la siguiente integral para obtener la ultima ecuación:

$$\int_0^{\pi} (\sin \theta)^{2m+2n-1} d\theta = \frac{2^{m+n-1} (m+n-1)!}{(2m+2n-1)!!} \quad (4)$$

Reorganizar los términos en la suma doble de (3), podemos obtener la siguiente expresión para el primer integral de (3.2):

$$\int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{[J_0(ka \sin \theta) - J_0(kb \sin \theta)]^2}{\sin \theta} d\theta = \sum_{m=1}^{\infty} G_m k^{2m+2} \quad (5)$$

Donde:

$$G_m = \sum_{n=1}^m \frac{(-1)^{m+1} m! (a^{2n} - b^{2n}) [a^{2(m-n+1)} - b^{2(m-n+1)}]}{2^{m+2} (n!)^2 [(m-n+1)!]^2 (2m+1)!!} \quad (6)$$

La segunda integral de (3.2) se obtiene :

$$\int_0^\pi [2Si(k\sqrt{a^2 + b^2 - 2ab\cos\theta}) - Si(2kasin(\theta/2)) - Si(2kbsin(\theta/2))]d\theta = \sum_{m=1}^{\infty} I_m k^{2m-1} \quad (7)$$

$$I_m = \frac{(-1)^{m+1}}{(2m-1)(2m-1)!} \left[[2\sqrt{a^2 + b^2 - 2ab\cos\vartheta}]^{2m-1} d\vartheta - \frac{2^{3m-1} (m-1)! (a^{2m-1} b^{2m-1})}{(2m-1)!!} \right] \quad (8)$$

Donde las derivadas (6) y (8) son equivalentes a (3.4) y (3.5).

.1.1. Coeficientes Gm e Im computados.

Tabla 1: Coeficientes para Im utilizados.

Im	
I0	0.0843
I1	4.3878e-05
I2	-3.2274e-08
I3	8.1128e-12
I4	-1.1792e-15
I5	1.1669e-19
I6	-8.4004e-24

Tabla 2: Coeficientes para Gm utilizados.

Gm	
G0	4.6989e-07
G1	-1.7715e-10
G2	3.2969e-14
G3	-3.9051e-18
G4	3.2670e-22
G5	-2.0476e-26
G6	0

Apéndice B

.2. Tipos de sonda

Para llevar a cabo el diseño de la sonda coaxial que se usara en este trabajo es importante conocer las características y modelos de sondas coaxiales existentes en el mercado, así como sus características principales.

.2.1. Sonda de rendimiento

- Se encuentra sellada tanto en la punta de la sonda como en el extremo del conector, lo que lo convierte en una sonda muy robusta, ver figura 1.
- Soporta un amplio rango de temperatura de -40°C a $+200^{\circ}\text{C}$.
- El diseño delgado permite que se ajuste fácilmente en los contenedores líquidos, o aberturas pequeñas.
- Rango de frecuencia de 500 MHz a 50 GHz.
- Conector macho de 2,4 mm.
- El diámetro pequeño también permite que se utilice con tamaños de muestra más pequeños. Es útil para medir materiales sólidos líquidos, semi-sólidos, así como planos.



Figura 1: Sonda de rendimiento

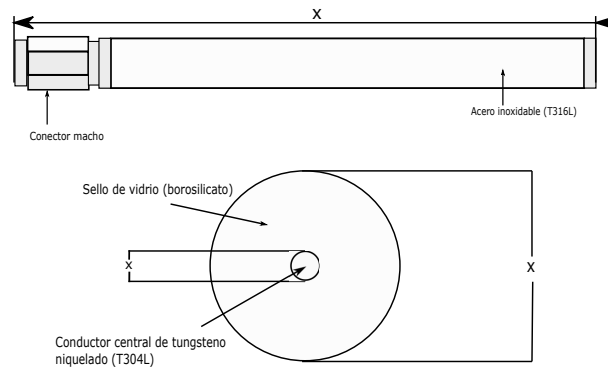


Figura 2: Diagrama Sonda de rendimiento.

.2.2. Sonda de alta temperatura

- De diseño robusto, esta sonda cuenta con un sello hermético de vidrio a metal, que lo hace resistente a productos químicos corrosivos o abrasivos, ver figura 3.
- Resistente altas temperaturas. La sonda soporta una amplia gama de temperaturas de -40°C a $+200^{\circ}\text{C}$, lo que permite realizar mediciones en función de la frecuencia y la temperatura.
- La abertura de 3,5 mm tiene un mayor volumen de detección que las otras sondas.
- Rango de frecuencia: 200 MHz a 20 GHz.
- Conector macho de 3,5 mm.



Figura 3: Sonda de alta temperatura

.2.3. Sonda de forma delgada

- Rango de frecuencia de 500 MHz a 50 GHz.
- Conector macho de 2,4 mm.

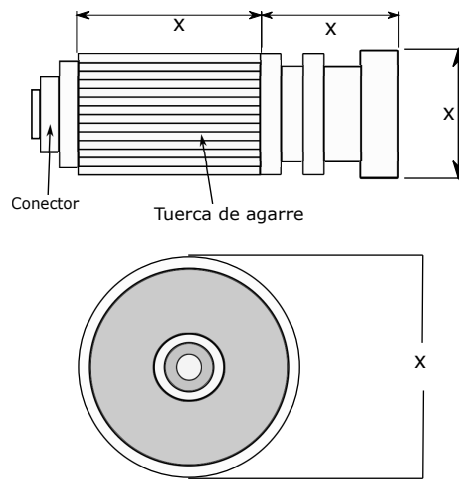


Figura 4: Diagrama sonda de alta temperatura

- El diseño delgado también permite que se utilice con tamaños de muestra más pequeños. Mejor utilizado para líquidos y semisólidos blandos ver figura 5.
- Para los sólidos moldeables, la sonda es lo suficientemente económica como para ser colada en el material y dejada en su lugar.

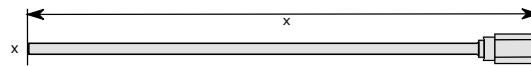


Figura 5: Sonda de forma delgada

Apéndice C

.3. Códigos MATLAB

```
————Factores Gm e IM ( Misra)————
% Centimetros dimesiones del cable

a=0.01435;
b=0.0597;

aa=a*a + b*b;
ab=2*a*b;

————Factores Im————

Fun0=@(x) sqrt(aa - ab*cos(x));
Io=2*integral(Fun0,0 ,pi) - 4*(a+b);
Fun1=@(x) (aa - ab*cos(x)).^(3/2);
I1=-integral(Fun1,0 ,pi)/9 + 16*(a.^3 + b.^3)/27;
Fun2=@(x) (aa - ab*cos(x)).^(5/2);
I2= integral(Fun2,0 ,pi)/300 - 64*(a.^5 + b.^5)/1125;
Fun3=@(x) (aa - ab*cos(x)).^(7/2);
I3=-integral(Fun3,0 ,pi)/17640 + 256*(a.^7 + b.^7)/77175;
Fun4=@(x) (aa - ab*cos(x)).^(9/2);
I4= (6.124e-7)*integral(Fun4,0 ,pi) - (1.27e-4)*(a.^9 + b.^9);
Fun5=@(x) (aa - ab*cos(x)).^(11/2);
I5= -(4.55e-9)*integral(Fun5,0 ,pi) + (3.446e-6)*(a.^11 + b.^11);
Fun6=@(x) (aa - ab*cos(x)).^(13/2);
I6= (2.471e-11)*integral(Fun6,0 ,pi) - (6.901e-8)*(a.^13 + b.^13);
Im=[Io ,I1 ,I2 ,I3 ,I4 ,I5 ,I6 ];
```

Factoes Gm

```

Go=(1/24)*(a^2 - b^2)^2;
G1=(-1/240)*(a^2 - b^2)*(a^4 -b^4);
G2=(1/8960)*(a^4 - b^4)^2 + (1/10080)*(a^2 -b^2)*(a^6 - b^6);
G3=(-128/315)*((1/72)*(a^4 -b^4)*(a^6 - b^6) + (1/288)*(a^2 -b^2)*
(a^8 - b^8))/(2^10);
G4=(36*(a^2 -b^2)*(a^10 - b^10) + 225*(a^4 -b^4)*
(a^8 - b^8) + 200*(a^6 - b^6)^2)/2874009600;
G5=-((a^2 -b^2)*(a^12 - b^12) + 9*(a^4 -b^4)*(a^10 - b^10)
+25*(a^6 -b^6)*(a^8 - b^8))/12454041600;
G6=0;
Gm=[Go, G1, G2, G3, G4, G5, G6];

```

Calculo de los coeficientes complejos A,B,C.

```

agua;
aire;
corto;

I=1751;
for j=1:I;
    W=[S11ai(j) -1 Y1(j);S11wa(j) -1 Y2(j);S11sc(j) -1 Y3(j)];
    Y=[Y1(j)*S11ai(j); Y2(j)*S11wa(j); Y3(j)*S11sc(j)];
    X=inv(W)*Y;
    A(j)=X(1);
    B(j)=X(2);
    C(j)=X(3);
end

P= ... indice
eob=zeros(1,P);-----se inicializa el vector de salida-----

```

```
(asignar);
S11MUT=S11mat;
```

—————Newton—Raphson ,ecuaciones 7 y 8 tomadas de [7]—————

```
R=(A(1)*S11MUT(1) - B(1))/(S11MUT(1) - C(1));
R=R;
coef=[Im(2) 0 Im(1) 0 +i*pi*kc(1)*log(b/a)*R];
kce=roots(coef);
kcero(1)=kce(3);
for s=1:7;
    ySIM=(kcero(s).^2)/(kc(1)*log(b/a));
    m=0;
    %Xsim=0;
    Gr=[0];
    Br=[0];
    for m=1:M
        Grr=Gm(m)*(kcero(s)^(2*m+1));
        Gr=Gr+Grr;
        Brr=(Im(m)*(kcero(s)^(2*m-2)))/pi;
        Br=Br+Brr;
    end
    YS=ySIM*(Gr + i*Br)/Zo;
    %XDS=yd*Ydesim/50;
    m=0;
    Yr=0;
    Yi=0;
    Yd1=1/(kc(1)*log(b/a));
    for m=1:M
        YR=(2*m+3)*Gm(m)*(kcero(s)^(2*m+2));
        Yr=Yr+YR;
        YI=(2*m)*(Im(m)*(kcero(s)^(2*m-1)))/pi;
        Yi=Yi+YI;
    end
    YD=Yd1*(Yr + i*Yi)/50;
    kcero(s+1)=kcero(s) - (YS-R)/YD;
```

end`kob=kcero (s +1);``ko=2*pi* f ( 1) / c ;``eob (1)=(kob /ko). ^ 2;`