

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

**FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y
ELECTRÓNICA**

**CARACTERIZACIÓN DIELECTRICA Y DE CONDUCTIVIDAD DE
UN SUBSTRATO FR4 UTILIZANDO RESONADORES
CIRCULARES EN TECNOLOGÍA *MICROSTRIP* PARA LA BANDA L**

**TRABAJO DE TITULACIÓN PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE
INGENIERA EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES**

EVELYN MONSERRATE QUINAPAXI CABRERA

DIRECTOR: DR.-ING. HERNÁN VINICIO BARBA MOLINA

CODIRECTOR: DRA. DIANA VERÓNICA NAVARRO MÉNDEZ

Quito, octubre 2022

AVAL

Certificamos que el presente trabajo fue desarrollado por Evelyn Monserrate Quinapaxi Cabrera, bajo nuestra supervisión.



DR.-ING. HERNÁN VINICIO BARBA MOLINA
DIRECTOR DEL TRABAJO DE TITULACIÓN



DRA. DIANA VERÓNICA NAVARRO MÉNDEZ
CODIRECTOR DEL TRABAJO DE TITULACIÓN

DECLARACIÓN DE AUTORÍA

Yo, Evelyn Monserrate Quinapaxi Cabrera, declaro bajo juramento que el trabajo aquí descrito es de mi autoría; que no ha sido previamente presentado para ningún grado o calificación profesional; y, que he consultado las referencias bibliográficas que se incluyen en este documento.

A través de la presente declaración dejo constancia de que la Escuela Politécnica Nacional podrá hacer uso del presente trabajo según los términos estipulados en la Ley, Reglamentos y Normas vigentes.



EVELYN MONSERRATE QUINAPAXI CABRERA

DEDICATORIA

A Dios por ser mi luz y fortaleza.

A mi ser de luz Emilio.

A mis amados padres Héctor y Elena.

A mis pequeñas Pao, Mile y Sofi.

AGRADECIMIENTO

A mis papis por todo su amor, ejemplo, paciencia, soporte y comprensión en todo momento; gracias por no soltar mi mano y creer en mí incluso en los momentos en los que ni yo misma lo hacía. A mis adoradas hermanas Pao, Mile y Sofi por su amor y ejemplo de constancia ante cualquier adversidad, son pilares fundamentales de este logro. A mis mascotas Kanelita, Luka y en especial a mi preciosa Easy por ser mi compañera de desvelo muchas noches. Gracias familia por quererme y apoyarme a pesar de todo, sin ustedes nada de esto hubiera sido posible ¡Los amo!

A mi amado hijo gracias por tu amor, comprensión y por transitar junto a mí en este camino llamado vida; gracias por llegar a mi vida y ser mi mayor motivación, mi ángel y mi lugar seguro de amor. ¡Seguiremos juntos cumpliendo más sueños! ¡Te amo infinitamente mi príncipe!

A mi abuelita, tíos y primos gracias por sus consejos y cariño desde siempre.

A la Escuela Politécnica Nacional y a todos quienes fueron mis maestros en el transcurso de mi formación profesional, al Dr. Fernando Carrera por su gran ayuda y colaboración, a mi codirectora Dra. Diana Navarro por aceptar ser parte de este proyecto y en especial a mi director Dr. Hernán Barba por su oportuna guía, pero sobre todo por su valiosa amistad, tiempo y cariño.

A los ingenieros Víctor Reyes, William Coloma, Marco Serrano, Aldrin Reyes y Fernando Lara por su gran ayuda al facilitarme un espacio del Laboratorio de Electrónica y poder así culminar este proyecto. A la Dra. Eliana Acurio y al Laboratorio de Física de la EPN por su oportuna colaboración.

A mis amigas y amigos que en el transcurso de estos años fui conociendo en la poli: ¡Gracias por todos los momentos compartidos dentro y fuera de las aulas! A mis grandes amigas Sand, Vane, Mechitas, Nía, Pao y Joha por ser mis confidentes, compinches y hermanas de corazón desde nuestra niñez.

A Víctor, por estar pendiente de mí a pesar de cualquier circunstancia ¡Gracias por todo!

Finalmente, pero no menos importante quiero agradecerme porque a pesar de las dificultades y obstáculos me he demostrado que con esfuerzo, confianza en Dios y amor, los sueños sí se cumplen. ¡No hay deuda que no se pague, ni plazo que no se cumpla!

ÍNDICE DE CONTENIDO

AVAL.....	I
DECLARACIÓN DE AUTORÍA	II
DEDICATORIA	III
AGRADECIMIENTO	IV
ÍNDICE DE CONTENIDO.....	V
RESUMEN.....	VII
ABSTRACT.....	VIII
1. INTRODUCCIÓN.....	1
1.1 OBJETIVOS.....	2
1.2 ALCANCE	2
1.3 MATERIALES DIELECTRICOS	3
1.3.1 PARÁMETROS CARACTERÍSTICOS DE LOS SUBSTRATOS	3
1.3.2 CLASIFICACIÓN DE LOS MATERIALES DIELECTRICOS.....	7
1.3.3 MÉTODOS DE CARACTERIZACIÓN DIELECTRICA	8
1.4 RESONADORES EN CIRCUITOS PLANOS.....	12
1.5 SUBSTRATO FR4	14
1.5.1 CARACTERÍSTICAS DEL SUBSTRATO FR4	14
1.5.2 DIFERENTES TIPOS DE SUBSTRATO FR4	14
2. MÉTODOLÓGÍA.....	16
2.1 MÉTODO DE RESONADOR CIRCULAR EN ANILLO	16
2.1.1 RESONADOR CIRCULAR EN ANILLO	16
2.1.2 DISEÑO	18
2.1.3 MODELADO	22
2.1.4 ESTRUCTURA DE RESONADOR CIRCULAR	26
2.2 CONSTRUCCIÓN DE ESTRUCTURAS	27
3. RESULTADOS Y DISCUSIÓN	29
3.1 RESULTADOS OBTENIDOS.....	30
3.2 CÁLCULO DE ERRORES.....	32
4. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	35
4.1 CONCLUSIONES	35
4.2 RECOMENDACIONES	36
5. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	37

ANEXOS.....39

RESUMEN

El presente trabajo de titulación presenta la caracterización dieléctrica y de conductividad de un sustrato FR4 mediante el emparejamiento de resultados medidos y simulados de resonadores en tecnología *microstrip* para la banda L.

En primer lugar, el Capítulo 1 describe brevemente las características de los medios dieléctricos y métodos utilizados para su caracterización, así también, se describe el método de resonador en anillo implementado en lo posterior.

En el Capítulo 2 se detalla el diseño, modelado e implementación de cinco resonadores circulares tipo anillo para la banda L a las frecuencias de resonancia: 1 GHz; 1,25 GHz; 1,5 GHz; 1,75 GHz y 2 GHz. Asimismo, se presenta una estructura de excitación para los resonadores. Además, se muestra la implementación física de los 5 resonadores manufacturados.

El Capítulo 3 presenta los resultados obtenidos luego del ajuste entre parámetros simulados y medidos del parámetro S_{21} . Se realiza un análisis de errores basado en la frecuencia de resonancia, ancho de banda y parámetro de transmisión.

El Capítulo 4 expone las conclusiones y recomendaciones derivadas del presente trabajo.

PALABRAS CLAVE: *microstrip*, resonador en anillo, caracterización, dieléctrico, FR4, permitividad, tangente de pérdidas, conductividad.

ABSTRACT

This project presents a dielectric and conductivity characterization of a FR4 substrate by matching measured and simulated results of resonators in microstrip technology in the L band.

First, Chapter 1 briefly describes the dielectric media characteristics and the methods used by their characterization. Furthermore, the implementation of a ring resonator method is described.

Chapter 2 details the design, modeling, and implementation of five ring resonators for the L band at the following resonant frequencies: 1 GHz, 1.25 GHz, 1.5 GHz, 1.75 GHz, and 2 GHz. In the same way, an excitation structure for the resonators is presented. Additionally, the physical implementation of the 5 manufactured resonators is shown.

Chapter 3 presents the results obtained after the adjustment between simulated and measured parameters of parameter S_{21} . An error analysis is performed based on the resonant frequency, bandwidth, and transmission parameter.

Chapter 4 presents the conclusions and recommendations derived by this project.

KEYWORDS: microstrip, ring resonator, characterization, dielectric, FR4, permittivity, loss tangent, conductivity.

1. INTRODUCCIÓN

Desde los inicios de la sociedad, la comunicación se ha convertido en algo imprescindible en cualquier actividad, para cuyo objetivo se han creado diferentes medios de comunicación, permitiendo una evolución significativa no solo del individuo si no de las sociedades en general, especialmente desde la creación del Internet y la telefonía celular, tecnologías que han evolucionado de tal manera que en la actualidad las comunicaciones no solamente son más rápidas, sino que también se efectúan a mayores distancias [1].

Con el incremento de necesidades y servicios actuales, las conexiones de comunicaciones así como el uso del espectro electromagnético han aumentado en especial en las bandas de frecuencias altas (HF – *High Frequency*) y muy altas (VHF – *Very High Frequency*), con el desarrollo de la 5ta generación móvil, no solamente se interconectan las personas si no también las cosas (IoT - *Internet of Things*) [1].

Una de las tecnologías más utilizadas en implementaciones de capa física para radiofrecuencia es la tecnología *microstrip*, la cual ha tenido una rápida evolución en la industria de las telecomunicaciones por su tamaño compacto, bajos costos de implementación y facilidad de fabricación [2].

Los inicios de los circuitos *microstrip* no son recientes, su creación se remonta a los años 50. Las primeras apariciones de circuitos impresos para microondas fueron las denominadas *striplines* (1951). Éstas poseen dos capas metalizadas en el exterior y una capa intermedia constituida por un dieléctrico dentro del cual se encuentra una cinta delgada conductora.

La tecnología *microstrip* aparece por primera vez en 1952, la diferencia con el modelo anterior (*stripline*) es que la línea conductora se encuentra en el exterior y por este motivo presentan mayores pérdidas por radiación, en especial con los substratos de baja permitividad que existían en la época. Con el avance tecnológico se fueron desarrollando substratos de menores pérdidas, incentivando así el uso de *microstrip*, debido a que ésta presenta varias ventajas, sobre todo en aplicaciones radiantes, ya que permite la miniaturización de circuitos, inserción de componentes livianos y de fácil integración sobre distintas superficies [3].

En la actualidad, los nuevos campos o áreas de investigación no solamente configuran estructuras conductoras sino también, materiales dieléctricos que sirven de base para estructuras impresas. El conocimiento de las características dieléctricas es entonces importante para el diseño de componentes *microstrip*. En el mercado, se dispone de varios

substratos en cuya hoja de datos, el fabricante ha reportado las características dieléctricas; no obstante, cuando se desea conocer la permitividad dieléctrica de materiales que no son comerciales, existen varias técnicas o métodos para su determinación [4].

De acuerdo con lo expuesto, el presente trabajo de titulación propone un método para la determinación completa de las características dieléctricas de un sustrato (permitividad relativa y tangente de pérdidas), así como la caracterización de la conductividad eléctrica del metal sobre el mismo. Para esto, se propone la comparación de valores obtenidos mediante simulación en contraste con valores medidos utilizando un analizador vectorial de redes desde resonadores circulares con alimentación capacitiva implementados en tecnología *microstrip*.

1.1 OBJETIVOS

El objetivo general del presente Trabajo de Titulación es:

- Caracterizar un sustrato FR4 en términos dieléctricos (permitividad relativa y tangente de pérdidas) y de conductividad eléctrica utilizando resonadores circulares en tecnología *microstrip* para la banda L.

Los objetivos específicos del presente Trabajo de Titulación son:

- Describir los métodos de caracterización dieléctrica más relevantes.
- Detallar un método de caracterización dieléctrica para sustratos planares basado en la implementación de un resonador circular impreso.
- Implementar cinco (5) resonadores con sus respectivas estructuras de alimentación en tecnología *microstrip* sobre FR4 para las frecuencias de operación de: 1 GHz; 1,25 GHz; 1,5 GHz; 1,75 GHz y 2 GHz.
- Caracterizar el sustrato FR4 en términos de permitividad relativa, tangente de pérdidas y conductividad eléctrica por medio de comparación entre simulaciones y medidas de los resonadores implementados.
- Analizar la variabilidad de las propiedades eléctricas y dieléctricas del sustrato FR4 en la banda L.

1.2 ALCANCE

El presente Trabajo de Titulación plantea un método de caracterización dieléctrica para sustratos planares que operan en la banda L por medio de resonadores circulares en tecnología *microstrip*.

En primer lugar, se presentará un breve resumen sobre las principales características de los medios dieléctricos, así como las distintas metodologías existentes para su respectiva caracterización.

Posteriormente, se presentará a detalle, un método para la caracterización dieléctrica de un sustrato FR4 basado en la implementación de un resonador circular de perímetro igual a una longitud de onda. Se diseña y modela el resonador en la herramienta de simulación CST Studio Suite a la frecuencia central de la banda L: 1,5 GHz. Asimismo, se diseña en la misma herramienta de simulación, las alimentaciones del resonador utilizando líneas *microstrip* terminadas en estructuras capacitivas.

Se diseñarán cinco (5) estructuras con resonador circular y alimentación capacitiva en un sustrato FR4 para las frecuencias de operación de 1 GHz; 1,25 GHz; 1,5 GHz; 1,75 GHz y 2 GHz, respectivamente. Se realizarán las respectivas simulaciones de los resonadores implementados. Igualmente, se construirán dichas estructuras las cuales serán medidas con un analizador vectorial de redes para la determinación de los parámetros S. Posteriormente, se realizará un proceso de regresión a partir de los datos medidos con el fin de ajustar, por medio de simulación, la permitividad relativa, tangente de pérdidas y conductividad del cobre, de tal manera que los resultados simulados coincidan con los medidos.

Finalmente, se analizarán los resultados obtenidos en términos de variabilidad de las propiedades dieléctricas del sustrato en función de las frecuencias empleadas.

Este proyecto no presenta producto final demostrable.

1.3 MATERIALES DIELECTRICOS

En esta sección se describirá brevemente las propiedades generales de los materiales dieléctricos, distintas metodologías para su caracterización y teoría básica de los circuitos planares.

1.3.1 PARÁMETROS CARACTERÍSTICOS DE LOS SUBSTRATOS

La caracterización de materiales dieléctricos es un campo importante en el desarrollo de dispositivos electrónicos para las diferentes aplicaciones, cada material, tiene una configuración de características eléctricas que dependen de las propiedades dieléctricas del mismo. La medición de estas propiedades dieléctricas resulta de gran interés debido a que de esta manera se puede utilizar convenientemente un material tomando en consideración el tipo de aplicación [5].

Al someter un cuerpo a un campo eléctrico externo, si su estructura atómica o molecular está ligada a electrones de valencia, y estos electrones sufren un desplazamiento (es decir existe traslado de electrones libres), se puede afirmar que el cuerpo es de un material conductor; por el contrario, si en el cuerpo las cargas eléctricas internas no fluyen libremente, se dice que se trata de un aislante eléctrico [6].

Los aislantes eléctricos perfectos no existen en la naturaleza, algunos materiales como la madera, vidrio, etc., son ejemplos de materiales aislantes; pero existe otra clase de materiales aislantes que no necesariamente poseen una resistividad extremadamente alta, pero sí lo suficientemente buena para aislar materiales conductores.

Los aislantes que se utilizan generalmente para el revestimiento en cables y de esta manera evitar descargas eléctricas durante la manipulación del cable, son los llamados materiales dieléctricos [7].

Cabe destacar que un material aislante no necesariamente tiene buenas propiedades dieléctricas, pero un material dieléctrico sí es un buen aislante eléctrico.

Permeabilidad magnética (μ)

La permeabilidad es la medida o cuantificación de la habilidad que tiene un material para soportar la formación de un campo magnético en su interior, dicho de otra forma, indica con qué facilidad un campo magnético es capaz de atravesar la materia. La ecuación (1.1) define la permeabilidad magnética.

$$\mu = \mu_r \mu_0 \text{ [H/m]} \quad (1.1)$$

Donde:

$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ [H/m], representa la permeabilidad magnética en el vacío,

μ_r , representa la permeabilidad relativa del medio (factor adimensional),

μ , representa la permeabilidad absoluta.

Permitividad eléctrica (ϵ)

La permitividad es una propiedad de los materiales para medir la capacidad de polarización de los dipolos eléctricos contenidos en el material producida por la aplicación de un campo eléctrico. La ecuación (1.2) define la permitividad eléctrica

$$\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r \quad (1.2)$$

Donde:

$\epsilon_0 = 8,8542 \times 10^{-12}$ [F/m], representa la permitividad eléctrica del vacío,

ϵ_r , es la permitividad relativa o constante dieléctrica (factor adimensional),

ϵ , representa la permitividad absoluta.

Tangente de pérdidas (tan(δ))

La permitividad es un valor complejo (ϵ) en el que la parte real (ϵ') representa el almacenamiento y la parte imaginaria (ϵ'') representa la pérdida de energía.

La Figura 1.1 muestra la permitividad representada en el plano complejo, la pérdida o también llamada tangente de pérdidas de un material (tan(δ)) es la relación entre la parte imaginaria y la parte real de la permitividad compleja, es decir la tasa entre la energía perdida y la almacenada, representando la pérdida del material cuando una energía lo atraviesa [7]. La tangente de pérdidas viene dada por la ecuación (1.3).

$$\tan(\delta) = \frac{\epsilon''}{\epsilon'} \quad (1.3)$$

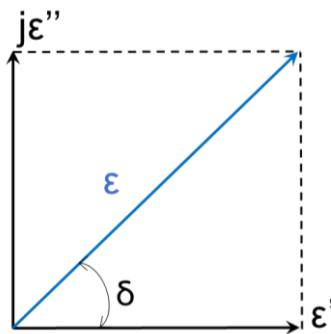


Figura 1.1 Representación de la permitividad absoluta en el plano complejo.

La Figura 1.2 indica un ejemplo del comportamiento de la permitividad en función de la frecuencia. Esta curva varía debido a que la permitividad está relacionada con distintos fenómenos físicos como la polarización, conductividad, tiempos de relajación, etc.

Conductividad

La conductividad es una propiedad que tiene un material o sustancia para conducir electricidad (conductividad eléctrica, σ) o calor (conductividad térmica, κ , λ ó k) [7].

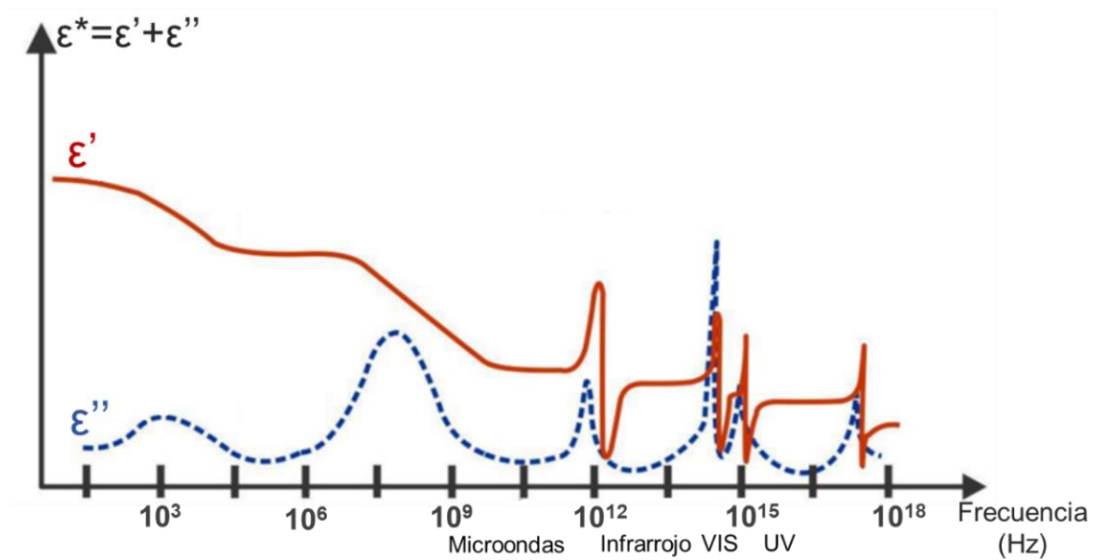


Figura 1.2 Ejemplo del comportamiento de la permitividad dieléctrica en función de la frecuencia [8].

Rigidez dieléctrica

Al valor máximo de campo eléctrico que se le puede aplicar a un material sin que éste sufra perforaciones o pierda sus características aislantes, se le denomina rigidez o ruptura dieléctrica [7].

Rugosidad

La rugosidad es el conjunto de asperezas de una superficie comparada con una superficie lisa (idealmente). La rugosidad es un parámetro que describe la textura que tiene un material por influencia de varios factores como: fricción, fatiga y resistencia electrónica [9].

En altas frecuencias, por causa de la rugosidad las pérdidas del material se incrementan debido a que la distancia entre un valle y un pico es mayor. Esto implica que la longitud del camino que recorre una señal se incrementa [10]. En la Figura 1.3 se puede observar la diferencia entre la superficie geométrica (lisa) y la superficie real de una material.

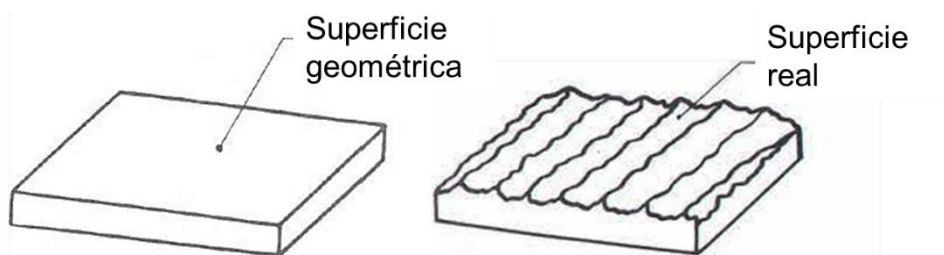


Figura 1.3 Ejemplo de los tipos de superficie en un material: Superficie geométrica lisa (izq.) y superficie real (der.) [9].

Isotropía del material

Un material isotrópico tiene propiedades térmicas, eléctricas y mecánicas idénticas en todas las direcciones. Los materiales isotrópicos son, en gran medida, moldeables y debido a que sus propiedades son las mismas en todos los puntos se consigue su estudio y modelado con gran facilidad. Algunos ejemplos de materiales isotrópicos son: vidrios, líquidos, polímeros, metales [11].

1.3.2 CLASIFICACIÓN DE LOS MATERIALES DIELECTRICOS

Una de las clasificaciones más comunes que se les da a los materiales dieléctricos los separa en dos grandes categorías: lineales y no lineales.

Materiales dieléctricos lineales

Un material dieléctrico lineal es aquel que tiene una relación lineal entre la polarización y el campo eléctrico aplicado. Esto implica que este tipo de materiales se polarizan al aplicar un campo eléctrico y se despolarizan al retirarlo. La mayoría de materiales responden linealmente al aplicar campos eléctricos bajos; para fines de caracterización se aplican campos bajos y se asume que los materiales en estudio son lineales [7].

Materiales no polares

Los materiales dieléctricos no polares no poseen un momento dipolar permanente; ante un campo eléctrico externo existe un desplazamiento o reordenamiento de moléculas. Este tipo de materiales generalmente se comportan como aislantes [7]. En la Figura 1.4 se puede observar la deformación que sufren las moléculas no polares en presencia de un campo eléctrico externo.

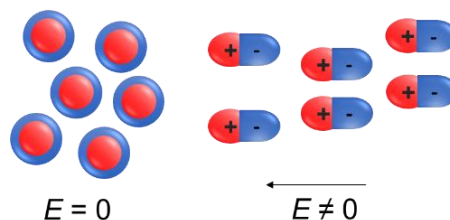


Figura 1.4 Moléculas no polares en ausencia (izq.) y presencia de campo eléctrico externo (der.) [7].

Materiales polares

En materiales polares se tienen momentos dipolares permanentes. Al aplicar un campo eléctrico externo sólo se provoca el desplazamiento de los iones o electrones, lo que causa

que la molécula gire en dirección al campo, tal y como se muestra en la Figura 1.5 un ejemplo de este tipo de materiales es el agua.

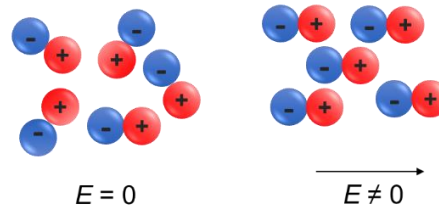


Figura 1.5 Moléculas polares en presencia (izq.) y ausencia de campo eléctrico externo (der.) [7].

Materiales dieléctricos no lineales

Los materiales dieléctricos no lineales se caracterizan por tener una polarización espontánea aun en ausencia de un campo eléctrico, esto debido a su estructura cristalina y no tienen centro de simetría como en el caso de los materiales dieléctricos lineales [7].

1.3.3 MÉTODOS DE CARACTERIZACIÓN DIELECTRICA

Debido a la investigación y desarrollo de diferentes aplicaciones, especialmente en el área de antenas y filtros, el estudio de los materiales dieléctricos ha cobrado gran importancia [12]. Para poder realizar una adecuada caracterización se debe tener en cuenta o conocer propiedades dieléctricas como: la permitividad, permeabilidad y tangente de pérdidas.

Existen diversos métodos de caracterización dieléctrica de los materiales y, usualmente se dividen en 2 grupos: métodos resonantes y métodos no resonantes. Los métodos resonantes se originan a partir de la resonancia de microondas y se usan generalmente para conocer las propiedades dieléctricas de los materiales; mientras que los métodos no resonantes están originados a partir de la propagación de microondas y se utilizan para saber las propiedades electromagnéticas dentro de un rango de frecuencias [12].

Métodos resonantes

Para la determinación de las propiedades dieléctricas de muestras con bajas pérdidas a una frecuencia dada o para un conjunto de frecuencias discretas, los métodos resonantes son más precisos que los métodos no resonantes.

Método del resonador

Este método también conocido como resonador dieléctrico, se utiliza para medir la resistencia superficial en materiales conductores y la permitividad en materiales

dieléctricos. En este método, la constante dieléctrica y la tangente de pérdidas se determinan a partir de la frecuencia de resonancia y el factor de calidad de la muestra.

La muestra se intercala entre dos placas conductoras, suponiendo que se conocen las propiedades de estas placas; por lo que las propiedades resonantes serán dadas por las propiedades del dieléctrico. La configuración más utilizada para este método se muestra en la Figura 1.6 [12].

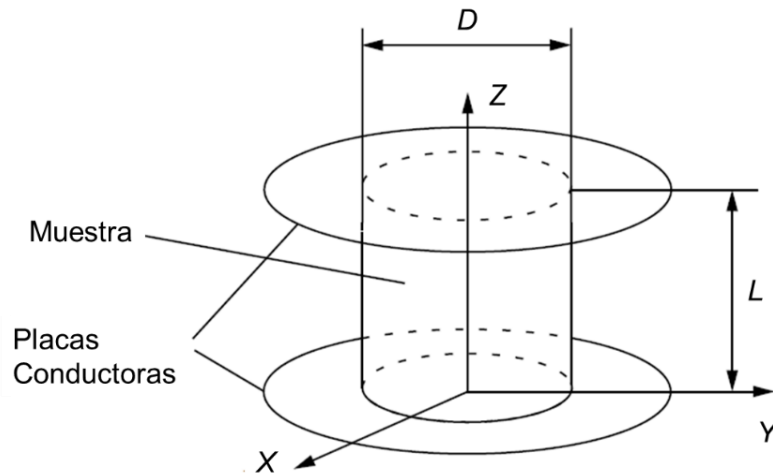


Figura 1.6 Cilindro dieléctrico intercalado entre dos placas conductoras [12].

Método de perturbación resonante

Existen tres tipos de perturbaciones resonantes: perturbación en forma de cavidad, perturbación de pérdida de pared y perturbación de material; en los tres métodos se introduce una muestra que ocasiona una variación en las condiciones de frontera, las cuales generan un cambio en la frecuencia de resonancia y factor de calidad, para que, a partir de esos cambios, se puedan determinar las propiedades dieléctricas del material.

En el método de perturbaciones en forma de cavidades, la muestra se introduce dentro de la cavidad, y, según se mida la permitividad o permeabilidad, se la ubica en un nodo o antinodo del campo eléctrico o magnético. En la Figura 1.7 se puede observar que, si la muestra en estudio se ubica en el punto A, con campo eléctrico máximo y campo magnético mínimo, se puede caracterizar las propiedades eléctricas; por el contrario, si la muestra se ubica en el punto B, con un campo eléctrico mínimo y magnético máximo, se caracterizan las propiedades magnéticas de la muestra [12].

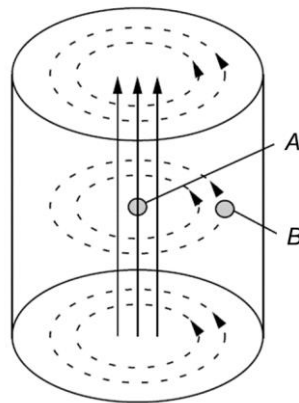


Figura 1.7 Método de perturbación resonante en una cavidad cilíndrica. En la posición A se mide permitividad y en la posición B la permeabilidad [12].

Métodos no resonantes

Al originarse de la propagación de microondas, en los métodos no resonantes, es claro que se deducirán a partir del cambio que sufren tanto la impedancia característica como la velocidad de propagación cuando la onda viaja de un material al otro. Las medidas de reflexión y transmisión ayudan a deducir las relaciones de permitividad y permeabilidad entre el material de muestra y el espacio libre.

En estos métodos se requiere de un medio para guiar la energía electromagnética y de esa manera observar la cantidad de energía transmitida y reflejada a través del material. En teoría, cualquier línea de transmisión guiada (v.g. Guías de onda, línea coaxial, etc.) puede ser utilizada para la caracterización a partir de métodos no resonantes [12].

Dentro de los métodos no resonantes existen métodos de reflexión y de transmisión/reflexión.

Métodos de reflexión

En los métodos de reflexión, las propiedades se deducen a través del coeficiente de reflexión sobre un plano de referencia y solamente pueden medir un parámetro (permitividad o permeabilidad). Dentro de estos métodos existen dos técnicas: reflexión en corto circuito y reflexión abierta.

En el método de reflexión abierta se presume que los materiales medidos no son magnéticos y en los límites donde la muestra no tiene contacto, no existen interacciones de campo magnético. En la Figura 1.8 se muestra un esquema básico para el proceso de medición que consiste en fabricar un *flange* en el extremo abierto del conductor, y de esa manera proveer una capacitancia asegurando que la carga de la muestra se repita. Para

satisfacer estas condiciones el espesor de la muestra debe ser mucho mayor que el diámetro de la línea coaxial abierta y, además tener suficientes pérdidas. El dispositivo de medición se denomina dieléctrico coaxial [12].

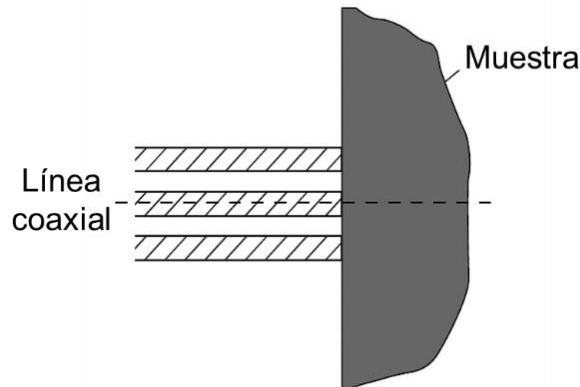


Figura 1.8 Esquema básico de medición de reflexión de circuito abierto coaxial [12].

La Figura 1.9 muestra el método de reflexión en corto. La muestra generalmente es eléctricamente corta, mide la permeabilidad magnética y para su cálculo, se asume que la permitividad es la permitividad en el vacío ϵ_0 .

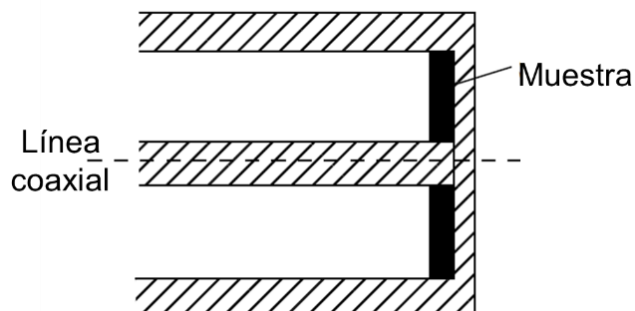


Figura 1.9 Representación de la medición de reflexión de corto circuito coaxial [12]

Métodos de transmisión/reflexión

En estos métodos, la muestra a analizar se inserta en un tramo de línea de transmisión y, las características de permeabilidad y permitividad conseguidas se deducen basándose en la transmisión y reflexión a través del material. Este tipo de métodos también aportan en la medición de la impedancia superficial en materiales de alta conductividad. La Figura 1.10 indica un esquema básico de medición por medio de un método de transmisión/reflexión [12].

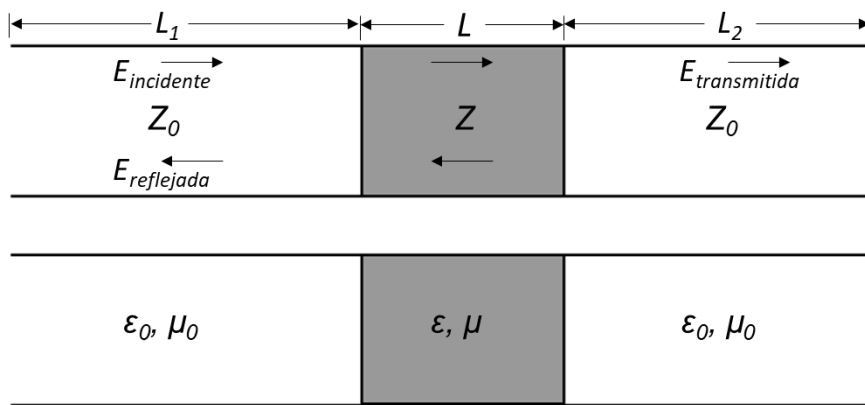


Figura 1.10 Esquema básico de un método transmisión/reflexión coaxial [12].

1.4 RESONADORES EN CIRCUITOS PLANOS

Dentro de la ingeniería de microondas los circuitos planares y en especial la tecnología *microstrip* son muy utilizados para diferentes fines. Para la caracterización de materiales se describirá brevemente tres resonadores: resonador de línea recta, resonador en anillo y resonador circular. En la Figura 1.11 se puede observar las estructuras básicas de los resonadores *microstrip* mencionados [12].

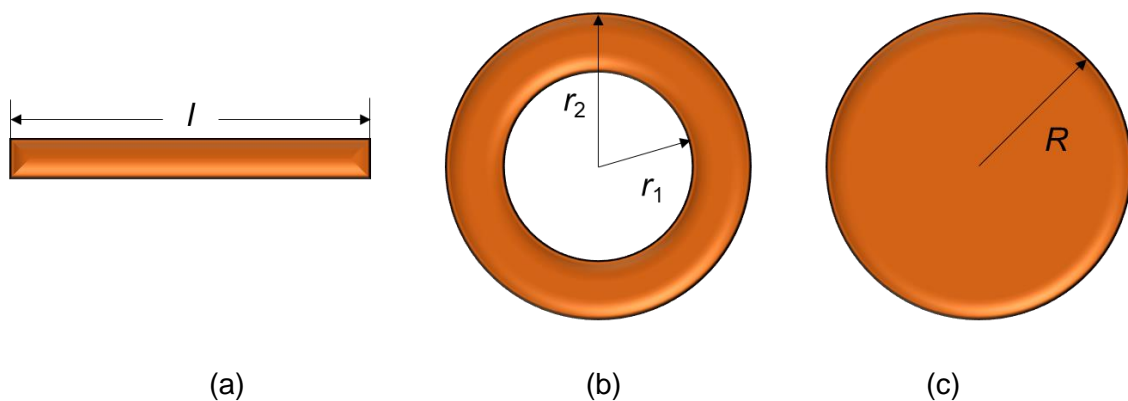


Figura 1.11 Resonadores *microstrip*: (a) Resonador de línea recta, (b) Resonador en anillo y, (c) Resonador circular [12].

El resonador de línea recta mostrado en la Figura 1.11 (a) es un segmento de línea *microstrip* con dos terminaciones abiertas. El factor de calidad no es muy alto debido a las radiaciones que este tipo de estructura presenta en los extremos. La muestra bajo prueba, DUT (*Device Under Test*), se utiliza como sustrato del circuito *microstrip* y sus propiedades dieléctricas se obtienen a partir de la resonancia y parámetros estructurales. La permitividad efectiva se puede calcular de acuerdo con la ecuación (1.4) [12].

$$\epsilon_{\text{eff}} = \left(\frac{nc_0}{2lf} \right)^2 \quad (1.4)$$

Donde:

l , es la longitud de la línea [m]

f , es la frecuencia de resonancia [Hz]

n , es el orden de resonancia

c_0 , es la velocidad de la luz [m/s]

En la Figura 1.11 (b) se muestra un resonador en anillo y a diferencia de la línea recta no presenta extremos en circuito abierto por lo que las pérdidas por dispersión se reducen y su factor de calidad aumenta. Debido a todas estas condiciones, la caracterización de materiales en un resonador en anillo es mucho más precisa [12].

Tal como se indica en la Figura 1.12, en este método, el DUT puede ser el sustrato de la estructura *microstrip*; o, se utiliza un resonador en anillo multicapa como dispositivo de medición en el cual el sustrato de muestra se introduce como una capa más del resonador [12].

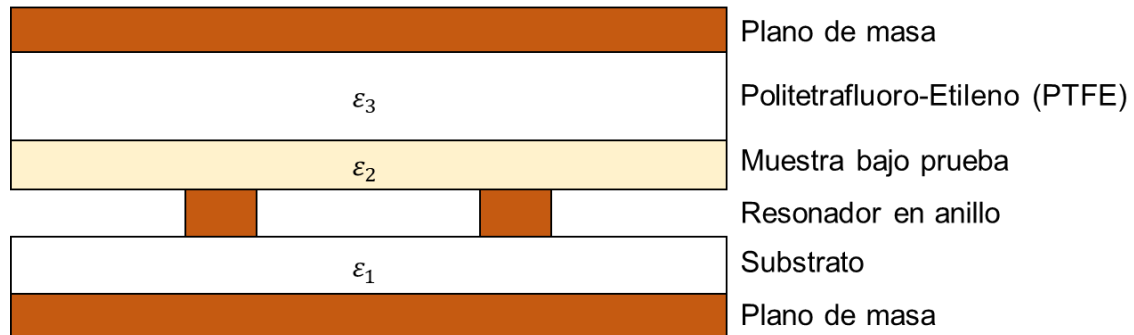


Figura 1.12 Sección transversal de un resonador multicapa *microstrip* en anillo [12].

En la ecuación (1.5) se muestra la relación entre la permitividad efectiva (ϵ_{eff}), la frecuencia de resonancia (f_n) y el radio del anillo (r).

$$2\pi r = \frac{nc_0}{f_n \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}}; \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (1.5)$$

Un resonador circular puede ser considerado un caso especial de un resonador en anillo cuando el radio interno es igual a cero, y al igual que en el resonador en anillo su factor de calidad es mayor al resonador de línea recta, también es muy utilizado en la caracterización de materiales. En la Figura 1.11 (c) se mostró un ejemplo de la estructura básica de un resonador circular [12].

1.5 SUBSTRATO FR4

El epoxi ignífugo #4 (FR4 – *Flame Retardant #4*) es un material dieléctrico compuesto por laminados de fibra de vidrio y resina epóxica resistente al fuego. Este material tiene grandes propiedades de estabilidad mecánica y térmica [13]. Asimismo, es de gran uso como sustrato para circuitos impresos (PCB – *Printed Circuit Board*) en RF (*Radio Frequency*) y microondas debido a su bajo costo [14].

1.5.1 CARACTERÍSTICAS DEL SUBSTRATO FR4

- Un PCB con sustrato FR4 está compuesto por una capa de FR4 con una lámina de cobre o ubicada entre dos láminas de cobre.
- Cumple con la clasificación UL94V-0 que indica que la combustión se detiene en 10 segundos y no se permiten gotas de fuego. Ésta es parte de la norma UL 94 para la seguridad de la inflamabilidad en materiales plásticos que se utilizan para piezas de dispositivos y pruebas de electrodomésticos [15].
- Se considera un medio no homogéneo para la propagación de la señal debido a que la fibra de vidrio y la resina epóxica poseen diferentes valores de permitividad relativa; pero al igual que otros materiales utilizados como sustratos (v.g. Rogers, Nelco), requieren de la fibra de vidrio para la resistencia estructural [14].
- Tiene una buena relación resistencia-peso, buenas características mecánicas y gran capacidad aislante en ambiente húmedo o seco [16].
- El valor de la constante dieléctrica cambia de acuerdo con el fabricante y frecuencia de operación. En las hojas de datos se detallan valores en un corto rango de frecuencias y generalmente sus validaciones son aproximadas [16].

1.5.2 DIFERENTES TIPOS DE SUBSTRATO FR4 [17]

La fabricación y propuestas de cada tipo de sustrato FR4 dependen del fabricante.

- **FR4 estándar:** Tiene una resistencia al calor entre 140°C y 150°C, el espesor varía entre 0,2 mm a 3,2 mm.
- **FR4 High TG:** Su espesor varía entre 0,6 mm y 3,2 mm y tiene una transición vítrea (Temperatura en la que los vidrios comienzan a ablandarse [18]) superior a 180°C.
- **FR4 High CTI:** En este caso, el espesor estándar es de 1,6 mm y su CTI (*Comparative Tracking Index*: Es el voltaje máximo que un material resiste 50 gotas

de agua contaminada sin formación de caminos conductores [19]) es mayor a 600 V.

- **FR4 sin cobre laminado:** Se utiliza en placas aislantes, soportes para tarjetas, plantillas, etc. Su espesor varía entre 0,3 mm a 5 mm.

En la Figura 1.13 se muestra una fotografía de substratos FR4.



Figura 1.13 Fotografía de diferentes tipos de substratos FR4

2. METODOLOGÍA

En el presente capítulo se indica el método empleado para realizar la caracterización dieléctrica del substrato FR4. Dicho método se basa en la implementación de un resonador circular (tipo anillo) cuyo perímetro es igual a una longitud de onda correspondiente a la frecuencia de resonancia. Debido a que el método propuesto es para una banda de frecuencias, el ejemplo de diseño y modelado se desarrolla para la frecuencia de trabajo de 1,5 GHz que es la frecuencia central de la banda L (1 GHz – 2 GHz).

Se diseñan, simulan y construyen cinco estructuras de un resonador circular con alimentación capacitiva, cada una de ellas para una frecuencia de operación dentro de la banda L (1 GHz; 1,25 GHz; 1,5 GHz; 1,75 GHz y 2 GHz).

Tanto el diseño del resonador como sus alimentaciones terminadas en estructuras capacitivas se realizan mediante el paquete computacional CST Studio Suite y, las simulaciones utilizan el método de elementos finitos.

2.1 MÉTODO DE RESONADOR CIRCULAR EN ANILLO

Esta sección detalla el método de resonador circular en anillo utilizado para la caracterización objeto del presente trabajo de titulación.

2.1.1 RESONADOR CIRCULAR EN ANILLO

Un resonador circular en anillo es una estructura formada por una línea de transmisión en forma de anillo, conectado a los puertos mediante dos líneas de transmisión que forman un ángulo de 180° entre ellas y con una separación de acoplamiento determinada. La Figura 2.1 indica un ejemplo sencillo de la estructura de un resonador en anillo alimentada mediante acoplamiento capacitivo [20].

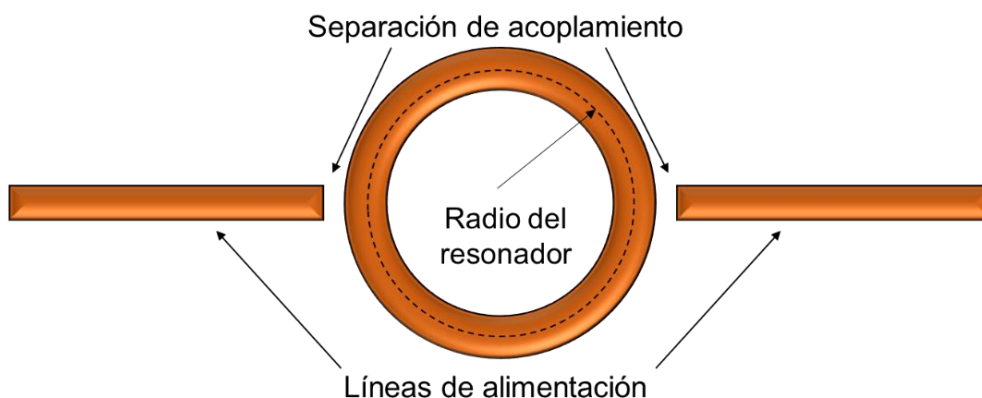


Figura 2.1 Modelo simple de un resonador circular en anillo alimentado mediante acoplamiento capacitivo con líneas de transmisión [20].

La energía que se acopla en el resonador depende de la separación que existe entre el anillo y las líneas de alimentación. Esta separación existente se puede representar como una pequeña capacitancia la cual se desea que sea despreciable para no afectar la frecuencia de resonancia intrínseca del anillo [20]. Para el presente trabajo, el valor de las capacitancias es considerado despreciable y no es incluido al momento de realizar el diseño.

El anillo resuena a un múltiplo entero de una longitud de onda guiada (λ) y se lo puede expresar como en la ecuación (2.1), mientras que λ está dada mediante la ecuación (2.2) [20].

$$2\pi r = n\lambda, \text{ para } n = 1, 2, 3, \dots \quad (2.1)$$

$$\lambda = \frac{c_0}{f\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \quad (2.2)$$

Donde:

r , es el valor medio entre el radio interno y externo del anillo [m]

n , es el orden de resonancia

λ , es la longitud de la onda guiada [m]

Esta relación solamente es válida para cuando existe acoplamiento suelto, es decir, no existe influencia de las corrientes de acoplamiento y no se tiene en cuenta los efectos del espacio entre conductores para el acoplamiento. A partir de la ecuación (2.1) se puede calcular la frecuencia de resonancia. En el modo fundamental, los máximos de campo ocurren en los espacios entre el acoplamiento de la línea y el anillo, mientras que los nulos aparecen a 90° de los espacios de acoplamiento [20].

El valor de la permitividad efectiva para una estructura *microstrip* se obtiene mediante la ecuación (2.3), donde ϵ_r representa la permitividad relativa del material, h el espesor del substrato en el cual se implementa la estructura y W el ancho de la línea de cobre. Esta expresión se interpreta como la permitividad equivalente que una onda experimenta al propagarse entre el aire y el dieléctrico (modo QTEM) [21].

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{W}}} \quad (2.3)$$

2.1.2 DISEÑO

El resonador de anillo consiste en un circuito impreso (anillo y líneas de alimentación) sobre un sustrato rígido (FR4). En la Figura 2.2 (arriba) se pueden observar las posiciones del anillo y líneas de alimentación sobre la superficie superior del sustrato FR4, mientras que en la Figura 2.2 (abajo) se presenta un corte lateral del resonador. La línea de alimentación implementada tiene una impedancia característica de 50Ω , la separación de acoplamiento varía entre 0,1 y 1 veces el ancho de la línea de alimentación, por facilidad de construcción se toma un valor de 0,3 mm. Se utilizan conectores SMA para conectar la estructura a un analizador de red para la medición de los parámetros S.

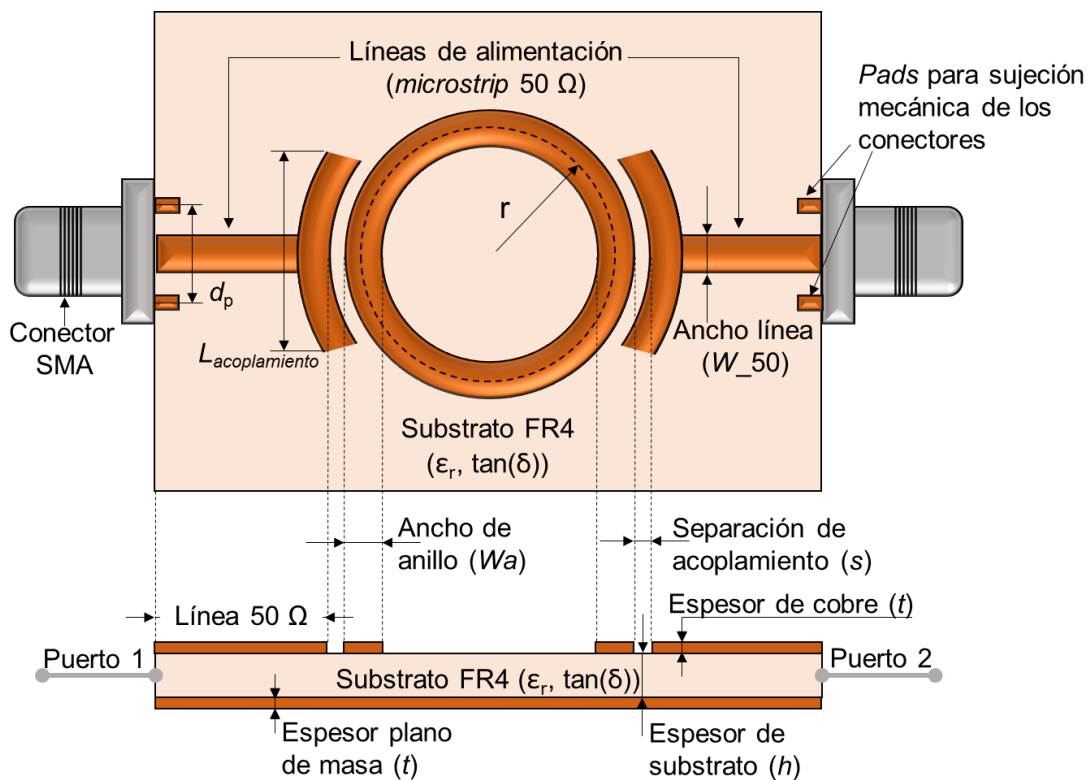


Figura 2.2 Esquema de implementación del resonador tipo anillo sobre sustrato FR4 alimentado por acoplamiento capacitivo mediante líneas de transmisión *microstrip*: Vista superior (arriba) y Vista lateral (abajo).

Diseño de la línea de alimentación de 50Ω

Para el diseño de la línea de alimentación primero se calcula el ancho de la línea (W_{50}). Este valor se obtiene mediante la herramienta calculadora de impedancia de línea del software CST Studio Suite.

En esta herramienta se debe realizar variaciones en el valor del ancho de la línea hasta conseguir que el resultado de la impedancia sea igual o muy cercano a 50Ω . Finalmente,

se obtiene un valor estimado de impedancia característica de $50,04 \Omega$ correspondiente a un ancho de línea de $W_{50}=2,77 \text{ mm}$.

Las líneas de alimentación son accedidas mediante transición *microstrip*-coaxial con conectores de tipo SMA hembra (Figura 2.3). La carcasa de estos conectores (postes de sujeción) se sueldan a la placa sobre secciones de cobre llamados *pads* (Figura 2.2), los cuales están separados una distancia d_p que se calcula según los datos indicados en el *datasheet* del conector SMA (ANEXO A).

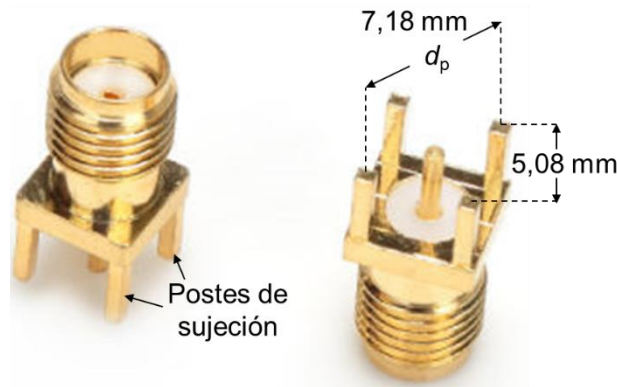


Figura 2.3 Fotografía del conector SMA hembra para montaje superficial [22].

Tomando en cuenta la separación diagonal de los pines del conector SMA se diseña la separación entre los *pads* y así se pueda realizar la soldadura correctamente sobre estos sin afectar a la línea de alimentación del resonador.

Diseño del anillo resonador

Para el diseño del anillo, en primer lugar, se calcula la permitividad efectiva (ϵ_{eff}) con la expresión dada en la ecuación (2.3) y el radio del anillo (r) mediante las ecuaciones (2.1) y (2.2). En la Tabla 2.1 se listan las especificaciones del sustrato FR4 que, en primera instancia, será sobre el cual se diseñarán los resonadores.

Tabla 2.1. Especificaciones del sustrato FR4 utilizadas en el diseño del resonador [23].

PARÁMETRO	DESCRIPCIÓN	VALOR
h	Espesor del sustrato	1,5 mm
t	Espesor del laminado de cobre	17 μm
ϵ_r	Permitividad relativa del sustrato	4,3
$\tan(\delta)$	Tangente de pérdidas del sustrato	0,025
W_{50}	Ancho de la línea de alimentación	2,77 mm
W_a	Ancho del anillo resonador	2,77 mm

En la Tabla 2.2 se muestra el resumen de los valores calculados de radio (r) para las cinco frecuencias que se proponen en este trabajo.

Tabla 2.2. Valores de radio del resonador en anillo.

f [GHz]	1	1,25	1,5	1,75	2
r [mm]	26,48	21,18	17,65	15,13	13,24

Diseño de la estructura de acoplamiento capacitivo

La alimentación del resonador se lo realiza mediante acoplamiento capacitivo a través de un arco concéntrico al final de la línea de alimentación *microstrip*. Esta estructura capacitiva mantiene una distancia constante s con el radio exterior del anillo resonador tal como se muestra en la Figura 2.4.

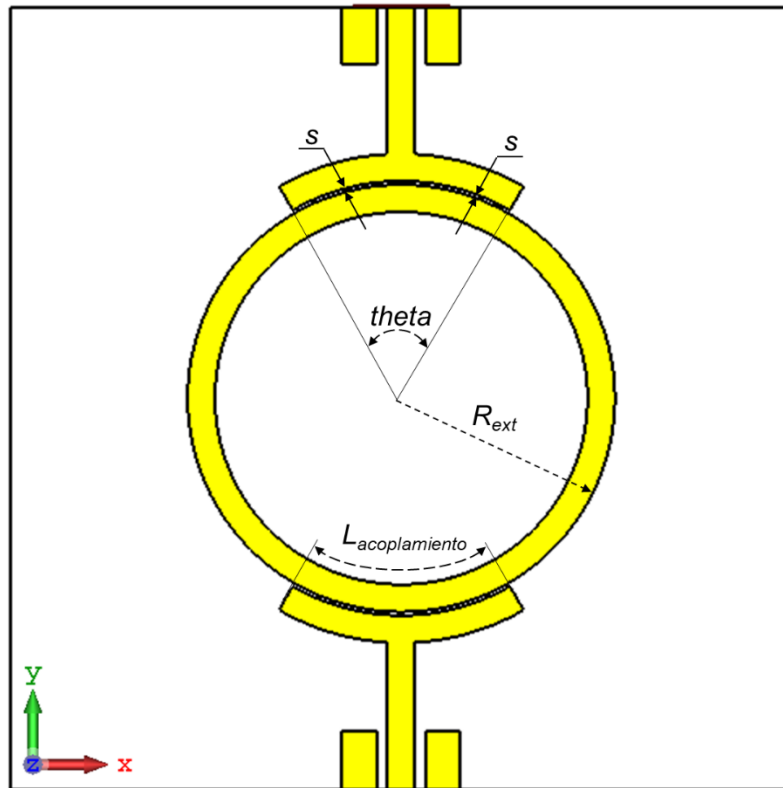


Figura 2.4 Resonador tipo anillo con especificación de ángulo de apertura de la estructura capacitiva.

En la Figura 2.5 se indica la variación de los valores de la magnitud del parámetro S_{21} a la frecuencia de resonancia con respecto al ángulo de apertura de la estructura de acoplamiento capacitivo.

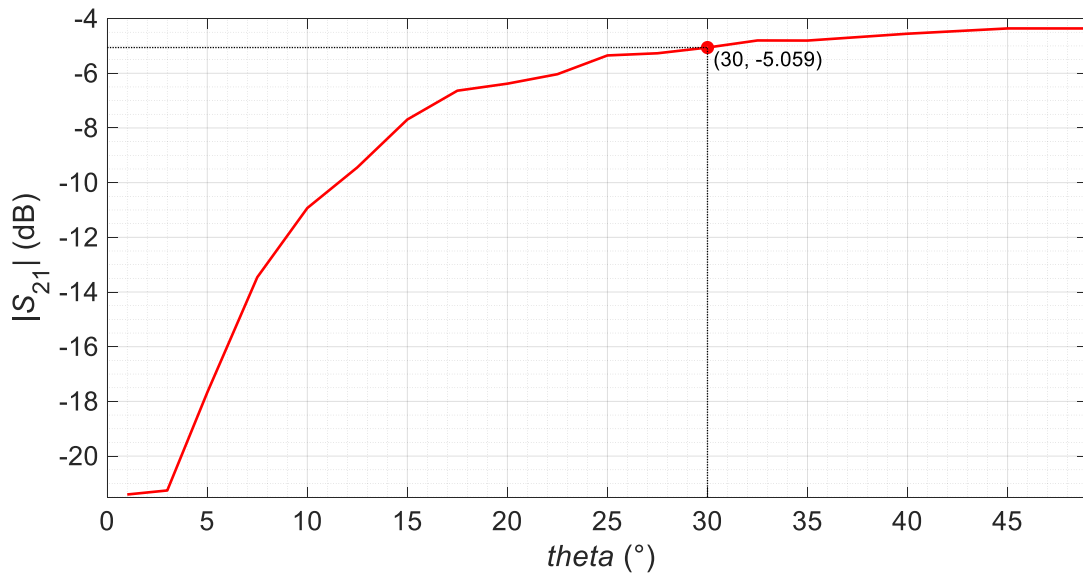


Figura 2.5 Magnitud del parámetro S_{21} con respecto al ángulo de apertura ($theta$).

Para la determinación del ángulo de apertura a implementar, se analiza la pendiente de la curva de la Figura 2.5, las cuales se muestran en la Figura 2.6. Con base a los valores simulados se puede observar que a partir de un ángulo de apertura de 30° la variación en la pendiente para las magnitudes del parámetro S_{21} es menor a 0,05, por lo que se establece la convergencia de este parámetro en $theta = 30^\circ$.

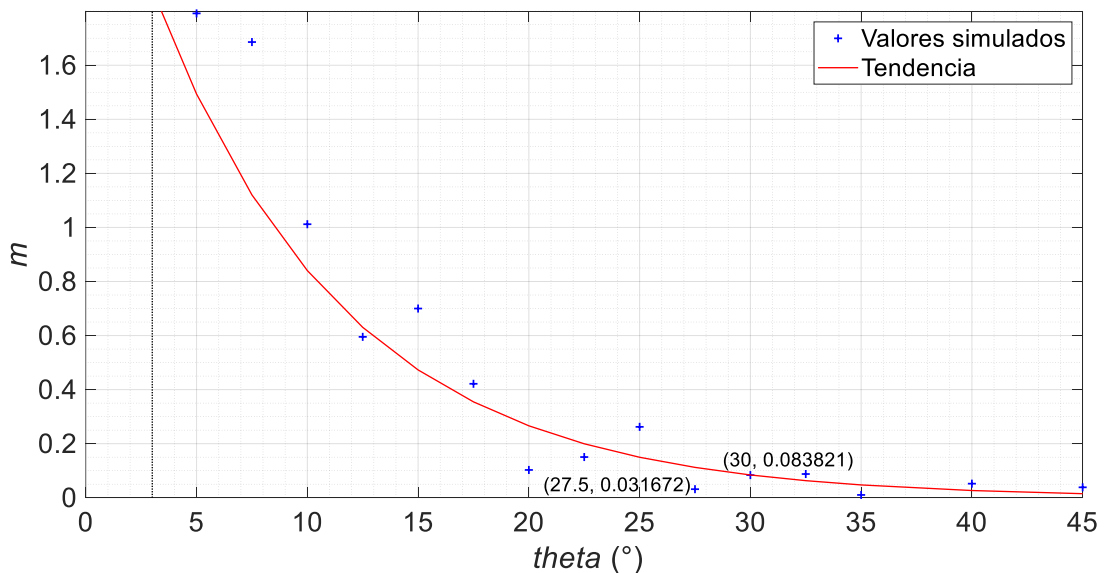


Figura 2.6 Valor de la pendiente m con respecto al ángulo de apertura $theta$.

El espacio de acoplamiento entre el anillo y el arco se determina en función de las limitantes de manufactura consultadas con el fabricante para de esa manera evitar riesgos de cortocircuitos, por lo que se considera una separación $s = 0,3$ mm.

2.1.3 MODELADO

En este apartado se presenta el modelamiento en el software CST Studio Suite de la estructura del resonador en anillo a la frecuencia central de la banda L ($f_c = 1,5$ GHz), la optimización de los valores del ancho de la línea (W_{50}) para que la impedancia característica de la línea de alimentación tenga un valor de 50Ω y la optimización del valor del radio del anillo (r) para que el valor máximo de S_{21} esté ubicado a la frecuencia de resonancia.

En la Figura 2.7 se presenta la estructura modelada en CST Studio Suite a partir de los datos descritos en la Tabla 2.3, en la cual se definen todas las variables que serán utilizadas para la construcción de la estructura del resonador en anillo. Se debe señalar que en el software CST Studio Suite se ha configurado las unidades de medida para dimensión en milímetros (mm), frecuencia en gigahercios (GHz), temperatura en grados kelvin (K), tiempo en nanosegundos (ns) y ángulos en radianes (rad).

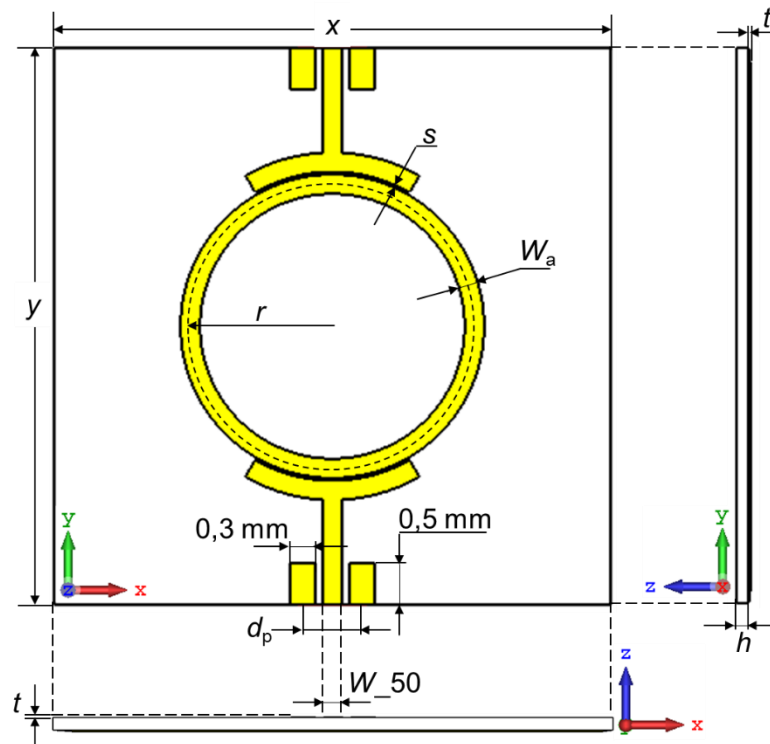


Figura 2.7 Estructura del resonador en anillo a 1,5 GHz modelada en CST Studio Suite.

Una vez construida la estructura en el simulador, se configuran los planos de simetría y dominio de simulación. En la Figura 2.8 se indica la configuración de espacio o límites de la región sobre la que CST Studio Suite realizará la simulación.

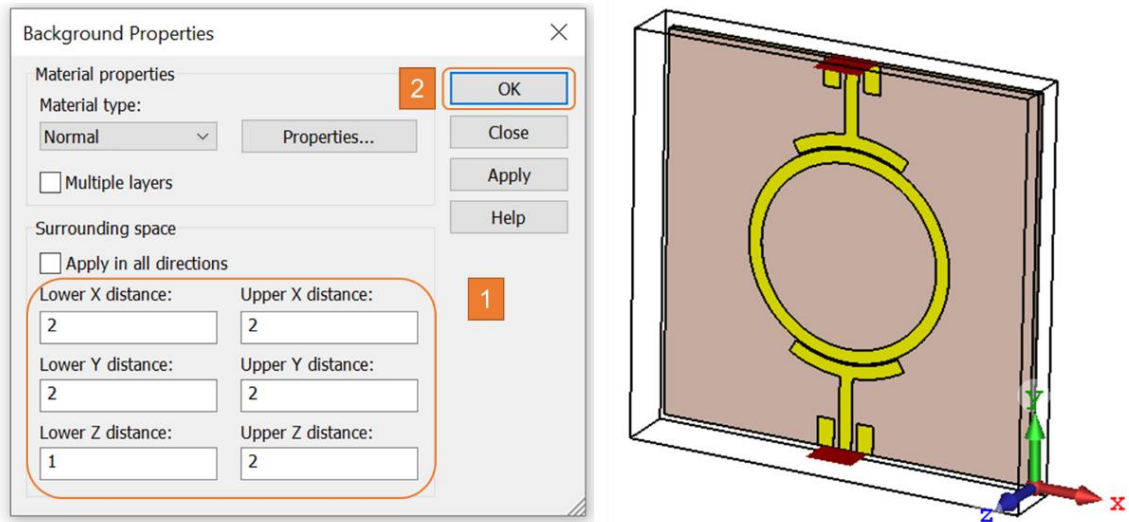


Figura 2.8 Configuración de delimitación de la región sobre la que se realiza la simulación en CST Studio Suite.

Tabla 2.3. Variables utilizadas para modelar el resonador en anillo en CST Studio Suite.

NOMBRE	EXPRESIÓN	VALOR	DESCRIPCIÓN
x	y	68,67 mm	Ancho del substrato
y	$2 \cdot (s + r) + Wa + 30$	68,67 mm	Largo del substrato
h	1,5	1,5 mm	Espesor del substrato
t	0,017	17 μ m	Espesor del laminado de cobre
r	17,649	17,65 mm	Radio medio del anillo
Wa	W_{50}	2,77 mm	Ancho del anillo
s	0,3	0,3 mm	Separación entre conductores
W_{50}	2,77	2,77 mm	Ancho de la línea de alimentación de 50 Ω
k	2	-	Coefficiente de extensión para puertos
dp	7,18	7,18 mm	Distancia entre <i>pads</i>
$theta$	30	30°	Ángulo de apertura de la estructura de acoplamiento capacitivo

En la Figura 2.9 se puede observar la configuración de las condiciones de borde y planos de simetría que se tomarán en cuenta para la ejecución de la simulación.

Para iniciar; se simula los modos en los puertos y de esa manera se verifica que la impedancia de la línea de alimentación es efectivamente 50Ω . Una vez realizada la simulación se observa que la impedancia de línea no es 50Ω por lo que se debe ajustar utilizando la herramienta *Optimizer*.

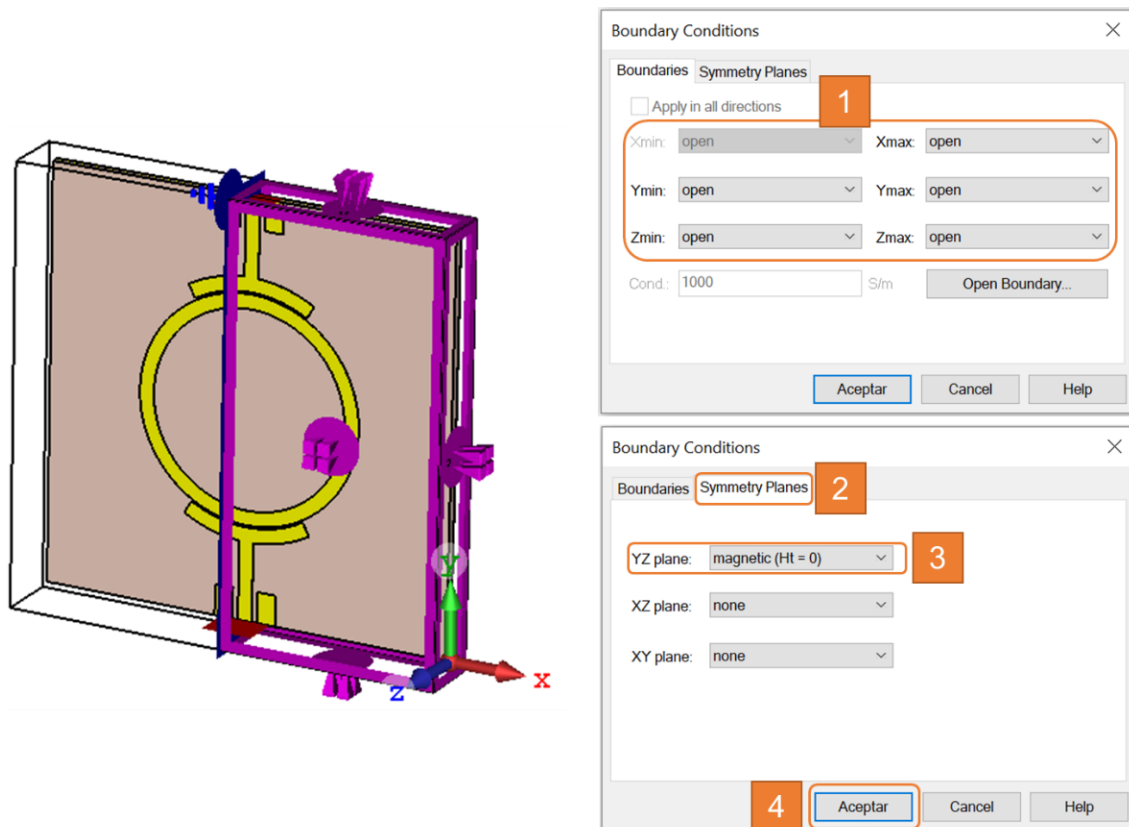


Figura 2.9 Configuración de condiciones de borde y planos de simetría para la simulación en CST Studio Suite.

Para que el valor de la línea de alimentación sea de 50Ω se debe variar el valor del ancho de la línea (W_{50}), finalmente se realiza la simulación total en el dominio de la frecuencia y los resultados de interés para este trabajo son los parámetros S .

Una vez realizada la simulación total y, a pesar de que el valor de la amplitud del parámetro S_{21} es aceptable, su valor máximo no se encuentra a la frecuencia de resonancia deseada (frecuencia de diseño), por lo que se debe ajustar para que el valor máximo se encuentre a la frecuencia de $1,5 \text{ GHz}$. El procedimiento para la optimización es similar al realizado con el de la impedancia de la línea de alimentación, pero en este caso, se varía el radio promedio del resonador en anillo para cambiar así la frecuencia de resonancia.

En la Tabla 2.4 se indican los valores optimizados de cada una de las variables utilizadas para la construcción del resonador en anillo.

En la Figura 2.10 se muestra la estructura final modelada en el software CST Studio Suite con los valores optimizados (Tabla 2.4) e incluidos los conectores SMA hembra.

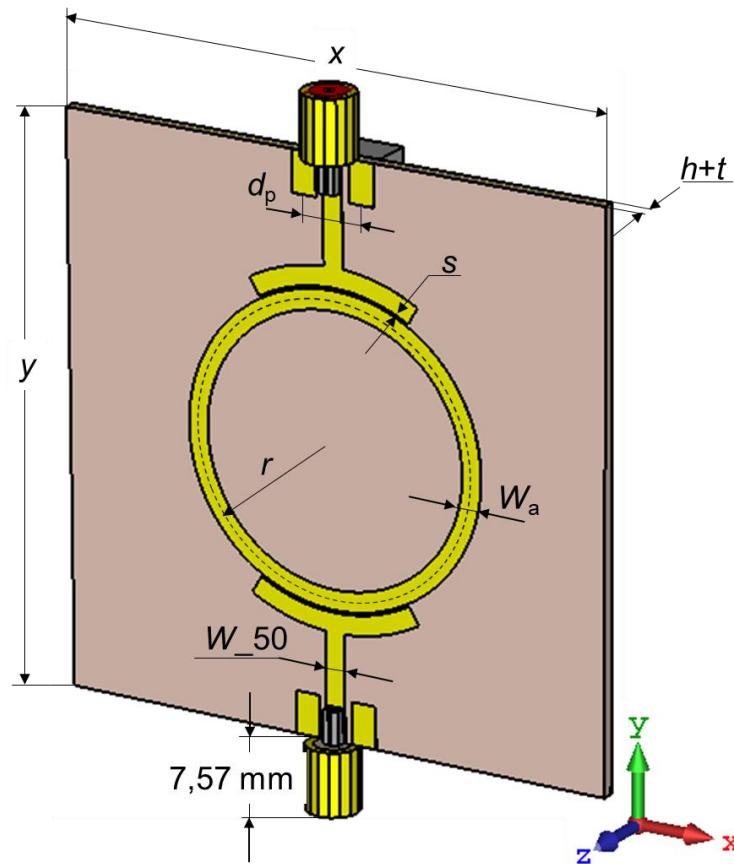


Figura 2.10 Estructura final del resonador en anillo modelada en CST Studio Suite.

Tabla 2.4 Valores optimizados para la construcción en CST Studio Suite del resonador en anillo de 1,5 GHz.

NOMBRE	EXPRESIÓN	VALOR	DESCRIPCIÓN
x	y	67,38 mm	Ancho del sustrato
y	$2(s + r) + W_a + 30$	67,38 mm	Largo del sustrato
r	17,21	17,21 mm	Radio medio del anillo
W_a	W_{50}	2,36 mm	Ancho del anillo
W_{50}	2,36	2,36 mm	Ancho de la línea de alimentación de 50 Ω

En la Figura 2.11 se observa los valores del parámetro S_{21} optimizados y no optimizados para el resonador en anillo de 1,5 GHz.

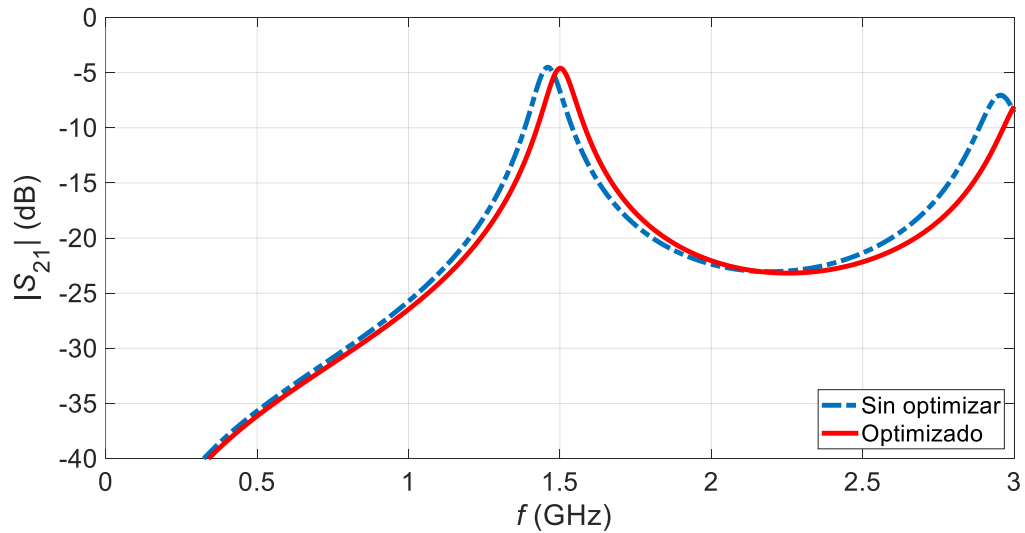


Figura 2.11 Magnitud del parámetro S_{21} a la frecuencia de 1,5 GHz.

2.1.4 ESTRUCTURA DE RESONADOR CIRCULAR

Como se indicó en los apartados 2.1.2 y 2.1.3 donde se realizó el diseño y modelado del resonador en anillo para la frecuencia de 1,5 GHz; en esta sección se muestra las estructuras y resultados de las simulaciones realizados en el software CST Studio Suite para las frecuencias de: 1 GHz, 1,25 GHz, 1,5 GHz, 1,75 GHz y 2 GHz propuestas.

Resonador

En la Figura 2.12 se muestran los parámetros S_{21} simulados para las cinco frecuencias consideradas en el presente proyecto, dichas simulaciones corresponden a los valores optimizados de las variables descritas en la Tabla 2.3.

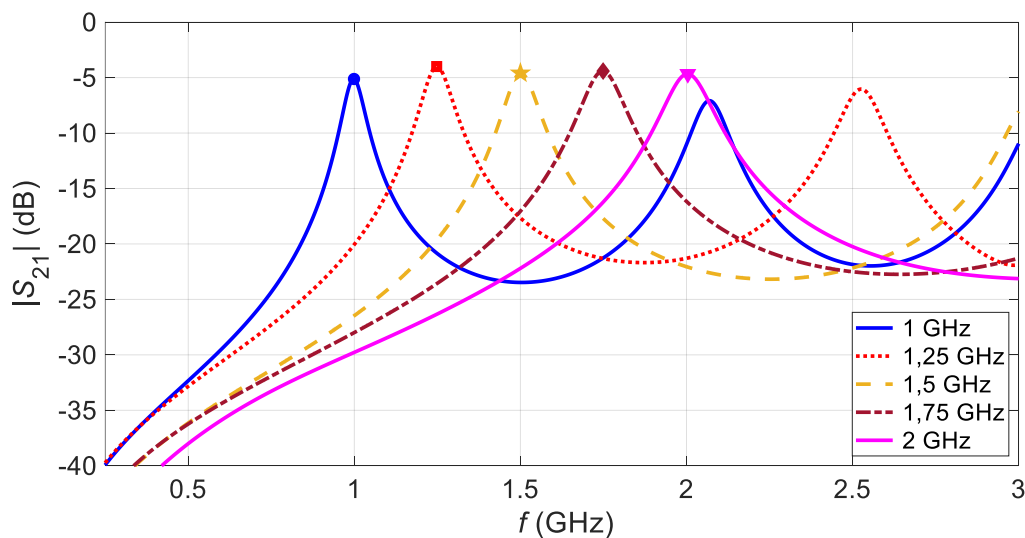


Figura 2.12 Resultados del parámetro S_{21} optimizados para las cinco frecuencias propuestas.

En la Tabla 2.5 se presenta un cuadro resumen de todas las variables utilizadas para el proceso de modelado del resonador circular tipo anillo para cada una de las frecuencias propuestas en el presente trabajo. Con valores de frecuencia de: 1 GHz; 1,25 GHz; 1,5 GHz; 1,75 GHz y 2 GHz.

Tabla 2.5 Valores optimizados para los resonadores en anillo.

NOMBRE	1 GHz	1,25 GHz	1,5 GHz	1,75 GHz	2 GHz
<i>x</i>	84,59 mm	74,05 mm	67,38 mm	62,41 mm	58,74 mm
<i>y</i>	84,59 mm	74,05 mm	67,38 mm	62,41 mm	58,74 mm
<i>h</i>	1,5 mm	1,5 mm	1,5 mm	1,5 mm	1,5 mm
<i>t</i>	17 μ m	17 μ m	17 μ m	17 μ m	17 μ m
<i>r</i>	25,82 mm	20,55 mm	17,21 mm	14,73 mm	12,89 mm
<i>Wa</i>	2,36 mm	2,36 mm	2,36 mm	2,36 mm	2,36 mm
<i>s</i>	0,3 mm	0,3 mm	0,3 mm	0,3 mm	0,3 mm
<i>W_50</i>	2,36 mm	2,36 mm	2,36 mm	2,36 mm	2,36 mm
<i>dp</i>	7,18 mm	7,18 mm	7,18 mm	7,18 mm	7,18 mm
<i>theta</i>	30	30	30	30	30

2.2 CONSTRUCCIÓN DE ESTRUCTURAS

La construcción de las placas con las estructuras resonantes se realiza de manera externa en la empresa SME ELEKTRONIK en la ciudad de Cuenca, Ecuador. Además, se considera la facilidad en la obtención del substrato FR4, mismo que es proporcionado por los fabricantes. Debido a que las características del substrato no permanecen exactamente constantes de un fabricante a otro, se utiliza el substrato FR4 con un espesor de 1,5 mm, cobre de espesor 18 μ m y se añade una capa de estaño de espesor entre 2,6 μ m y 4,5 μ m para evitar oxidación y deterioro de las estructuras.

En la Figura 2.13 se puede observar las cinco estructuras ya implementadas, las cuales al ser conectadas a un analizador vectorial de redes de marca Keysight N9916A - 14GHz (ANEXO B) proporcionarán medidas de S_{21} parámetro de interés en el presente proyecto, el respectivo análisis se muestra en el siguiente capítulo.

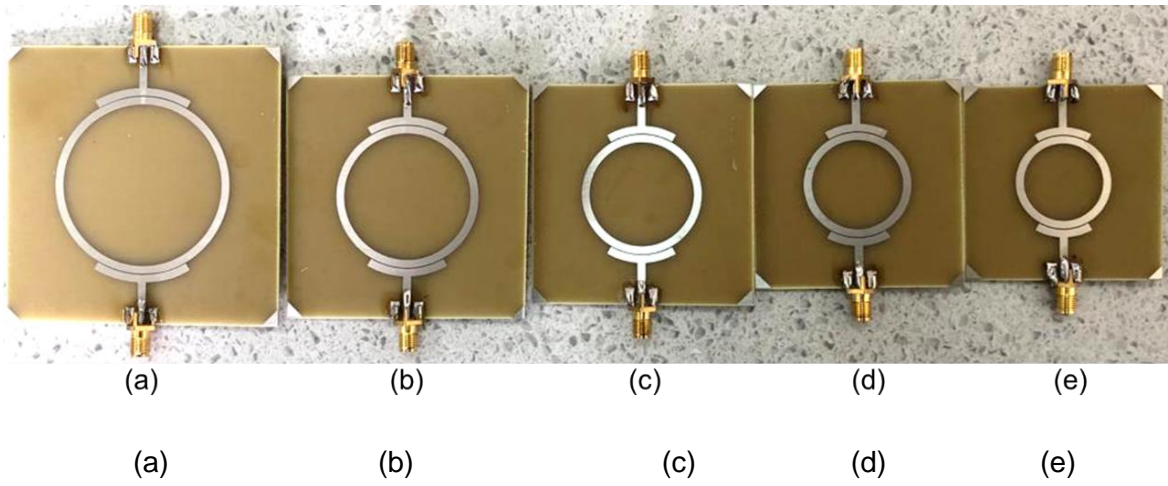


Figura 2.13 Implementación de estructuras del resonador en anillo incluidos conectores SMA hembra. (a)1 GHz; (b)1,25 GHz; (c) 1,5 GHz; (d) 1,75 GHz y (e) 2 GHz.

3. RESULTADOS Y DISCUSIÓN

En este capítulo se presentan los resultados obtenidos de la simulación en CST Studio Suite de los resonadores en anillo propuestos para el presente trabajo. En primera instancia, a partir del diseño y datos optimizados mostrados en la Tabla 2.5, se construyen los resonadores que posteriormente son medidos con la ayuda del analizador vectorial de redes Keysight N9916A - 14GHz y de esa manera obtener los parámetros S_{21} de cada resonador.

Posteriormente, en términos de conductividad, permitividad y tangente de pérdidas mediante simulación se busca emparejar el resultado conseguido en la medición tomada de la construcción de los resonadores.

A fin de ajustar el modelo realizado en CST Studio Suite de los resonadores en anillo con el modelo real construido de manera externa, se añade sobre la capa de cobre una capa de estaño cuyo espesor varía en cada uno de los resonadores.

En la Tabla 3.1 se indican las medidas de la capa de estaño añadida en cada una de las estructuras del resonador circular tipo anillo que se miden con la ayuda de un tornillo micrométrico.

Tabla 3.1 Medidas de la capa de estaño para cada estructura.

PARÁMETRO EN CST STUDIO SUITE	1 GHz	1,25 GHz	1,5 GHz	1,75 GHz	2 GHz
t_{tin}	3 μm	2,6 μm	4 μm	4,3 μm	4,5 μm

La Figura 3.1 muestra el modelo final de la estructura implementada en CST Studio Suite en la que se añadió la capa de estaño sobre el cobre y un bloque de aire en las zonas de acoplamiento (sobre las líneas de alimentación y el anillo resonador) con el fin de concentrar el proceso de mallado del método de elementos finitos en el acoplamiento y de esta manera obtener resultados más precisos.

Una vez tomadas las consideraciones mencionadas, se realizan las simulaciones al variar los parámetros de conductividad del cobre ($cond_{cu}$) y estaño ($cond_{tin}$), permitividad del sustrato FR4 (Er) y tangente de pérdidas ($tand$).

Inicialmente se toman los valores indicados en la Tabla 2.1 y se varía uno a la vez mientras que los demás permanecen constantes. El resultado del valor de la magnitud del parámetro

S_{21} de cada simulación es comparado con el correspondiente medido de la estructura construida para de esa manera determinar el menor error.

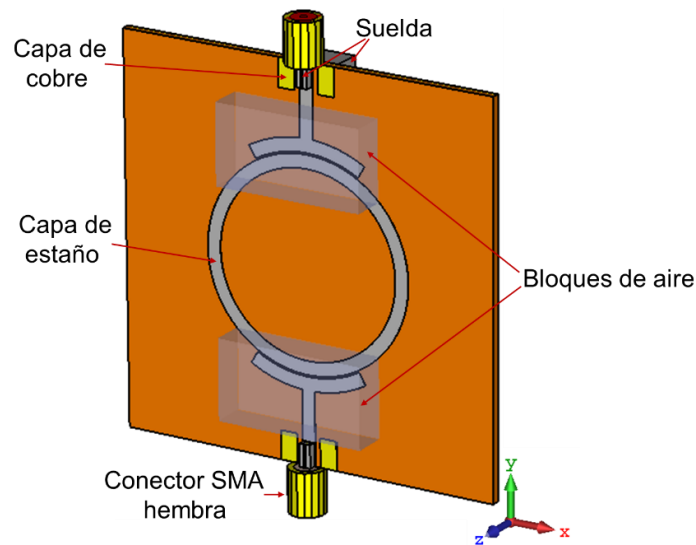


Figura 3.1 Modelo final del resonador circular tipo anillo implementado en CST Studio Suite.

Una vez realizado el proceso de variación de cada parámetro y encontrado en cada uno de éstos el menor error con respecto a la curva S_{21} medida, se aprecia que la frecuencia de resonancia (f_r) varía significativamente con la permitividad del dieléctrico y el S_{21} varía con el cambio de la conductividad en el cobre y estaño, pero especialmente con la modificación del valor de la tangente de pérdidas.

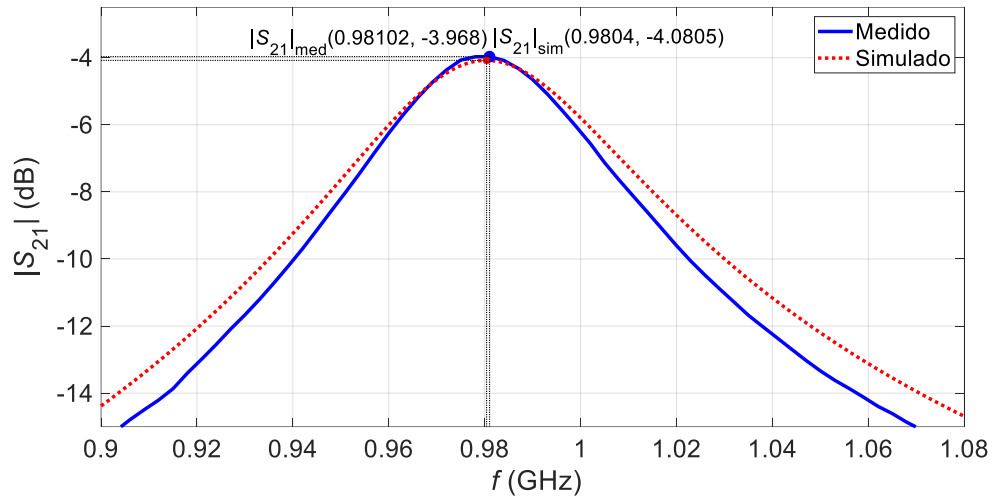
A partir de los valores de ϵ_r , $\tan\delta$, $cond_{cu}$ y $cond_{tin}$ con el menor error comparado de manera individual (es decir uno variable y los demás constantes) se realiza la simulación y se compara con el valor medido. En este punto al ser el error aún significativo, se ajustan los parámetros ϵ_r , $\tan\delta$, $cond_{cu}$ y $cond_{tin}$ hasta conseguir que el error entre los valores medidos y simulados sea mínimo.

En vista de que al comparar los valores medidos y simulados y que el error es mínimo, se fijan como reales a los parámetros ϵ_r , $\tan\delta$, $cond_{cu}$ y $cond_{tin}$ que corresponderían a la caracterización del material.

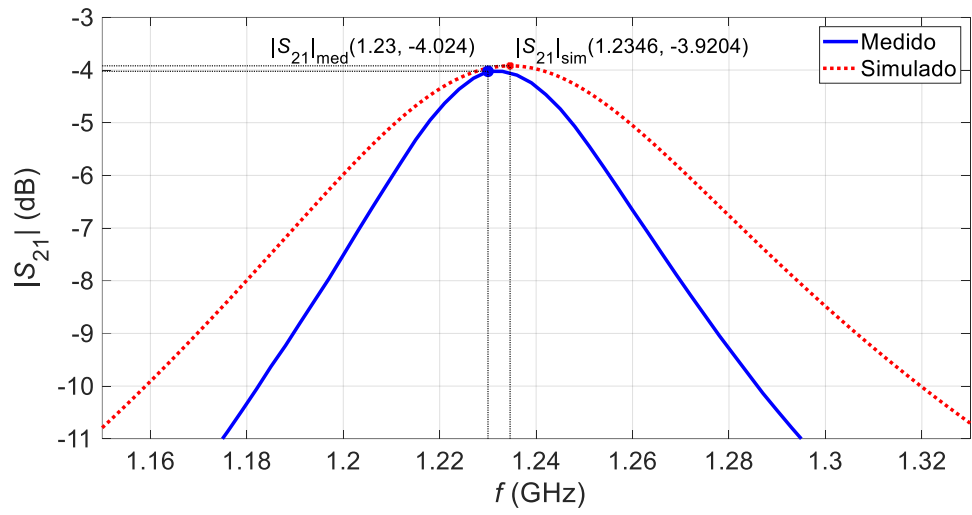
Finalmente se calcula el error entre los valores medios y simulados para cada resonador.

3.1 RESULTADOS OBTENIDOS

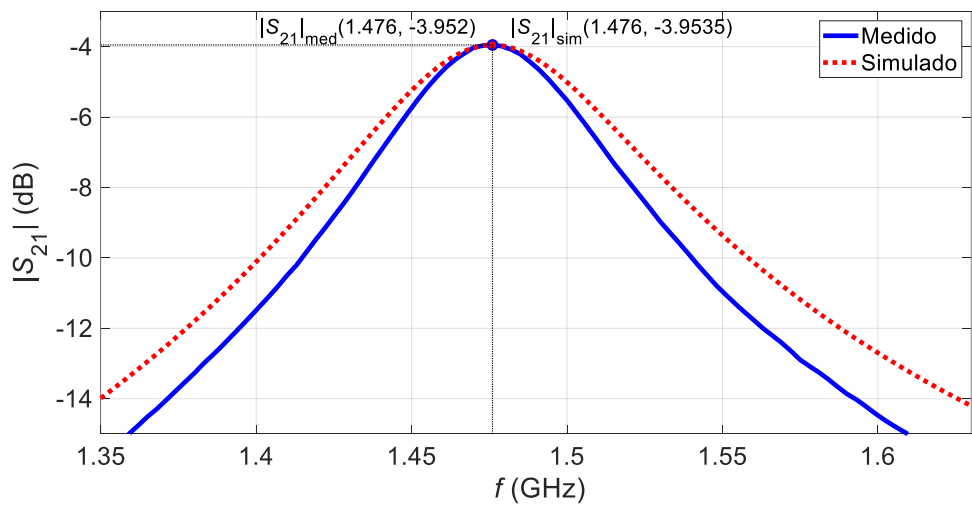
En la Figura 3.2 se muestra la comparación de valores medidos y simulados del parámetro S_{21} , los valores característicos de dieléctrico y conductividad se encuentran descritos en la Tabla 3.2.



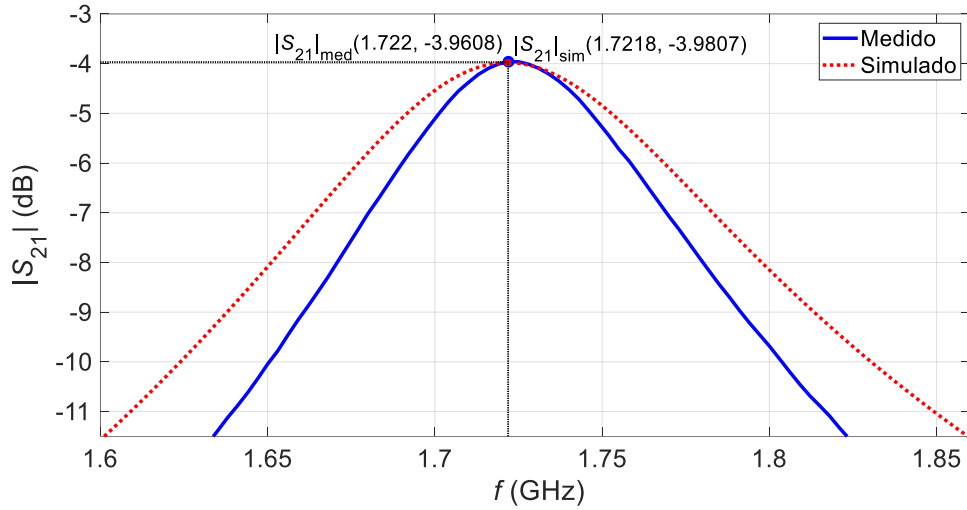
(a)



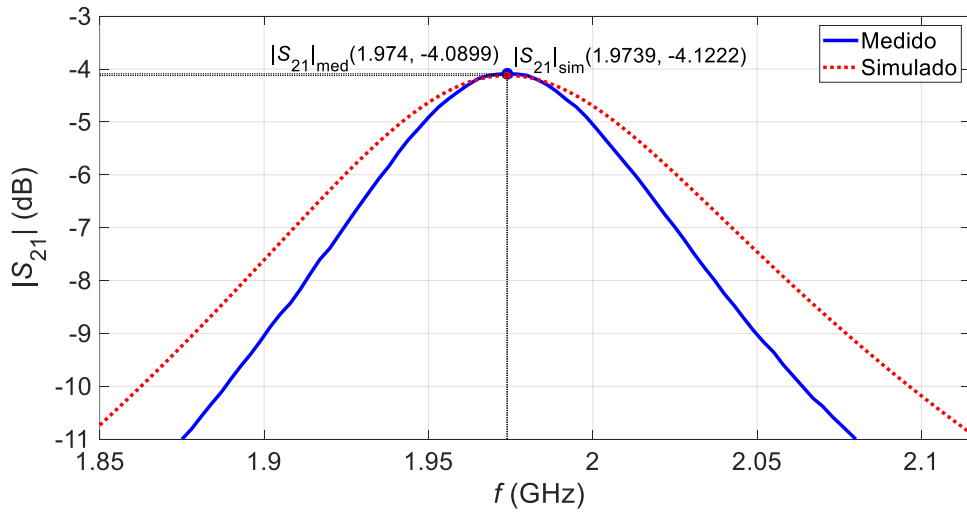
(b)



(c)



(d)



(e)

Figura 3.2 Resultados del parámetro S_{21} del resonador en anillo, medidos y simulados.

(a) 1 GHz, (b) 1,25 GHz, (c) 1,5 GHz, (d) 1,75 GHz y (e) 2 GHz

En la Tabla 3.2 se presenta un cuadro resumen de los valores característicos dieléctricos del sustrato FR4 y de conductividad del cobre y estaño utilizados para cada uno de los resonadores propuestos en el presente trabajo.

3.2 CÁLCULO DE ERRORES

En esta sección se calcula el error relativo de amplitud, frecuencia de resonancia y ancho de banda entre los valores medidos y simulados de cada resonador circular tipo anillo.

Tabla 3.2 Valores característicos dieléctricos y de conducción de los resonadores.

PARÁMETRO	1 GHz	1,25 GHz	1,5 GHz	1,75 GHz	2 GHz
ϵ_r	4,3975	4,4673	4,4601	4,4606	4,414
$\tan(\delta)$	0,0139	0,02157	0,01735	0,01798	0,02077
σ_{Cu} [MS/m]	59	56	58	58	58
σ_{Sn} [MS/m]	6	6	8,5	8,4	8

La Tabla 3.3 indica el cálculo de errores para los parámetros S_{21} , frecuencia de resonancia (f_r) y ancho de banda (AB) para cada uno de los resonadores propuestos en el presente proyecto.

Tabla 3.3 Cálculo del error para S_{21} y f_r de los cinco resonadores

FRECUENCIA	PARÁMETRO	MEDIDO	SIMULADO	ERROR
1 GHz	S_{21} [dB]	-3,9679	-4,0805	2,76%
	f_r [GHz]	0,98102	0,9804	0,06%
	$AB_{relativo}$ [%]	4,88%	5,64%	0,76%
1,25 GHz	S_{21} [dB]	-4,0239	-3,9204	2,64%
	f_r [GHz]	1,23	1,2346	0,37%
	$AB_{relativo}$ [%]	4,85%	7,37%	2,52%
1,5 GHz	S_{21} [dB]	-3,9519	-3,9535	0,04%
	f_r [GHz]	1,476	1,476	0,00%
	$AB_{relativo}$ [%]	4,88%	6,08%	1,19%
1,75 GHz	S_{21} [dB]	-3,9608	-3,9807	0,50%
	f_r [GHz]	1,722	1,7218	0,01%
	$AB_{relativo}$ [%]	5,15%	6,86%	1,71%
2 GHz	S_{21} [dB]	-4,0899	-4,1222	0,78%
	f_r [GHz]	1,974	1,9739	0,01%
	$AB_{relativo}$ [%]	5,21%	6,95%	1,73%

De los resultados mostrados en la Tabla 3.3 se observa que los errores están por debajo del 5%, lo que indica que el objetivo de caracterizar en términos de conductividad, permitividad y tangente de pérdidas se ha cumplido.

Si se observa Figura 3.2 se evidencia que las curvas no son completamente iguales, existe una pequeña desviación en el ancho de banda de cada una. Se concluye por lo tanto que,

el substrato FR4 no es uniforme en todos los puntos lo que ocasiona que el valor simulado diste del valor real medido.

4. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Esta sección presenta las conclusiones y recomendaciones derivadas en el presente trabajo.

4.1 CONCLUSIONES

En el presente trabajo se caracterizó un sustrato FR4 en términos de permitividad relativa, tangente de pérdidas y conductividad con la utilización de resonadores circulares tipo anillo en tecnología *microstrip* para la banda L.

Se describieron varios métodos utilizados para la caracterización de materiales, haciendo énfasis y detallando el método del resonador circular en anillo que fue utilizado en este trabajo de titulación.

Luego de realizar el diseño teórico para los cinco resonadores propuestos dentro de la banda L, se llevó a cabo el modelado de las estructuras en la herramienta computacional CST Studio Suite tanto de los resonadores en anillo como de las alimentaciones capacitivas, conectores SMA hembra y puertos de alimentación. Como punto de partida se tomaron las características dieléctricas y de conducción usuales conocidas para los materiales en cuestión.

Mediante la herramienta *Optimizer* del CST Studio Suite el ancho de las líneas de alimentación y el radio del anillo fueron optimizados para asegurar que el valor máximo del parámetro S_{21} se encuentre a la frecuencia de resonancia de diseño.

Se implementaron cinco resonadores con sus respectivas estructuras de alimentación para posteriormente ser medidas en un analizador vectorial de redes. Se realizaron medidas del parámetro S_{21} con el fin de compararlo con el valor simulado y de esa manera llegar a los valores de permitividad, conductividad y tangente de pérdidas reales del sustrato FR4.

Se realizaron varias simulaciones variando los valores de permitividad del sustrato FR4 (ϵ_r), conductividad de cobre (σ_{Cu}), conductividad de estaño (σ_{Sn}) y tangente de pérdidas ($\tan(\delta)$) para cada una de las cinco estructuras planteadas en este trabajo y, comparando en cada simulación el parámetro S_{21} simulado con el S_{21} medido hasta lograr tener valores cercanos entre ellos. Se realizó un análisis de errores lo cual condujo a la determinación de las características dieléctricas y de conducción del sustrato FR4.

Se observa que hay una gran aproximación entre valores medidos y simulados, a pesar de que la frecuencia de resonancia depende en gran medida del valor de la permitividad dieléctrica, el coeficiente de transmisión (S_{21}) de la conductividad y tangente de pérdidas;

se puede decir que el método utilizado es sencillo de implementar y conduce a resultados cercanos con los reales.

El método propuesto puede ser utilizado ampliamente en la caracterización de estructuras planares limitado obviamente por la manufactura de los resonadores, es decir, es un determinado rango de frecuencias.

4.2 RECOMENDACIONES

En la realización del presente trabajo de titulación se derivaron algunas recomendaciones las cuales se listan a continuación.

Es recomendable tomar en consideración todos los elementos presentes en la estructura real para modelarla de manera similar en el paquete computacional a utilizarse debido a que de esa manera los resultados de la simulación se acercarán a los valores reales.

Para evitar introducir errores, es necesario realizar una correcta soldadura de los conectores SMA además de no exponer las placas por mucho tiempo al calor del caufín al momento de soldar ya que puede ocasionar el levantamiento de las pistas de cobre y, por ende, variación de las características a ser determinadas.

Tal y como se realizó en el presente trabajo de titulación es aconsejable aplicar una capa de estaño sobre el cobre para evitar la corrosión con el paso del tiempo. En este contexto, se sugiere la adquisición de equipo especializado para medir espesores en substratos, es decir, un tornillo micrométrico con una precisión en el orden las unidades de micrómetro.

En el presente trabajo de titulación se ha caracterizado la permitividad relativa del substrato en la dirección normal al plano de implementación de los resonadores. Se propone, como trabajo futuro, la caracterización dieléctrica en las otras direcciones considerando el substrato como un resonador dieléctrico dentro de un resonador de cavidad rectangular.

5. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] R. Barrera, B. Estevens, and others, "Diseño y simulación de una antena microstrip de rango de operación de súper altas frecuencia (3.5 GHz a 6 GHz) para la evaluación de la tasa de absorción específica en tejidos humanos," 2019.
- [2] R. K. Goyal and K. Sharma, "T-slotted microstrip patch antenna for 5G Wi-Fi network," in 2016 International Conference on Advances in Computing, Communications and Informatics (ICACCI), 2016, pp. 2684–2687.
- [3] S. R. Roberto, "Diseño de antenas microstrip sobre sustrato textil."
- [4] J. Carnerero Cano, "Caracterización de materiales para sensores de radiofrecuencia," 2015.
- [5] J. Sheen, "Measurements of microwave dielectric properties by an amended cavity perturbation technique," *Measurement*, vol. 42, no. 1, pp. 57–61, 2009.
- [6] J. G. Puente Córdova, M. É. Reyes Melo, B. C. López Walle, and V. A. González González, "Materiales poliméricos dieléctricos," *Ingenierías*, vol. 15, no. 57, pp. 29–37, 2012.
- [7] A. A. WARD, "NRC," 2016.
- [8] W. H. Gallo Castrillón and others, "Caracterización de Materiales Ferroeléctricos en Frecuencias de Microondas," Universidad EAFIT, 2019.
- [9] M. Correa, M. deJ Ramirez, J. Alique, C. Rodriguez, and others, "Factores que afectan el acabado superficial en los procesos de mecanizado: técnicas de análisis y modelos," *XXV Jornadas de automática*, pp. 8–10, 2004.
- [10] K. N. O. Nuñez, "Diseño, Modelado y Caracterización de Arreglo de Antenas Microstrip para Aplicaciones del Internet de las Cosas.," INAOE, Santa María Tonantzintla, Puebla, 2019.
- [11] SOLIDWORKS, "Materiales isotrópicos y ortotrópicos." [Online]. Available: https://help.solidworks.com/2011/spanish/SolidWorks/cworks/LegacyHelp/Simulation/Materials/Isotropic_and_Orthotropic_Materials.htm. [Último acceso: Abril 2022], 2011.
- [12] L.-F. Chen, C. Ong, C. Neo, V. Varadan, and V. K. Varadan, *Microwave electronics: measurement and materials characterization*. John Wiley & Sons, 2004.
- [13] J. P. L. Veraguas, *Compatibilidad electromagnética*. Marcombo, 2006.

- [14] E. L. Holzman, "Wideband measurement of the dielectric constant of an FR4 substrate using a parallel-coupled microstrip resonator," *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. 54, no. 7, pp. 3127–3130, 2006.
- [15] B. Enclosures, "Inflamabilidad de materiales plásticos - UL 94," [Online]. Available: <https://www.bopla.de/es/datos-tecnicos/informaciones-tecnicas/informaciones-sobre-el-material-plastico/inflamabilidad-de-materiales-plasticos-ul-94.html>. [Último acceso: Abril 2022], 2020.
- [16] J. Aguilar, M. Beadle, P. Thompson, and M. Shelley, "The microwave and RF characteristics of FR4 substrates," 1998.
- [17] Proto-Electronics, "La guía del FR-4 para sus circuitos impresos." [Online]. Available: <https://www.proto-electronics.com/es/blog/pcb-fr4-la-guia-del-fr-4-para-sus-circuitos-impresos>. [Último acceso: Abril 2022], 2020.
- [18] L. H. Sperling, *Introduction to physical polymer science*. John Wiley & Sons, 2005.
- [19] TechBrief, "CTI: The Comparative Tracking Index Test," 3M Science Applied to Life, 2016.
- [20] K. Chang and L.-H. Hsieh, *Microwave ring circuits and related structures*, vol. 156. John Wiley & Sons, 2004.
- [21] D. M. Pozar, *Microwave engineering*. John Wiley & Sons, 2011.
- [22] L. Focus Technology Co., "Female Jack Straight RF Coaxial SMA Connector for PCB Mount Total Length 13.5mm," [Online]. Available: <https://ttsconnector.en.made-in-china.com/product/NsWJyBdcgVo/China-Female-Jack-Straight-RF-Coaxial-SMA-Connector-for-PCB-Mount-Total-Length-13-5mm.html>. [Último acceso: Junio 2022], 2018.
- [23] F. J. Velasco Solís, "Diseño, simulación e implementación de una matriz de butler 4× 4 a una frecuencia de operación de 1, 2 GHz," Quito, 2020., 2020.


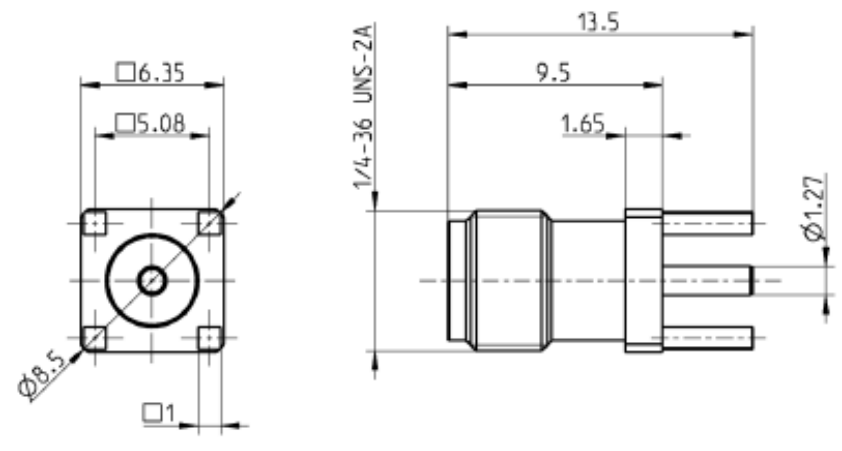
ANEXOS

ANEXO A. Datasheet SMA

ANEXO B. Keysight N9916A - 14GHz

ANEXO A

Datasheet SMA

Technical Data Sheet		Rosenberger												
SMA	Straight Jack PCB	32K101-400L5												
														
														
<p>All dimensions are in mm; tolerances according to ISO 2768 m-H</p>														
<p>Interface According to IEC 60169-15, EN 122110, MIL-STD-348A, Fig. 310</p>														
<p>Documents PCB layout B 30B</p>														
<p>Material and plating</p> <table border="0"> <tr> <td>Connector parts</td> <td>Material</td> <td>Plating</td> </tr> <tr> <td>Center contact</td> <td>CuBe</td> <td>AuroDur®, gold plated</td> </tr> <tr> <td>Outer contact</td> <td>CuBe or equiv.</td> <td>AuroDur®, gold plated</td> </tr> <tr> <td>Dielectric</td> <td>PTFE</td> <td></td> </tr> </table>			Connector parts	Material	Plating	Center contact	CuBe	AuroDur®, gold plated	Outer contact	CuBe or equiv.	AuroDur®, gold plated	Dielectric	PTFE	
Connector parts	Material	Plating												
Center contact	CuBe	AuroDur®, gold plated												
Outer contact	CuBe or equiv.	AuroDur®, gold plated												
Dielectric	PTFE													
RF_35/09_14/6.2	Rosenberger Hochfrequenztechnik GmbH & Co. KG P.O.Box 1260 D-84526 Tittmoning Germany www.rosenberger.de	Tel. : +49 8684 18-0 Email : info@rosenberger.de												
		Page 1 / 2												

Technical Data Sheet				Rosenberger				
SMA		Straight Jack PCB		32K101-400L5				
Electrical data								
Impedance	50 Ω							
Frequency	DC to 18 GHz							
VSWR	$\leq 1.05 + 0.005 \times f$ [GHz], DC to 8 GHz ≤ 1.30 , 8 to 18 GHz							
Insertion loss	$\leq 0.03 \times \sqrt{f}$ (GHz) dB							
Insulation resistance	$\geq 5 \times 10^9$ MΩ							
Center contact resistance	≤ 3 mΩ							
Outer contact resistance	≤ 2 mΩ							
Test voltage	1000 V rms							
Working voltage	480 V rms							
Power handling (at 20 °C, sea level, VSWR 1.0)	≤ 200 W @ 2 GHz; ≤ 100 W @ 10 GHz							
RF-leakage	≥ 100 dB up to 1 GHz							
- VSWR in application depends decisive on PCB layout -								
Mechanical data								
Mating cycles	min. 500							
Center contact captivation: axial	≥ 27 N							
radial	≥ 3 Nm							
Coupling test torque	max. 1.7 Nm							
Recommended torque	0.8 Nm to 1.1 Nm							
Environmental data								
Temperature range	-55°C to +155°C							
Thermal shock	MIL-STD-202, Meth. 107, Cond. B							
Corrosion	MIL-STD-202, Meth. 101, Cond. B							
Vibration	MIL-STD-202, Meth. 204, Cond. D							
Shock	MIL-STD-202, Meth. 213, Cond. I							
Moisture resistance	MIL-STD-202, Meth. 108							
Max. soldering temperature	IEC 61760-1, +260°C for 10 sec.							
RoHS	compliant							
Tooling								
	N/A							
Suitable cables								
	N/A							
Weight								
Weight	1.4 g/pce							
<p>While the Information has been carefully compiled to the best of our knowledge, nothing is intended as representation or warranty on our part and no statement herein shall be construed as recommendation to infringe existing patents. In the effort to improve our products, we reserve the right to make changes judged to be necessary.</p>						<p>For the installation of the electrotechnical equipment, particular electrotechnical expertise is required.</p>		
Draft		Date	Approved	Date	Rev.	Engineering change number	Name	Date
Schmid M.		08.03.07	Chr. Janßen	04.11.20	d00	20-1927	S. Huber-Siegl	04.11.20
Rosenberger Hochfrequenztechnik GmbH & Co. KG P.O.Box 1280 D-84526 Tittmoning Germany www.rosenberger.de					Tel. : +49 8684 18-0 Email : info@rosenberger.de			Page
								2 / 2



ANEXO B

Datasheet Keysight N9916A - 14GHz

Keysight Technologies FieldFox Handheld Analyzers

Selection Guide

Choose the FieldFox that meets your needs

RF and microwave (combination) analyzers

Standard: Cable and antenna tester (CAT) ¹

Key options (prices vary):

- Vector network analyzer
- Spectrum analyzer
- Built-in power meter
- Pulse measurements
- Channel scanner
- Real-time spectrum analyzer

RF and microwave vector network analyzers (VNAs)

Standard: Transmission/reflection VNA

Key options (prices vary):

- Built-in power meter
- Pulse measurements

Microwave spectrum analyzers (SAs)

Standard: Spectrum analyzer

Key options (prices vary):

- Built-in power meter
- Pulse measurements
- Channel scanner
- Real-time spectrum analyzer

Select your model and frequency



	Combination models (CAT + VNA + SA)		VNA models		SA models
Maximum frequency					
4 GHz	N9912A-104	N9913A	N9923A-104	-	-
6/6.5 GHz	N9912A-106 ²	N9914A ³	N9923A-106 ²	-	-
9 GHz	-	N9915A	-	N9925A	N9935A
14 GHz	-	N9916A	-	N9926A	N9936A
18 GHz	-	N9917A	-	N9927A	N9937A
26.5 GHz	-	N9918A	-	N9928A	N9938A
32 GHz	-	N9950A	-	-	N9960A
44 GHz	-	N9951A	-	-	N9961A
50 GHz	-	N9952A	-	-	N9962A
Start frequencies					
N991x/2x/3x					
CAT/VNA mode	2 MHz	30 kHz	2 MHz	30 kHz	-
SA mode	100 kHz	100 kHz	-	-	100 kHz
N995x/6x					
CAT/VNA mode	-	300 kHz	-	-	-
SA mode	-	9 kHz	-	-	9 kHz

1. Also referred to as cable and antenna analyzer
 2. Maximum frequency is 6 GHz.
 3. Maximum frequency is 6.5 GHz

Customize your FieldFox
and choose the options
you want

Options must be ordered separately.
Prices vary based on option and analyzer.

	RF combination	Microwave combination	RF VNA	Microwave VNA	Microwave SA
	N9912A	N9913A, N9914A N9915A, N9916A N9917A, N9918A N9950A, N9951A N9952A ¹	N9923A	N9925A, N9926A N9927A, N9928A	N9935A, N9936A N9937A, N9938A N9960A, N9961A N9962A ¹
CAT/VNA features					
Cable and antenna tester	√	√	√	√	Subset ²
TDR cable measurements	-	√	-	√	-
VNA transmission/reflection	Subset ³	√	√	√	-
VNA full 2-port S-parameters	-	√	√	√	-
QuickCal	√ ⁴	√ ⁵	√	√	-
1-port mixed-mode S-parameters	-	√	√	√	-
VNA time domain	√	√	√	√	-
Vector voltmeter	Subset ⁶	√	√	√	-
SA features					
Spectrum analyzer	√	√	-	-	√
Tracking generator	√	√	-	-	√
Preamplifier	√	√	-	-	√
Interference analyzer ⁷	√	√	-	-	√
SA time gating	-	√	-	-	√
Channel scanner	√	√	-	-	√
Analog demodulation	-	√	-	-	√
ERTA ⁸	-	√	-	-	√
Real-time spectrum analyzer (RTSA) ⁹	-	√	-	-	√
Power measurements					
USB power sensor support	√	√	√	√	√
USB sensor meas. vs. freq.	√	√	√	√	√
Pulse meas. with peak sensor	√	√	√	√	√
Built-in power meter	√	√	-	√	√
System features					
Remote control capability	√	√	√	√	√
GPS receiver	External only ¹⁰	√	External only ¹⁰	√	√
DC bias voltage source	-	√	-	√	√
SCPI over LAN and USB ¹¹	√	√	√	√	√



ORDEN DE EMPASTADO