



UNIVERSIDAD DE GUANAJUATO

CAMPUS IRAPUATO - SALAMANCA

DIVISIÓN DE INGENIERÍAS

“Sensado de materiales con estructuras de microondas”

TESIS

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:
MAESTRO EN INGENIERÍA ELÉCTRICA
(Opción: Instrumentación y Sistemas Digitales)

PRESENTA:

Ing. Rosario Peñaloza Delgado

DIRECTOR DE TESIS:

Dr. Alonso Corona Chávez

CO-ASESOR:

Dr. Roberto Reyes Ayona

Salamanca, Guanajuato.

Febrero 2018.

Resumen

En este trabajo se describe el diseño de un sensor para medir permitividad dieléctrica compleja de materiales con microondas. Este circuito es basado en tecnologías novedosas de la literatura; guías de onda integradas en sustrato (Substrate Integrated Waveguide “SIW”), método de perturbación de cavidad (Cavity perturbation technique “CPT”) y epsilon cercano a cero (Epsilon near zero, “ENZ”).

Este nuevo sensor utiliza una guía de onda integrada en sustrato para la caracterización de las propiedades dieléctricas. La estructura es miniaturizada usando la técnica de Epsilon Near Zero. Esta técnica ya ha sido reportada. Sin embargo, se demuestra que se puede obtener una estructura con alto Q aumentando el espesor del túnel y modificando el acoplamiento externo.

Además, esta estructura está diseñada para ser reconfigurable a dos frecuencias de 2.4 GHz y 3.5 GHz mediante el uso de interruptores de metal líquido, donde los resultados experimentales son muy similares a los valores reportados en la literatura para las muestras medidas.

Abstract

In this work describes the design of a sensor to measure the complex dielectric permittivity of materials with microwaves. This circuit is based on novel technologies of literature; integrated substrate waveguide "SIW", cavity disturbance technique "CPT" and Epsilon near zero "ENZ".

This novel sensor using substrate integrated waveguide is presented for dielectric properties characterization. The structure is miniaturized using Epsilon Near Zero technique. This technique has already been reported. However, it is demonstrated that a high Q structure can be obtained by increasing the tunnel thickness and modifying the external coupling.

In addition, this structure is designed to be reconfigurable to two frequencies 2.4 GHz and 3.5 GHz by using liquid metal switches. Cavity perturbation technique is used to measure the dielectric permittivity of some liquids, where the experimental results are very close to the values reported in the literature for the measured samples.

Agradecimientos

A Dios por ofrecerme la experiencia de estudiar esta maestría en México y vivir la cultura de este país.

A mis padres y familia quienes a la distancia siempre me acompañaron y me dieron la confianza para alcanzar esta meta.

A mi casa de estudios Universidad de Guanajuato y sus grandes profesionales por darme la oportunidad de seguir creciendo académicamente.

A CONACYT por otorgarme una beca de estudios durante mi maestría.

Al Dr. Alonso Corona, por siempre brindarme su actitud positiva y sabiduría durante este proyecto.

A mis asesores y sinodales por sus consejos para guiar la consecución de esta tesis.

Al INAOE en especial al departamento de electrónica y su equipo de trabajo en el área microondas y radiofrecuencia, por permitirme realizar de su mano una estancia de investigación.

A todos mis amigos con los que he compartido esta experiencia de mi vida, ha sido gratificante conocerlos y convivir con ustedes esta etapa.

Dedicatorias

A mis padres

Alberto T. Peñaloza Q. y María T. Delgado P.

A mi sobrina

María G. Peñaloza D.

*por ser los pilares fundamentales de mi vida,
fuente de inspiración, y más grande orgullo.*

Índice

Resumen	ii
Abstract	iii
Agradecimientos	iv
Dedicatorias.....	v
Índice de figuras	viii
Capítulo 1.....	1
1.1 Introducción	1
1.2 Planteamiento.....	2
1.3 Justificación	3
1.4 Objetivos.....	4
1.5 Alcance.....	4
1.6 Estructura del Trabajo	5
Capítulo 2.....	7
Estado del Arte	7
2.1 Antecedentes.....	7
2.2 Guía de Onda Rectangular.....	8
2.3 Guía de onda integradas en sustrato	9
2.4 Tecnología Epsilon Near Zero	11
2.5 Técnicas de medición dieléctrica	13
2.5.1 Métodos resonantes	14
2.5.1.1 Método de perturbación de cavidad	14
Capítulo 3.....	17
3.1 Ingeniería en Microondas	17
3.2 Permitividad.....	19
3.3 Parámetros de dispersión.....	22
3.4 Guía de Onda	25
3.4.1 Introducción a las guías de onda.....	25
3.4.2 Guía de Onda Rectangular	26
3.4.3 Modos de propagación	27

3.4.4 Línea de transmisión de microcinta	35
Capítulo 4.....	38
4.1 Guía de onda integrada en sustrato	38
4.1.1 Definición de SIW	39
4.2 Resonadores de cavidad	42
4.2.1 Método de perturbación de cavidad	43
4.3 Epsilon cercano a cero (ENZ).....	45
4.3.1 Diseño de un canal ENZ para una sola frecuencia.....	47
Capítulo 5.....	49
5.1 Diseño de la estructura.....	49
5.2 Cavidad resonante SIW	50
5.3 Simulación mediante software especializado	52
5.4 Materiales de fotolitografía	53
Capítulo 6.....	55
6.1 Resultados obtenidos para <i>ft1</i>	55
6.2 Resultados obtenidos para <i>ft2</i>	59
Capítulo 7.....	63
7.1 Conclusiones	63
7.2 Trabajo futuro	64
Apéndice A.....	65
Publicaciones	65
Apéndice B.....	66
Hoja Técnica del sustrato	66
Apéndice C	69
Hoja Técnica de conectores	69
Referencias Bibliográficas	73

Índice de figuras

Capítulo 2

2.1. Diseño de cavidad SIW.....	9
2.2. Sistema de detección inalámbrico para evaluación de permitividad compleja con tecnología SIW.....	9
2.3. Circuito ENZ.....	10
2.4. Estructura ENZ en SIW.....	11
2.5. Diseño de cavidad SIW ENZ para evaluar permitividad compleja.....	12
2.6. Cavidad cilíndrica (modo TM_{010}) para la medición de las propiedades eléctricas.....	14

Capítulo 3

3.1. Espectro electromagnético.....	16
3.2. Momento dipolar (P) adquirido por el alineamiento de los dipolos en un material ante la presencia de un campo eléctrico externo.....	17
3.3. Red de dos puertos.....	20
3.4. Sección de una guía de onda rectangular.....	24
3.5. Modo de propagación transversal electromagnético.....	25
3.6. Campos eléctricos y magnéticos del modo de propagación TEM.....	26
3.7. Corte transversal de diferentes tipos de guía de onda.....	27
3.8. Frecuencias de corte y regiones teóricas de propagación del modo dominante y de los modos superiores en una guía de ondas.....	28
3.9. Frecuencias de corte y regiones teóricas de propagación del modo dominante y de los modos superiores en una guía de ondas.....	29
3.10. Línea de transmisión microcinta.	34

Capítulo 4

4.1. Representación esquemática de un Substrato integrado de guía de onda.....	38
4.2. Equivalencia de un SIW con un ancho efectivo de una guía de onda rectangular.....	39

4.3. Ilustración de una SIW con los parámetros de diseño de sus postes metalizados.....	40
4.4. Cavity rectangular perturbada por un poste a juste en el centro de la pared.....	41
4.5. Representación esquemática de una aproximación de ENZ usando tecnología de guías de onda.....	44
4.6 a) Esquema de una aproximación de ENZ usando tecnología de guías de onda b) patrón de campo eléctrico de la estructura del túnel.....	46

Capítulo 5

5.1. Cavity para determinar permitividad compleja a 2.4GHz y 3.5GHz.....	47
5.2. Dimensiones de cavity diseñada para determinar permitividad compleja a 2.4GHz y 3.5GHz.....	49
5.3. Respuesta Experimental y simulada S11 para b_{t1}	50
5.4. Respuesta Experimental y simulada S11 para b_{t2}	50
5.5. Fotografía de cara superior e inferior de la cavity la cavity.....	51

Capítulo 6

6.1. Diagrama de conexión del circuito al VNA.....	53
6.2. Fotografía de la cavity implementada.....	54
6.3. Respuesta experimental de cavity para frecuencia de tuneleo de 2.4GHz con varias muestras.....	55
6.4. Fotografía de la cavity implementada para f_{t2}	57
6.5. Respuesta experimental de cavity para frecuencia de tuneleo de 3.5GHz con varias muestras.....	58

Capítulo 1

En este capítulo se presenta una introducción sobre la permitividad dieléctrica, importancia de su medición y sus métodos de evaluación, además del planteamiento donde se describe la situación actual también se desarrolla la justificación del proyecto, así como el objetivo general y los objetivos específicos.

1.1 Introducción

La Ingeniería en microondas necesita conocimiento de precisión sobre propiedades electromagnéticas de materiales en frecuencias para varias aplicaciones. La permitividad dieléctrica compleja es un parámetro constitutivo de cualquier material dieléctrico y de ella depende la interacción de la materia junto con un campo eléctrico incidente, cada sustancia dieléctrica tiene un coeficiente de permitividad que la hace única, tanto que su caracterización brinda información útil acerca de las propiedades electromagnéticas de lo que se esté midiendo [1]. Varios métodos de evaluación de la permitividad o constante dieléctrica ϵ en materiales en el rango de radiofrecuencia y microondas están disponibles y se clasifican en resonantes y no resonantes. Los métodos resonantes son usados para conocer el comportamiento de la muestra a una frecuencia simple; usualmente tienen mayor precisión y sensibilidad que las no-resonantes, sin embargo, no proveen información de ϵ en anchos de banda amplios. Generalmente estos métodos resonantes utilizan técnicas de resonadores y de perturbación de la resonancia [2]. Por otro lado, los métodos no-resonantes brindan información de las propiedades electromagnéticas de un material sobre un rango continuo de frecuencias; hacen uso de técnicas de reflexión, de transmisión, o de ambas combinadas [3]; el principio de estas técnicas se basa en la medición de la interacción de las ondas electromagnéticas en el medio, a partir de los coeficientes de

reflexión o transmisión obtenidos para un rango de frecuencias. Estos métodos son construidos basados en guías de onda que incluyen métodos de reflexión-transmisión y técnicas de resonancia [3]. Cavidades de microondas resonantes son frecuentemente usadas para mediciones dieléctricas debido a su alto factor de calidad y alta sensibilidad [4]. La medición de propiedades dieléctricas ha ganado gran importancia debido a que pueden ser utilizados para la supervisión de las características de materiales (porcentaje de humedad, densidad, concentración, existencia de agentes externos al material etc.). En otros ámbitos, dispositivos compactos son requeridos para sistemas de mediciones pequeños.

Recientemente, la tecnología de metamaterial Epsilon Cercana a Cero (epsilon-near-zero ENZ en inglés) ha recibido mucha atención debido a su ventaja potencial en miniaturización y mayor sensibilidad, al concentrar la energía a través de una estrecha guía de onda. Este fenómeno ha conducido a varias aplicaciones. En particular, esta tecnología puede ser aplicada para la medición de permitividad compleja de materiales [5].

En este trabajo, una estructura de SIW compuesta de una microcinta y un túnel es diseñada para trabajar con tecnología ENZ. Además, la estructura es reconfigurable usando metal líquido y cuenta con un alto factor de calidad (Q). Debido a las buenas características de la estructura se propone su uso para evaluar la permitividad dieléctrica compleja de muestras de materiales, a partir de la técnica de perturbación de cavidad.

1.2 Planteamiento

Existen diversos sensores de microondas, algunos de ellos se basan en el principio de medición de la permitividad compleja de material bajo inspección, de aquí se puede tener información de humedad, temperatura, absorción, y densidad de los materiales. Uno de los métodos de más uso para

la caracterización de materiales es la técnica de perturbación de cavidad debido a su precisión y fácil configuración [6].

Una de las tendencias tecnológicas es el de desarrollar sensores más precisos y de menor tamaño que se puedan utilizar en sistemas de medición pequeños. Esta tendencia nace de la necesidad de tener sistemas de medición económicos, confiables y portátiles.

Por lo tanto, en este proyecto se diseña y fabrica un sensor de permitividad compleja de materiales, realizando un diseño compacto con materiales de bajo costo, y fácil fabricación. La estructura diseñada además presentará la ventaja que funcionará a dos frecuencias de resonancia, es decir es reconfigurable.

1.3 Justificación

El uso de sistemas de microondas para la caracterización de materiales se ha estado desarrollando rápidamente en los últimos años para diversas aplicaciones tales como médicas, farmacéuticas, industriales, alimentos, y sensado experimental entre otras, donde deben de prevalecer las características de bajo perfil y bajo consumo de energía, precisión de medición y sensado en tiempo real [7]. Sin embargo, muchos de los dispositivos de sensado presentan alto costo y gran tamaño debido a sus características de diseño y fabricación. Es por lo que una cavidad de substrato integrado de guía de onda ENZ para determinar permitividad dieléctrica compleja es presentado con pequeñas dimensiones y buena sensibilidad.

1.4 Objetivos

1.4.1 Objetivo General

Desarrollar un dispositivo novedoso para el sensado de la permitividad compleja de materiales en el rango de las microondas.

1.4.2 Objetivos específicos

- Investigar sobre tipos novedosos de sensores de permitividad compleja de materiales.
- Diseñar y construir un sensor miniaturizado con tecnología ENZ de alta Q, sintonizable a dos bandas y alta sensibilidad.
- Realizar la validación de las mediciones y funcionalidad en el laboratorio de altas frecuencias.

1.5 Alcance

El propósito de este proyecto es determinar permitividad dieléctrica compleja de materiales, mediante el desplazamiento de la frecuencia de tuneo a la que opera una estructura de microondas cuando se coloca una muestra de algún material en un espacio dispuesto para ello. Debido a las diferentes permitividades asociadas que presenta cada una de las muestras se obtendrá como respuesta un cambio en la frecuencia de tuneo, lo cual nos permitirá determinar con exactitud la permitividad dieléctrica compleja.

La estructura se diseña de manera que su frecuencia de tuneo para sensado sea reconfigurable mediante interruptores de metal líquido para las siguientes respuestas (2.4GHz, y 3.5GHz), y la estructura presenta un alto factor de calidad (Q). Por otro lado, la estructura diseñada cumple con la técnica de perturbación de cavidad para sensado de permitividad compleja de materiales y las tendencias tecnológicas de miniaturización y bajo consumo de energía.

Finalmente, se verifica el funcionamiento físico de la estructura diseñada, para ello se realiza la construcción del PCB (Printed Circuit Board) diseñado, una vez realizada la construcción del sensor se ejecutarán diferentes pruebas experimentales con muestras de materiales cuyas permitividades son conocidas tales como agua destilada, agave destilado, cloro, leche de soya natural y de chocolate con el fin de estudiar las respuestas obtenidas y demostrar que funciona de manera satisfactoria.

1.6 Estructura del Trabajo

Este trabajo de tesis se encuentra organizado de la siguiente manera: el capítulo 1 comprende una introducción sobre la permitividad dieléctrica, importancia y métodos de evaluación, además del planteamiento del problema donde se describe la situación actual. A su vez, a partir del estudio del estado del arte se desarrolla la justificación del proyecto, que permite organizar los motivos para su ejecución, así como el objetivo general y los objetivos específicos, para trazar las metas y finalmente se encuentra la delimitación del proyecto junto con una estructura general del trabajo de investigación.

En el capítulo 2, se exponen los antecedentes que apoyaron el desarrollo de esta investigación.

En el capítulo 3 y 4, se describe un breve marco teórico utilizado para la comprensión del proyecto, se muestran conceptos de la ingeniería en microondas, permitividad, parámetros de dispersión, líneas de transmisión y las tecnologías utilizada en el desarrollo del proyecto.

El capítulo 5 abarca el diseño de la cavidad, gráficas de respuestas obtenidas en simulación mediante software especializado y las que provienen de manera experimental, también se mencionan los materiales de fotolitografía utilizados en la construcción del dispositivo.

Finalmente, en el capítulo 6 se brindan detalles de los resultados experimentales, se analizan los resultados obtenidos y se comparan con las

mediciones realizadas con otros métodos y las reportadas en la literatura, lo cual permite presentar las conclusiones respectivas y trabajo futuro en el capítulo 7. Finalmente, se muestra el material bibliográfico utilizado.

Capítulo 2

En los últimos años se han venido estudiando nuevas tecnologías [8], [9],[10] para la implementación de diversos dispositivos (resonadores, filtros, antenas, entre otros) con el fin de desarrollar sistemas mucho más compactos, de bajo costo, fácil fabricación y alto rendimiento. En este trabajo se propone la implementación de una cavidad para sensado de materiales con microondas. A lo largo de este capítulo, se detalla el estado del arte de las tres tecnologías estudiadas y que proporcionan las características necesarias para obtener la respuesta deseada de la cavidad. La primera, guías de onda integradas en substrato (Substrate Integrated Waveguide, SIW), para mejorar algunas desventajas encontradas en el diseño de cavidades usando guía de ondas convencionales; épsilon cerca a cero (épsilon near zero, ENZ), para eliminar las frecuencias no deseadas en la transmisión de la cavidad; y la técnica de perturbación de cavidad (Cavity perturbation technique, CPT), usada debido a su precisión y fácil configuración.

Estado del Arte

2.1 Antecedentes

El uso de sistemas de microondas para la caracterización de materiales se ha estado desarrollando rápidamente en los últimos años para diversas aplicaciones tales como médicas, farmacéuticas, industriales, alimentos, etc [2], [4].

Los sensores de microondas se basan en el principio de medición de la permitividad compleja de material bajo inspección, de aquí se puede tener información de humedad, temperatura, absorción, densidad y otros [2-11].

Uno de los métodos de más uso para la caracterización de materiales es el método de resonancia dada su alta precisión y alta sensibilidad. [11],[12].

En [13], se describe un resonador de anillo de microcinta para evaluar la humedad de diversas muestras. En, [11], [12], y [14] se muestran sensores para medir concentraciones de diferentes solventes y agua. En [5] y [6]; se usan técnicas de metamateriales para reducir el tamaño de los sensores, logrando sensores extremadamente pequeños y con mayor precisión que los convencionales.

2.2 Guía de Onda Rectangular

Varios métodos para la evaluación de propiedades electromagnéticas de materiales a frecuencias de microondas necesitan alta precisión y son usados en varias aplicaciones en ingeniería de microondas. Estos métodos son realizados basados en guías de ondas e incluyen métodos de reflexión-transmisión y técnicas de resonancia [3].

Las guías de onda rectangulares son uno de los más antiguos tipos de líneas de transmisión usadas para transportar señales, y son todavía usadas para muchas aplicaciones [15]. Una larga variedad de componentes como son acopladores, detectores, aisladores, y atenuadores son comercialmente habilitados para varias bandas de guías de onda estándar desde 1 hasta 220 GHz. Debido a la tendencia hacia la miniaturización y la integración, cada vez existe más circuitería fabricada usando líneas de transmisión planas como son microcintas y stripline. Sin embargo, algunas herramientas que necesitan guías de ondas incluyendo sistemas de alta potencia, aplicaciones con guías de ondas milimétricas, sistemas satelitales, y algunas aplicaciones con test de precisión siguen siendo relativamente grandes [15].

Los resonadores de cavidad en guía de onda suelen ser grandes y en algunos casos costosos en su construcción por lo que restringe su uso en muchas aplicaciones importantes. Debido a esto, las técnicas resonantes que usan tecnología planar han ganado un considerable interés los últimos años. El bajo costo, tamaño compacto y la facilidad de fabricación hacen que estas

estructuras sean ideales para aplicaciones como la medición de la permitividad dieléctrica compleja [12].

2.3 Guía de onda integradas en sustrato

Las guías de onda integradas en sustrato han ganado gran interés, técnica de diseño y fabricación emplea la síntesis y construcción de una guía de onda artificial con matrices lineales de agujeros metalizados o postes incrustados en el mismo sustrato utilizado para circuitos planos [11]. La guía de ondas también se puede realizar con paredes metalizadas completas o ranuras metalizadas, y se pueden excitar utilizando una línea de transmisión de microcinta. Esto permite una solución más compacta en los diseños de las cavidades resonantes. Por lo cual, los resonadores de guía de onda integrados con sustrato son ideales para el estudio de propiedades dieléctricas de los materiales [6] y muchas otras aplicaciones, como resonadores, filtros y etiquetas de detección por identificación por radiofrecuencia [16],[17].

En [11] se menciona que el desarrollo de la tecnología SIW permitió el diseño de tres cavidades de SIW con diferentes sustratos a una frecuencia de 7GHz, con algunas características como; alto factor de calidad Q, bajo costo, y alto perfil. En la figura 2.1, podemos observar una imagen de la cavidad mencionada anteriormente, basada en el criterio de diseño SIW utilizado para medición de permitividad compleja, donde la cavidad es excitada por una sonda coaxial y muestras bajo prueba son colocadas en la posición donde el campo eléctrico es máximo.

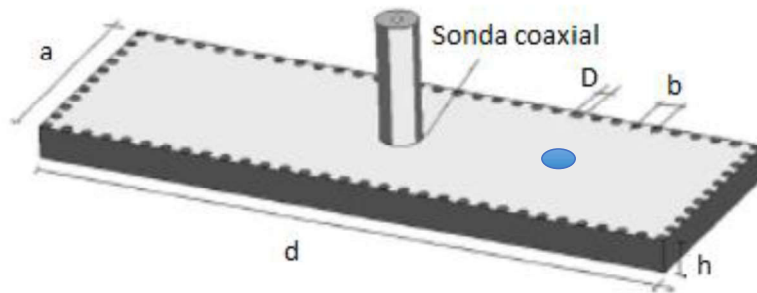


Figura 2.1. Diseño de cavidad SIW. Fuente: (Morales, 2010).

En este caso las paredes metálicas son creadas con postes metálicos y la estructura es excitada con una sonda coaxial en el centro de la estructura, donde el campo eléctrico es máximo y las muestras son alojadas en un agujero de la cavidad. Las muestras con diferentes propiedades de permitividad son caracterizadas en base a su frecuencia resonante y factores de calidad. Una de las desventajas que presenta este diseño es que solo funciona para una sola banda. En la figura 2.2, se presenta el esquema de un sistema de detección inalámbrico para la evaluación de permitividad compleja en [17], para ello se fabricó una etiqueta basada en un resonador de cavidad e implementada sobre guía de onda integrada en substrato que opera a 4GHz. Todo esto, permite la integración de los elementos, pequeñas dimensiones, alta precisión y reducción de costos de fabricación comparado con las cavidades convencionales [18].

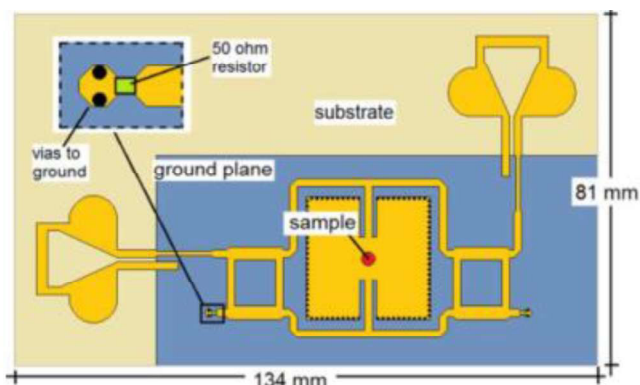


Figura 2.2. Sistema de detección inalámbrico para evaluación de permitividad compleja con tecnología SIW. Fuente: (Preradovic, 2009).

2.4 Tecnología Epsilon Near Zero

En la ingeniería en microondas es necesario conocer de manera precisa las propiedades electromagnéticas de materiales a frecuencias de microondas para varias aplicaciones. Varios métodos para la evaluación de permitividad y la permeabilidad de los materiales a frecuencias de microondas están mayormente basados en guías de onda e incluyen métodos de reflexión-transmisión y técnicas de resonancia. Recientemente, la tecnología de metamateriales ENZ ha recibido mucha atención debido a la potencial ventaja de miniaturización y mejora en sensibilidad, debido a que la energía puede ser concentrada en un estrecho túnel [19], [20].

Esta tecnología puede ser aplicada para la medición de permitividad compleja de materiales. En [5] se presenta una idea para explotar la mejora del campo asociada a la compresión de energía y el efecto túnel en canales de guías de onda ultra estrechos. Estos diseños están inspirados en metamateriales con permitividad efectiva cercana a cero para detectar pequeñas variaciones de permitividad en un objeto diminuto. En la figura 2.3 se ilustra el circuito ENZ de tuneleo el cual fue diseñado usando tecnología SIW, este dispositivo ofrece las ventajas de ambas tecnologías comparado con técnicas resonantes convencionales [18].

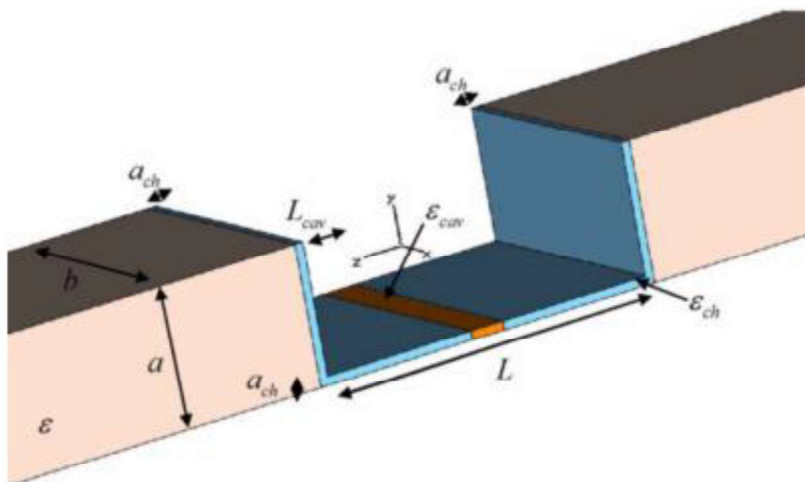


Figura 2.3. Circuito ENZ. Fuente: (Alú, 2008).

Para lograr el comportamiento de ENZ, se puede adoptar la tecnología de guía de onda donde una guía de onda rectangular llena con un dieléctrico de permitividad relativa operado en el modo TE_{10} fundamental tiene una permitividad efectiva, que es inherentemente dispersiva en frecuencia [6]. Esto nos dará como resultado un fuerte campo eléctrico a lo largo del túnel.

En la figura 2.4 se ilustra una cavidad formada por tres secciones de guía de onda que son rellenas con el mismo material dieléctrico con permitividad real, en la sección central donde existe mayor campo eléctrico, posee un agujero donde es alojada una muestra. La cavidad está diseñada para operar en el modo dominante a 5.5 GHz, y por medio de la técnica de perturbación de cavidad y las ecuaciones de permitividad compleja para sustrato integrado de guía de onda se determinan los valores de permitividad compleja de varias muestras.

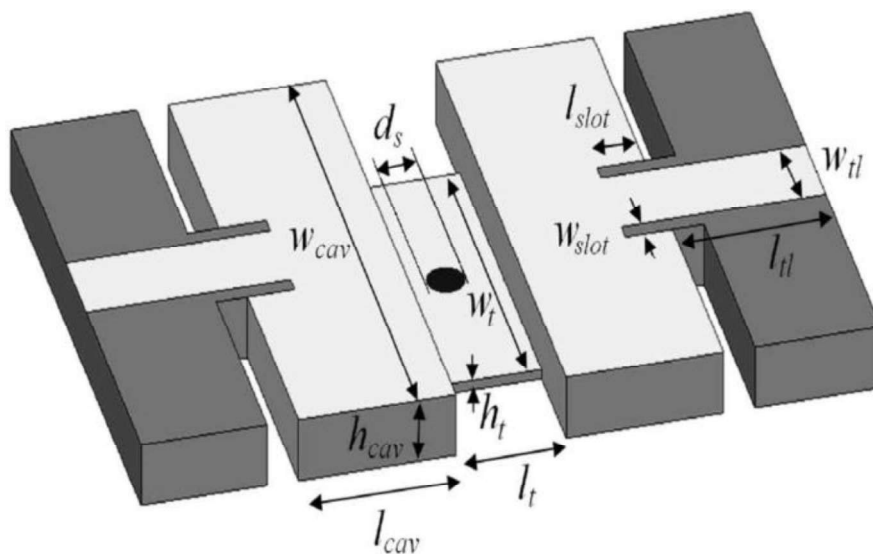


Figura 2.4. Estructura ENZ en SIW. Fuente: (Lobato, 2011).

Un diseño de una estructura implementada con la tecnología guía de onda integrada en sustrato es presentado en [4] y es usado para evaluar las partes real e imaginaria de permitividad dieléctrica de varios materiales. En la figura 2.5, se puede observar una estructura que consta de 3 secciones de guías de onda con el mismo material y diferente espesor, con esta

configuración se genera una resonancia anómala, permitiendo un fenómeno de acoplamiento que garantiza una variación de fase muy pequeña. El acoplamiento es mediante líneas de transmisión microcinta con impedancia característica de 50Ω . Las paredes son metalizadas con el fin de que las ondas viajen a través de la estructura y siguiendo el principio de la tecnología SIW. Este dispositivo presenta buena sensibilidad comparado con técnicas resonantes convencionales debido a la concentración de campo eléctrico en su estrecho túnel y un diseño compacto debido a la integración de su acoplamiento en el mismo sustrato.

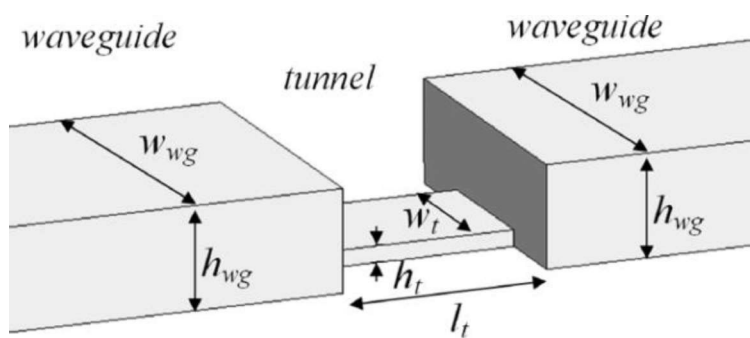


Figura 2.5. Diseño de cavidad SIW ENZ para evaluar permitividad compleja. Fuente: (Lobato, 2011).

2.5 Técnicas de medición dieléctrica

Los métodos de medición relevantes para cualquier aplicación deseada dependen de la naturaleza del material dieléctrico a medir, tanto física como eléctricamente, la frecuencia de interés y el grado de precisión requerido. En los rangos de frecuencia baja y media, los circuitos puente y resonante a menudo se han utilizado para caracterizar materiales dieléctricos. Sin embargo, a frecuencias más altas, los métodos de línea de transmisión, cavidad resonante y espacio libre se usan comúnmente. En general, las técnicas de medición dieléctrica se pueden categorizar como tipo de reflexión o transmisión, usando sistemas resonantes o no resonantes, con estructuras abiertas o cerradas [21].

2.5.1 Métodos resonantes

Usualmente, tienen mayor exactitud y sensibilidad que los métodos no resonantes. Son ampliamente usados para muestras de bajas pérdidas. Se dividen en dos tipos: método del resonador dieléctrico y el método de perturbación. El del resonador dieléctrico no sólo mide la permitividad de los materiales dieléctricos, también mide la impedancia superficial de materiales conductores [21]. Los métodos de perturbación resonante son aquellos en los que la muestra se introduce en una estructura resonante que causa una perturbación en la respuesta. La perturbación da como resultado un desplazamiento de la frecuencia de resonancia y una disminución en el factor de calidad sin carga del resonador a partir del cual se pueden evaluar las propiedades dieléctricas.

2.5.1.1 Método de perturbación de cavidad

Los métodos de perturbación de cavidades son ampliamente utilizados en el estudio de las propiedades electromagnéticas de dieléctricos, semiconductores, materiales magnéticos y materiales compuestos [2]. Cuando una muestra es insertada en un resonador, la frecuencia de resonancia y el factor de calidad del resonador cambian. Las propiedades electromagnéticas de la muestra pueden ser derivadas de estas últimas. Existen tres tipos de perturbaciones resonantes: perturbación por forma de cavidad, perturbación por pérdidas en pared, perturbación por material.

La perturbación por forma de cavidad es a menudo usada para ajustar la frecuencia de resonancia de la cavidad. En el método de perturbación por pérdidas en pared, parte de la pared de la cavidad es reemplazada por la muestra bajo prueba (MBP). El método es usado para medir comúnmente la impedancia superficial de conductores. En el método de perturbación por material, la introducción del material en la cavidad causa cambios en la frecuencia de resonancia y el factor de calidad de la cavidad.

El método de perturbación por material es llamado también método de perturbación de cavidad [21]. En el método de perturbación de cavidad, la MBP es insertada en el lugar donde el campo eléctrico o magnético es más intenso, dependiendo si se quiere medir permitividad o permeabilidad. En [12] también se menciona que la técnica de perturbación de cavidad es ampliamente usada en la medición de permitividad compleja debido a su precisión y fácil configuración. Tal es el caso de [22] donde se determina la permitividad compleja de varias muestras en una cavidad SIW de 7GHz donde se aloja una muestra en un cilindro de 2.4mm de diámetro donde se genera el campo eléctrico con mayor intensidad, los cambios en la frecuencia de resonancia y factor de calidad permiten caracterizar varias muestras.

En [14] se estudia los cambios que sufre la permitividad compleja del agua, y alcohol en función de cambios de temperatura, esto permite conocer las características del material acorde a las condiciones del material, lo cual se hace útil para aplicaciones médicas donde el calentamiento por microondas es una de las tecnologías clave. Como se muestra en la figura 2.6, si la MBP es introducida en el lugar A, donde hay máximo campo eléctrico y mínimo campo magnético, las propiedades dieléctricas de la muestra pueden ser caracterizadas; si la muestra es insertada en el lugar B, con máximo campo magnético y mínimo campo eléctrico, las propiedades magnéticas pueden ser obtenidas [2].

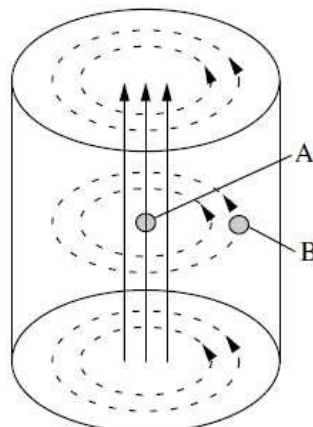


Figura 2.6. Cavidad cilíndrica (modo TM010) para la medición de las propiedades eléctricas. Fuente: (Hernández, 2014).

En este capítulo se ha mostrado el estado del arte de tres tecnologías SIW, CPT, y ENZ que pueden ser empleadas en el diseño de cavidades resonantes. Además, las tres pueden ser implementadas en un mismo circuito, acoplándolas para una aplicación específica.

Posterior al estudio del estado del arte y con el fin de darle continuidad a las bases teóricas necesarias para el desarrollo de este proyecto en el capítulo 3 se narran algunos conceptos.

Capítulo 3

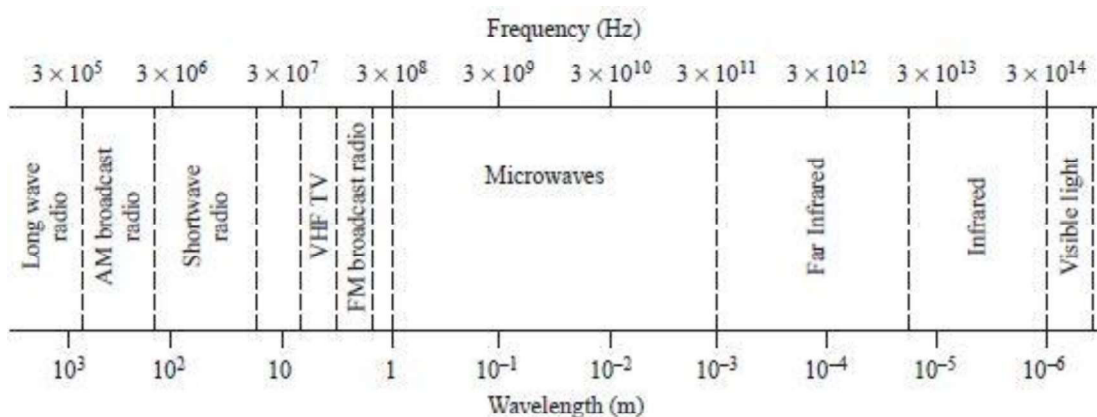
En el capítulo 3 se describe el marco teórico que sirvió de base para el desarrollo de este proyecto, algunos de los conceptos que se desarrollan son: ingeniería en microondas, permitividad, parámetros de dispersión, modos de propagación, guías de onda y microcinta.

3.1 Ingeniería en Microondas

El campo de las radiofrecuencias (RF) y la ingeniería en microondas generalmente cubre el comportamiento de las señales de corriente alterna con frecuencias en el rango de aproximadamente 100 MHz ($1\text{MHz}=10^6\text{Hz}$) hasta 1000GHz ($1\text{GHz}=10^9\text{Hz}$). El rango de frecuencias de las RF es desde muy alta frecuencia (VHF) del inglés very high frequency (30-300 MHz) hasta ultra alta frecuencia (UHF) del inglés ultra high frequency (300-3000 MHz), mientras que el termino de microondas es típicamente usado para frecuencias entre 3 y 300GHz, correspondientes a una longitud de onda entre $\lambda = c/f = 10\text{ cm}$ y $\lambda = 1\text{ mm}$, respectivamente [15]. Las señales con longitudes de onda en el orden de los milímetros son frecuentemente referidas como ondas milimétricas. La figura 3.1 ilustra la ubicación de las bandas de frecuencia de RF y microondas en el espectro electromagnético.

Debido a las altas frecuencias (y longitudes de onda cortas), la teoría de circuitos estándar a menudo no se puede usar directamente para resolver problemas de red de microondas. En cierto sentido, la teoría de circuitos estándar es una aproximación, o un caso especial, de la teoría más amplia de electromagnetismo como se describe en las ecuaciones de Maxwell. Esto se debe al hecho de que, en general, las aproximaciones del elemento de circuito agrupado de la teoría de circuitos pueden no ser válidas a altas frecuencias de RF y microondas. Los componentes de microondas a menudo actúan como elementos distribuidos, donde la fase del voltaje o corriente cambia significativamente en la extensión física del dispositivo porque las dimensiones

del dispositivo están en el orden de la longitud de onda eléctrica. A frecuencias mucho más bajas, la longitud de onda es lo suficientemente grande como para que haya una variación de fase insignificante a través de las dimensiones de un componente. El otro extremo de frecuencia se puede identificar como ingeniería óptica, en la cual la longitud de onda es mucho más corta que las dimensiones del componente. En este caso, las ecuaciones de Maxwell se pueden simplificar al régimen de óptica geométrica, y los sistemas ópticos se pueden diseñar con la teoría de la óptica geométrica [15].



Typical Frequencies

AM broadcast band	535–1605 kHz
Short wave radio band	3–30 MHz
FM broadcast band	88–108 MHz
VHF TV (2–4)	54–72 MHz
VHF TV (5–6)	76–88 MHz
UHF TV (7–13)	174–216 MHz
UHF TV (14–83)	470–890 MHz
US cellular telephone	824–849 MHz
	869–894 MHz
European GSM cellular	880–915 MHz
	925–960 MHz
GPS	1575.42 MHz
	1227.60 MHz
Microwave ovens	2.45 GHz
US DBS	11.7–12.5 GHz
US ISM bands	902–928 MHz
	2.400–2.484 GHz
	5.725–5.850 GHz
US UWB radio	3.1–10.6 GHz

Approximate Band Designations

Medium frequency	300 kHz–3 MHz
High frequency (HF)	3 MHz–30 MHz
Very high frequency (VHF)	30 MHz–300 MHz
Ultra high frequency (UHF)	300 MHz–3 GHz
L band	1–2 GHz
S band	2–4 GHz
C band	4–8 GHz
X band	8–12 GHz
Ku band	12–18 GHz
K band	18–26 GHz
Ka band	26–40 GHz
U band	40–60 GHz
V band	50–75 GHz
E band	60–90 GHz
W band	75–110 GHz
F band	90–140 GHz

Figura 3.1. Espectro electromagnético. Fuente: (Pozar, 4ta ed. 2012, p.2).

3.2 Permitividad

Los materiales se componen normalmente de partículas con carga eléctrica dispuestas de tal modo que cualquier región macroscópica del material es eléctricamente neutra. Cuando se aplica un campo eléctrico externo sobre el material, dicho campo actúa ejerciendo una fuerza sobre cada carga individual, y la desplaza ligeramente de su posición de equilibrio anterior, haciendo que el material adquiera una determinada polarización (Figura 3.2). La polarización adquirida compensa en parte el campo eléctrico del exterior, haciendo que aparezca un campo eléctrico en el interior del material [13].

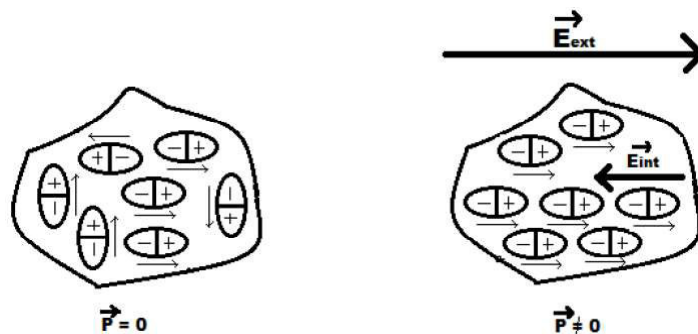


Figura 3.2. Momento dipolar (P) adquirido por el alineamiento de los dipolos en un material ante la presencia de un campo eléctrico externo. Fuente: (Hernández, 2014).

Las propiedades dieléctricas determinan, de forma macroscópica, la interacción de la energía electromagnética con los materiales. La propiedad dieléctrica más utilizada es la permitividad del material. Ésta describe como se propagan las ondas electromagnéticas a través de él, la reflexión de las ondas desde la superficie del material y la atenuación de la energía al atravesarlo [23].

El símbolo de la permitividad es ε y tiene unidades de F/m . Generalmente, se utiliza su valor absoluto dividido por el de la permitividad del vacío, que es $\varepsilon_0 = 8.8542 \times 10^{-12} F/m$, convirtiéndose en una cantidad adimensional, que se denomina permitividad compleja (ó relativa) y se expresa como ε_r . La permitividad compleja ε_r es una medida de la capacidad de polarización del material bajo la acción de un campo externo, es decir, si el

material es fácilmente polarizado o no. La polarización que se acaba de describir es la provocada por el alineamiento de los dipolos del material, que es el fenómeno que predomina en la banda de microondas [1].

La permitividad relativa es una variable compleja, que se puede escribir como:

$$\varepsilon_r = \varepsilon' - j\varepsilon'' = \varepsilon'(1 - j\tan\delta) \quad (1)$$

Donde $\tan\delta = \varepsilon''/\varepsilon'$ se denomina tangente de pérdidas, y representa la relación entre la parte imaginaria y la real de la permitividad relativa [1].

La parte imaginaria de la permitividad ε'' , es una medida del grado de disipación por parte del medio, es decir, da una idea de la atenuación que sufrirá la onda que se propague por él. Representa, por lo tanto, las pérdidas o la absorción de la potencia que tiene el material. La pérdida de potencia de la señal se produce porque, a medida que el campo se va propagando por el material, la fricción producida por las cargas internas que se desplazan al ser polarizadas hace que la energía electromagnética se vaya convirtiendo gradualmente en calor [1].

El mínimo valor de ε'' es 0, que corresponde a un medio sin pérdidas. Las pérdidas del material incluyen dos efectos: el efecto de pérdidas debidas a la rotación dipolar y el efecto de pérdidas provocado por el movimiento de los iones libres (conductividad iónica). Ambos términos se agrupan, en ε'' , de la siguiente manera:

$$\varepsilon'' = \varepsilon_d'' + \frac{\sigma}{\omega\varepsilon_0} \quad (2)$$

ε_d'' representa las pérdidas dipolares; y $\frac{\sigma}{\omega\varepsilon_0}$, las pérdidas por conductividad iónica del material. σ es la conductividad del material, ω es la frecuencia angular en rad/s, y ε_0 la permitividad del vacío [24].

La parte real de la permitividad o constante dieléctrica ϵ' , es la parte reactiva de la permitividad, es decir, representa una medida relativa de la densidad de energía de microondas en el interior del material. El mínimo valor de ϵ' es 1, que corresponde al vacío, el aire posee una permitividad de 1.0006 aproximadamente, y el resto de los sólidos y líquidos posee una permitividad mayor que 1. Su valor depende de muchos factores diferentes: la densidad, la humedad, la temperatura, composición, microestructura, etc. Además, también es fuertemente dependiente de la frecuencia a la que se producen las variaciones del campo eléctrico al que se esté sometido el material [24].

Cuando una onda electromagnética pasa de un material a otro, el cambio de permitividad provoca que una parte de la onda se refleje en la interfaz de los materiales y que la otra atraviese dicha superficie de separación, propagándose a través del nuevo material. Sin embargo, la permitividad no sólo causa este efecto, también provoca otros fenómenos. En primer lugar, una mayor ϵ' provoca que la velocidad de la onda disminuya, como se puede comprobar en la expresión de la velocidad de propagación (suponiendo que los medios o materiales son no magnéticos) [24]:

$$C = \frac{C_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3)$$

C_0 es la velocidad de la onda electromagnética en el vacío.

En segundo lugar, la longitud de onda en el material es menor cuanto mayor sea su permitividad (suponiendo que los medios o materiales son no magnéticos):

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (4)$$

λ_0 es la longitud la onda electromagnética en el vacío.

3.3 Parámetros de dispersión

El concepto de redes de microondas es desarrollado de la teoría de línea de transmisión, y es una herramienta poderosa en la ingeniería de microondas. Dos conjuntos de parámetros físicos son frecuentemente usados en análisis de redes. Uno de los parámetros son voltaje V (o voltaje normalizado v) y corriente I (o corriente normalizada i). El otro conjunto de parámetros son la onda de entrada a (la onda entra a la red) y la onda de salida b (la onda saliendo de la red). Diferentes parámetros de redes son usados para diferentes conjuntos de parámetros físicos [2].

Por ejemplo, impedancia y matrices de admitancia son usadas para describir las relaciones entre voltaje y corriente, mientras que parámetros de dispersión son usados para describir la relación entre las ondas de entrada y ondas de salida. Nosotros nos enfocaremos en el análisis de los parámetros de dispersión.

Como ilustra la figura 3.3, la respuesta de una red para circuitos puede además describirse por la entrada y salida de ondas de microondas. Las ondas de entrada en el puerto 1 y puerto 2 son denotadas como a_1 y a_2 respectivamente, y las ondas de salida de puerto 1 y puerto 2 son denotadas como b_1 y b_2 respectivamente. Estos parámetros ($a_1, a_2, b_1, y b_2$) pueden ser voltaje o corriente, y en la mayoría de los casos no distinguimos si son voltaje o corriente. La relación entre la onda de entrada $[a]$ y la onda de salida $[b]$ son a menudo descritos por los parámetros de dispersión $[S]$ [2], [15].

$$[b] = [S][a] \quad (5)$$

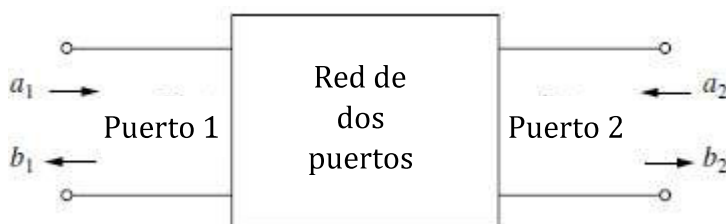


Figura 3.3. Red de dos puertos. Fuente: (Chen, 2004).

Donde $[\mathbf{a}] = [a_1, a_2]^T$, $[\mathbf{b}] = [b_1, b_2]^T$ y la matriz de dispersión $[\mathbf{S}]$ es de la forma [15]:

$$[\mathbf{S}] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \quad (6)$$

Para un parámetro de dispersión S_{ij} , si $a_i = 0$ ($i \neq j$), de (5) obtenemos:

$$S_{jj} = \frac{b_j}{a_j} \quad (j = 1, 2) \quad (7)$$

$$S_{ij} = \frac{b_i}{a_j} \quad (i \neq j; i = 1, 2; j = 1, 2) \quad (8)$$

La ecuación (7) muestra que cuando el puerto j es conectado a una fuente y el otro puerto es conectada a la carga correspondiente, el coeficiente de reflexión del puerto j es igual a s_{jj} :

$$T_j = s_{jj} = \frac{b_j}{a_j} \quad (9)$$

También podemos observar en (8) que cuando el puerto j es conectado a una fuente, y el puerto i es conectado para una carga, el coeficiente de transmisión del puerto j para el i es igual a s_{ij} :

$$T_{j \rightarrow i} = s_{ij} = \frac{b_i}{a_j} \quad (10)$$

Por lo tanto, los parámetros S se definen de la siguiente forma:

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

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

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (13)$$

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (14)$$

Los parámetros S pueden ser utilizados para cualquier frecuencia debido a que no hacen consideraciones de ningún circuito abierto ni corto circuito, simplemente se basan en los niveles de potencia que se perciben en las terminales de la red de dos puertos [24]. Los parámetros S son 4 y se describen a continuación.

S_{11} : Este parámetro mide la cantidad de potencia que es reflejada en comparación con la cantidad de potencia que se está aplicando en el puerto 1. El parámetro S_{11} también es conocido como “Coeficiente de reflexión de puerto de entrada” (Γ).

S_{12} : Este parámetro mide la potencia recibida en el puerto 1 en comparación con enviada por el puerto 2. El parámetro también es conocido como “Coeficiente de transmisión inversa”.

S_{21} : Este parámetro mide la potencia recibida en el puerto 2 en comparación con enviada por el puerto 1. A este parámetro también se le conoce como “Coeficiente de transmisión directa”.

S_{22} : Este parámetro mide la cantidad de potencia reflejada en el puerto 2 en comparación con la cantidad de potencia que se está aplicando en el puerto 2. El parámetro también es conocido como “Coeficiente de reflexión del puerto de salida”.

3.4 Guía de Onda

Se considera una línea de transmisión en general a un sistema formado por conductores, por semiconductores o por una composición de ambos; con él se transmite información en forma de energía eléctrica o electromagnética. Entre ellas se encuentran las guías de ondas (formada por un solo conductor), las líneas bifilares, las placas paralelas, la microcinta y el cable coaxial (formado por dos conductores) y la fibra óptica (sin conductor, formada solo por dieléctrico) [15].

Las guías de onda tienen la ventaja de una gran capacidad de manejo de potencia y bajas pérdidas, pero son voluminosas y costosas, especialmente a bajas frecuencias. Las líneas de dos hilos son económicas, pero carecen de blindaje. Las líneas coaxiales están blindadas, pero son un medio difícil para fabricar componentes de microondas complejos. Las líneas de transmisión plana proporcionan una alternativa, en forma de línea de cinta (stripline), líneas de microcinta (microstrip), líneas de trama, guías de onda coplanares y muchos otros tipos de geometrías relacionadas. Dichas líneas de transmisión son compactas, de bajo costo y pueden integrarse fácilmente con dispositivos de circuitos activos, tales como diodos y transistores, para formar circuitos integrados de microondas [25].

3.4.1 Introducción a las guías de onda

Se considera como guía de onda, a toda estructura compuesta por un solo conductor, y una línea la compuesta por dos conductores. Sin embargo, todas las configuraciones mencionadas anteriormente pueden ser llamadas guías de onda. Existe gran variedad de guías de onda, entre las que se destacan:

3.4.2 Guía de Onda Rectangular

Las guías de onda rectangulares fueron uno de los primeros tipos de líneas de transmisión utilizadas para transportar señales de microondas, y todavía se usan para muchas aplicaciones [15]. La Figura 3.4 ilustra una sección rectangular de guía de ondas.

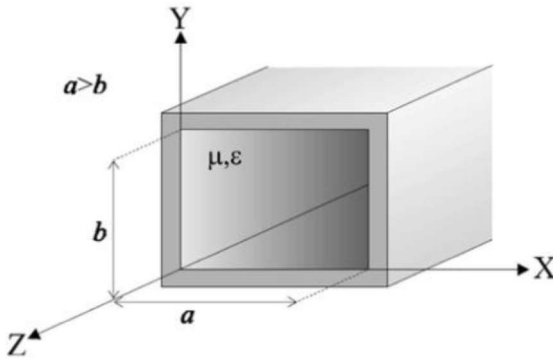


Figura 3.4. Sección de una guía de onda rectangular. Fuente: (Sánchez, 2012).

Una guía de onda puede estar vacía o rellena de algún material dieléctrico de permitividad ϵ y permeabilidad μ , además su extensión a lo largo de la coordenada "Y" es menor a la longitud sobre "X" es decir $a > b$.

Debido a la tendencia hacia la miniaturización y la integración, la mayoría de los circuitos de microondas modernos se fabrican utilizando líneas de transmisión planas, como microstrip y stripline en lugar de guías de onda [26-28]. Sin embargo, todavía hay una necesidad de usar guías de ondas en muchos casos, que incluyen sistemas de alta potencia, aplicaciones de ondas milimétricas, sistemas satelitales y algunas aplicaciones de prueba de precisión.

La guía de onda rectangular hueca puede propagar modos; transversal magnético (TM) y transversal eléctrico (TE) pero no transversal electromagnético (TEM) ya que solo hay un conductor presente. Los modos TM y TE de una guía de onda rectangular tienen frecuencias de corte por debajo de las cuales no es posible la propagación [25]. A continuación, se definen estos modos.

3.4.3 Modos de propagación

Las líneas que consisten de dos conductores (bifilar, coaxial, microcinta, placas paralelas), y varias estructuras como la triplaca, transmiten la información electromagnética fundamentalmente de una manera tal en que tanto el campo eléctrico (E) como el campo magnético (H) de la señal son transversales o perpendiculares a la dirección de propagación, ver figura 3.5. A esta forma en que la señal es transmitida se le llama modo de propagación transversal electromagnético o, abreviadamente, TEM [25].

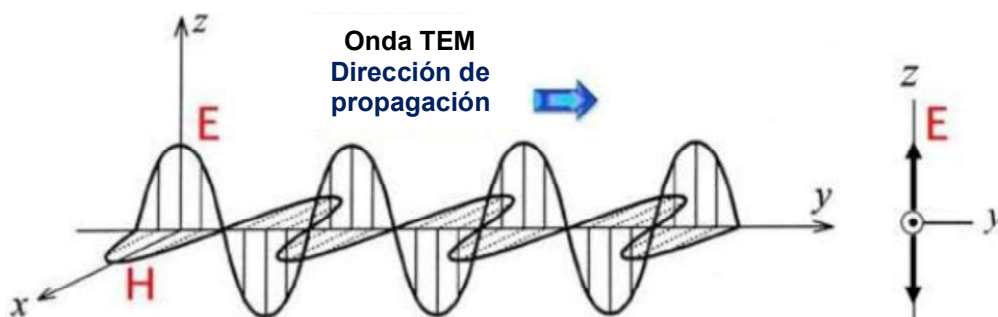


Figura 3.5. Modo de propagación transversal electromagnético. Fuente: (Neri, 2004).

La Figura 3.6 muestra la distribución de las líneas de campo en el corte transversal de una línea bifilar, un cable coaxial y una microcinta (microstrip). En los dos primeros casos, los campos E y H siempre forman 90° entre sí y también son perpendiculares a la dirección de propagación que de acuerdo con las figuras, sería hacia el interior del papel o hacia afuera, según la resultante del producto cruz de E con H (vector de Poynting) [15].

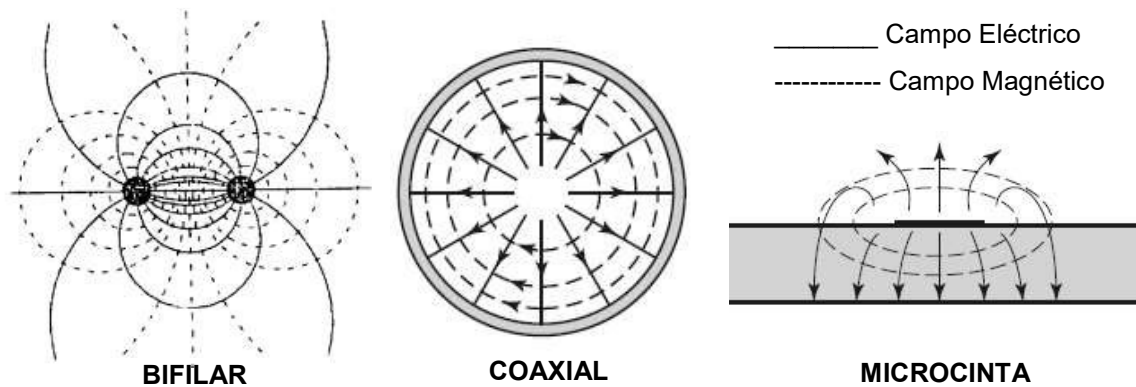


Figura 3.6. Campos eléctricos y magnéticos del modo de propagación TEM. Fuente: (Pozar, 4ta ed. 2012).

Con relación a la microcinta, el modo de propagación es cuasi-TEM, es decir, casi igual al TEM, pero este último modo no se logra por completo ya que no es posible satisfacer las condiciones de frontera en la interfaz entre la superficie superior del sustrato dieléctrico y el medio que lo rodea (aire), a menos que las dos permitividades fueran iguales. De cualquier forma, es posible obtener los parámetros de operación de la línea con bastante aproximación suponiendo que la distribución de los campos es TEM. Al tener una distribución transversal de los campos eléctrico y magnético, resulta fácil calcular los parámetros circuitales de la línea o cable por unidad de longitud (inductancia L , capacitancia C , resistencia R y conductancia G) y entonces es posible evadir las ecuaciones de Maxwell y obtener soluciones para la operación completa de la línea aplicando la teoría general de circuitos [15]. Este tipo de líneas debe satisfacer ecuaciones diferenciales sencillas de la forma siguiente:

$$\frac{dV}{dz} = (R + j\omega L)I \quad (15)$$

$$\frac{dI}{dz} = -(G + j\omega C)V \quad (16)$$

V es el fasor de la diferencia de voltaje entre los conductores e I es el fasor de la corriente en uno de ellos. Los términos voltaje y corriente son conceptos mucho más familiares y de más fácil comprensión que los de campos electromagnéticos, pero sí deben emplearse para analizar otros tipos de líneas [15].

Las guías de ondas o conductores huecos no pueden transmitir energía electromagnética a frecuencias muy bajas (para estas frecuencias, serían estructuras extremadamente grandes) y tampoco pueden guiarla con una forma o modo de propagación TEM, en la figura 3.7 se ilustran dos tipos de guía de onda huecas. La transmisión se inicia a partir de cierta frecuencia, cuyo valor depende de la geometría y las dimensiones de la guía. A esta frecuencia mínima a partir de la cual es posible que la información viaje o se propague se le denomina frecuencia de corte [25].

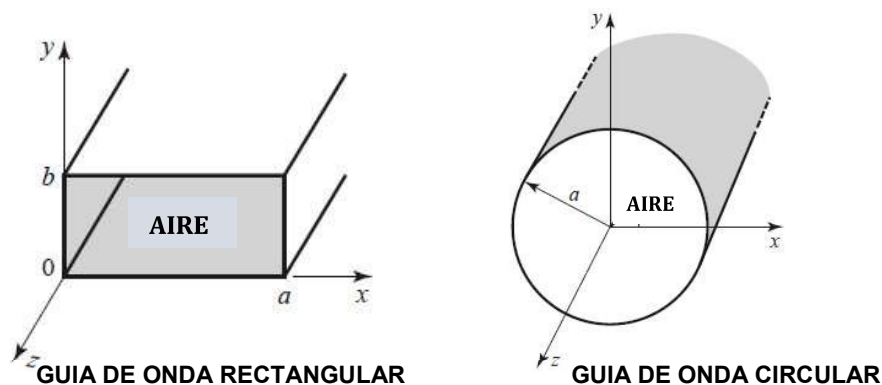


Figura 3.7. Corte transversal de diferentes tipos de guía de onda. Fuente: (Pozar, 4ta ed. 2012).

La distribución transversal de las líneas de campo eléctrico y magnético debe satisfacer las condiciones de frontera en todas las paredes metálicas internas de la guía. En teoría, hay un número infinito de posibles distribuciones de líneas de campo o modos de propagación y cada modo tiene su propia frecuencia de corte a partir de la cual existe. Es decir, conforme la frecuencia va aumentando, primero aparece el primer modo, llamado modo dominante; después aparece el segundo modo a partir de su propia frecuencia de corte y se propaga junto con el primero, que nunca desaparece; después aparece el

tercer modo, que se propaga junto con el primero y el segundo; y así sucesivamente [25]. En la figura 3.8 se ilustra la frecuencia de corte y regiones teóricas de propagación del modo dominante y de los modos superiores en una guía de ondas.

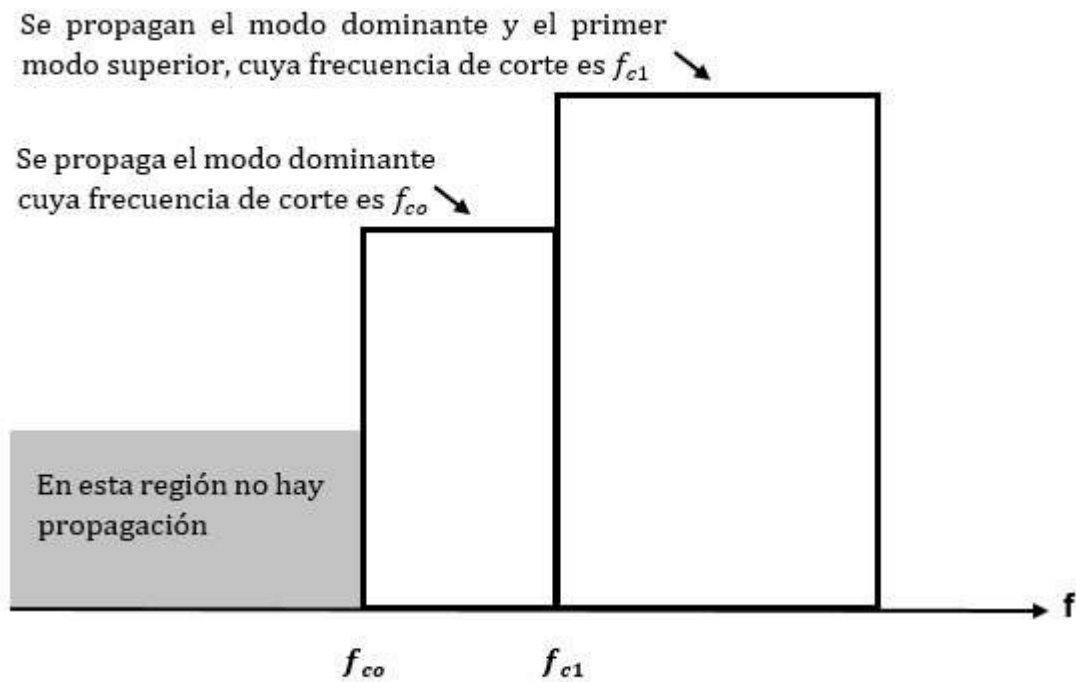


Figura 3.8. Frecuencias de corte y regiones teóricas de propagación del modo dominante y de los modos superiores en una guía de ondas. Fuente: (Neri. 1ra ed. 2004, p.25).

Los demás tipos de líneas, como la bifilar y el coaxial, también pueden tener modos superiores de propagación, pero como se utilizan a frecuencias más bajas que las guías de onda y pueden transmitir, en teoría, desde frecuencia cero en el modo TEM (que en este caso viene siendo el modo dominante), los modos de orden superior no tienen la oportunidad de aparecer, pues se trabaja por debajo de sus frecuencias de corte correspondientes [25].

Los modos de propagación en las guías de onda son de dos tipos: TE o transversal eléctrico y TM o transversal magnético. Transversal eléctrico; significa que sólo el campo eléctrico es perpendicular a la dirección axial a lo largo de la guía, mientras que el campo magnético no lo es; es decir, hay una componente del campo magnético en la dirección axial a lo largo de la guía. Un razonamiento similar indica que un modo TM tiene una parte de su campo eléctrico en la dirección axial y todo su campo magnético es transversal [25].

En la figura 3.9, se ilustran cuatro casos dentro del número infinito de posibles modos de propagación en guías rectangulares y circulares. Por ejemplo, para el modo dominante en la guía rectangular, el campo eléctrico es más intenso en el centro y su magnitud va disminuyendo hacia la derecha y la izquierda (indicado por la mayor separación entre las líneas de flujo). Para la misma guía, en el primer modo superior, las líneas de campo eléctrico son horizontales y la intensidad disminuye hacia arriba y hacia abajo.

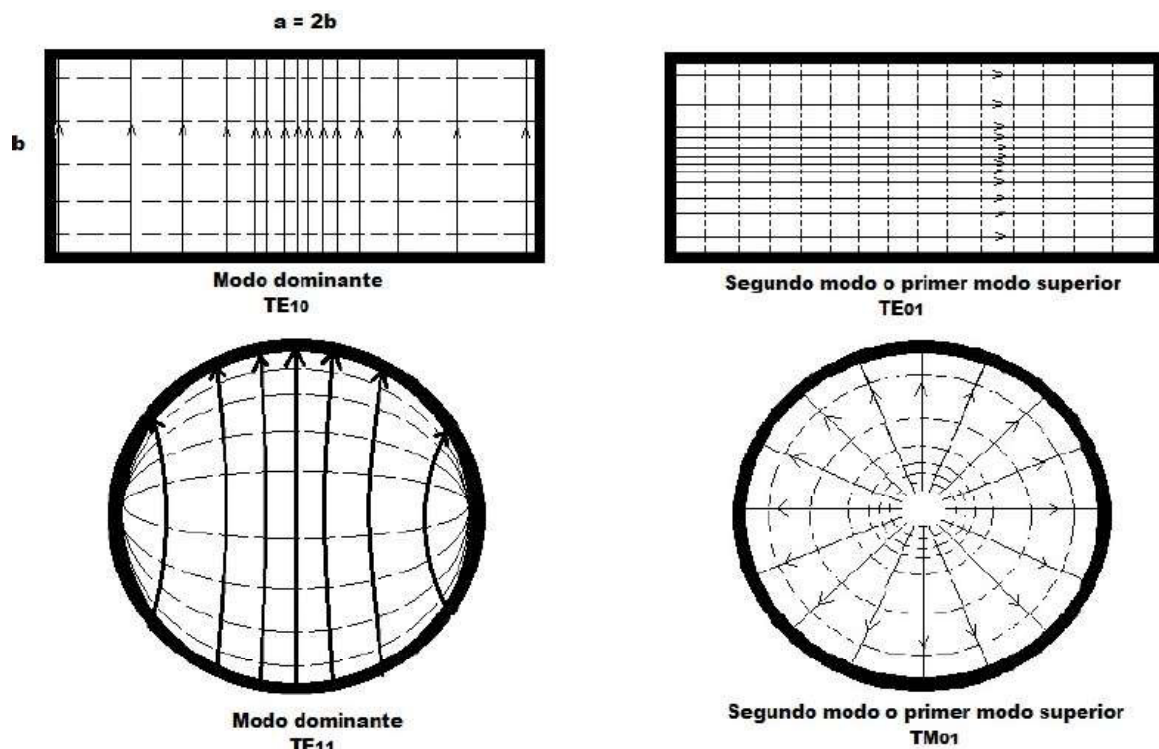


Figura 3.9. Frecuencias de corte y regiones teóricas de propagación del modo dominante y de los modos superiores en una guía de ondas. Fuente: (Neri. 1ra ed. 2004, p.26).

Las soluciones existentes para cualquier línea de transmisión se pueden obtener resolviendo las ecuaciones de Maxwell y satisfaciendo las condiciones de frontera, con relación al tipo de material y su geometría [15]. Las ecuaciones de Maxwell son las siguientes:

$$\nabla \times \mathbf{E}(\mathbf{r}, t) = \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{B}(\mathbf{r}, t) \quad (17)$$

$$\nabla \times \mathbf{H}(\mathbf{r}, t) = \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{D}(\mathbf{r}, t) + \mathbf{J}(\mathbf{r}, t) \quad (18)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B}(\mathbf{r}, t) = 0 \quad (19)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D}(\mathbf{r}, t) = \rho(\mathbf{r}, t) \quad (20)$$

Donde:

$\mathbf{E}(\mathbf{r}, t)$ = vector de intensidad de campo eléctrico (V/m)

$\mathbf{H}(\mathbf{r}, t)$ = vector de intensidad de campo magnético (A/m)

$\mathbf{D}(\mathbf{r}, t)$ = vector de desplazamiento eléctrico (C/m²)

$\mathbf{B}(\mathbf{r}, t)$ = vector de densidad de flujo magnético (W/m² o T)

$\mathbf{J}(\mathbf{r}, t)$ = vector de densidad de corriente (A/m²)

$\rho(\mathbf{r}, t)$ = densidad volumétrica de carga (C/m³)

\mathbf{r} = vector de posición (m)

t = tiempo (seg)

La ecuación (21) es obtenida de las ecuaciones (18) y (20). Es llamada ecuación de continuidad o de conservación de la carga:

$$\nabla \cdot \mathbf{J}(\mathbf{r}, t) = -\frac{\partial}{\partial t} \rho(\mathbf{r}, t) \quad (21)$$

El medio, por el cual viaja una onda electromagnética, establece las relaciones entre $E(r, t)$ y $D(r, t)$, así como también de $H(r, t)$ y $B(r, t)$. Estas relaciones son válidas para medios que son lineales, isotrópicos y homogéneos, medios como el aire y otros dieléctricos comunes.

$$\mathbf{D}(\mathbf{r}, t) = \epsilon \mathbf{E}(\mathbf{r}, t) \quad (22)$$

$$\mathbf{B}(\mathbf{r}, t) = \mu \mathbf{H}(\mathbf{r}, t) \quad (23)$$

ϵ es la permitividad del medio, en faradios por metro (F/m) y μ es la permeabilidad dada en henrios por metro (H/m). Si el medio es conductor, también se debe cumplir la siguiente relación:

$$\mathbf{J}(\mathbf{r}, t) = \sigma \mathbf{E}(\mathbf{r}, t) \quad (24)$$

Donde:

$\mathbf{J}(\mathbf{r}, t)$ = vector de densidad de corriente de conducción (A/m²)

σ = conductividad del medio en siemens por metro (S/m).

En general, las frecuencias de corte para las guías de onda rectangulares están dadas por la ecuación (25).

$$f_{mn} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (25)$$

Donde, m y n son los subíndices de los modos de propagación, a y b representan las dimensiones de la guía, μ es la permeabilidad magnética del medio y ϵ es la permitividad eléctrica del medio [15]. La longitud de la onda de corte está definida por (26).

$$\lambda_c = \frac{c}{f_c} \quad (26)$$

Donde f_c es la frecuencia de corte y c la velocidad de la luz. El ancho de la cavidad se obtiene dependiendo de la frecuencia de corte que se desea, para el modo fundamental de la guía de onda. Mientras que la altura de la cavidad influirá en la propagación de los modos superiores. Por lo tanto, se considera que toda frecuencia será propagada dentro de la guía, si es lo suficientemente alta de acuerdo con la expresión (27).

$$a > \frac{\lambda}{2} \quad (27)$$

Donde “ a ” es el ancho de la guía y λ es la longitud de onda de la señal. Ahora, la frecuencia de la señal y la longitud de onda están relacionadas como se muestra en la ecuación (28).

$$f = \frac{1}{\sqrt{\mu\varepsilon}\lambda} \quad (28)$$

Teniendo en cuenta que $\mu = \mu_0\mu_r$ y $\varepsilon = \varepsilon_0\varepsilon_r$, donde μ_0 y ε_0 son la permeabilidad magnética y permitividad eléctrica, del vacío respectivamente, y μ_r y ε_r son la permeabilidad magnética y permitividad eléctrica relativas del medio, respectivamente. Además, $c = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0\varepsilon_r}}$ donde “ c ” es la velocidad de la luz en el vacío. La ecuación (28) se puede expresar como:

$$f = \frac{c}{\sqrt{\mu_r\varepsilon_r}\lambda} \quad (29)$$

En la expresión (27), se puede apreciar la máxima longitud de onda que podrá pasar a través de la guía de onda. Entonces, combinando esta ecuación y la ecuación (29), tenemos la expresión para la frecuencia de corte

fundamental, ecuación (30), donde se observa que esta depende del ancho de la cavidad [15].

$$f_c = \frac{c}{2a\sqrt{\mu_r \epsilon_r}} \quad (30)$$

3.4.4 Línea de transmisión de microcinta

En general, estas líneas no se emplean como medios de transmisión para distancias convencionales, sino que son útiles en la fabricación de secciones que forman parte de circuitos integrados de estado sólido y que operan a altas frecuencias. Entre otros factores, gracias a las estructuras planares ha sido posible el desarrollo de la microelectrónica. La microcinta es ahora la más empleada, debido a que es sencillo fabricarla y da buenos resultados de interconexión, tanto en circuitos pasivos como activos, con los dieléctricos modernos. Vale la pena mencionar que una variante de la microcinta también se utiliza actualmente para fabricar antenas de microcinta. Aunque su ganancia, su ancho de banda y sus características de radiación son limitadas, estas antenas son atractivas por su fácil construcción, bajo costo y adaptabilidad a la geometría del fuselaje de los aviones. Se emplean igualmente en ciertos casos de telemetría, radares militares y comunicaciones por satélite [25].

La línea de microcinta es uno de los más populares tipos de líneas de transmisión planas principalmente porque puede ser fabricada por procesos fotolitográficos y es fácilmente miniaturizada e integrada con dispositivos de microondas pasivos y activos [15]. La geometría de una línea de microcinta es ilustrada en la figura 3.10a.

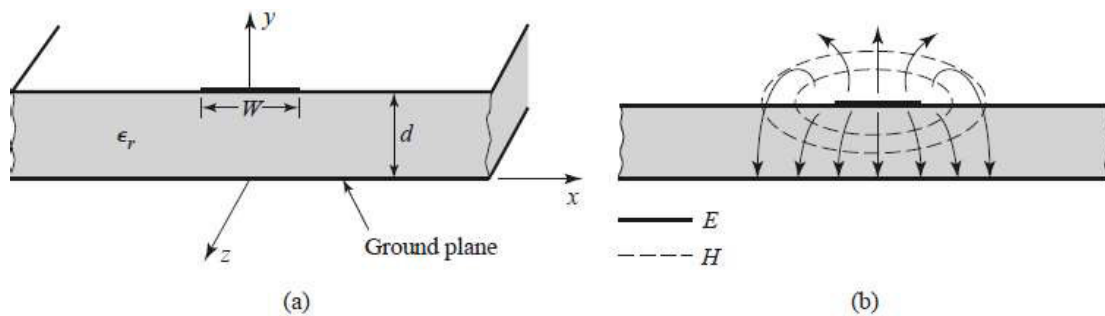


Figura 3.10. Línea de transmisión microcinta. (a) Geometría y (b) líneas de campo eléctrico y magnético. Fuente: (Pozar, 4ta ed. 2012, p.147).

Un conductor de ancho W está impreso sobre un sustrato dieléctrico delgado, conectado a tierra de espesor d y de permitividad relativa ϵ_r . La microcinta tiene el inconveniente de fuertes fugas, tanto por su lado superior como por los lados. En la figura 3.9b se muestra la distribución de las líneas de campo eléctrico y magnético. No sólo hay pérdidas por radiación, sino que, al propagarse una parte de la potencia por el dieléctrico y el resto por el aire, las velocidades de fase son diferentes y se produce dispersión. A pesar de esto, se ha encontrado que, cuando la permitividad relativa del sustrato es alta, entonces es razonablemente satisfactorio aproximar a la onda propagada en la línea como TEM (es decir, cuasi-TEM). Es decir, mientras más grande sea la ϵ_r del sustrato, las líneas de campo de la figura 3.9b quedan más confinadas dentro del mismo sustrato [15].

La separación típica entre las dos placas es del orden de 1 a 2mm. Por lo general son de cobre y el sustrato entre ellas tiene una permitividad relativa típica de aproximadamente 10. Esto último ha sido posible gracias al desarrollo en la síntesis de materiales con alta constante dieléctrica durante las últimas décadas. Pero finalmente la elección del dieléctrico depende finalmente del grado que se desee de fugas por radiación, pues en algunos casos esto puede aprovecharse, por ejemplo, para la construcción de filtros por acoplamientos entre circuitos adyacentes o en el diseño de antenas de microcinta [25].

En términos generales, se ha encontrado que, manteniendo fijas las dimensiones de la línea, su impedancia característica disminuye conforme se usa un dieléctrico con mayor ϵ_r .

En resumen, en este capítulo se han presentado los principales conceptos y características de la tecnología microstrip, ingeniería en microondas, permitividad, parámetros de dispersión, y guía de onda. Teniendo de esta forma, una visión general de la teoría asociada al desarrollo de este proyecto. A continuación, en el capítulo 4 se describe con detalle las tecnologías que son utilizadas para el diseño del dispositivo de sensado de permitividad dieléctrica compleja.

Capítulo 4

En este capítulo se describe la teoría de las diferentes tecnologías utilizadas para el desarrollo del proyecto como guía de onda integrada en sustrato (SIW), épsilon cercano a cero (ENZ), y técnica de perturbación de cavidad (CPT).

4.1 Guía de onda integrada en sustrato

La tecnología Substrate Integrated Waveguide (SIW), como su nombre lo indica, consiste en integrar una guía de onda dentro de un sustrato dieléctrico. Las guías SIW constituyen una alternativa para implementar dispositivos en el rango de las microondas y ondas milimétricas, de menor volumen y de fácil integración con circuitos planares [8]. El aporte de esta tecnología es lograr integrar las ventajas de una guía de onda rectangular convencional minimizando sus desventajas.

En una guía de onda rectangular convencional las ondas son encerradas dentro de la superficie de ésta al ser reflejadas cuando alcanzan algunas de las paredes metálicas. Es por ello que las pérdidas por construcción en una guía de onda son muy pocas y presentan muy buenos niveles de transmisión. Las desventajas de una guía de onda convencional residen en su estructura ya que en su construcción requieren de una gran cantidad de metal y esto repercute negativamente en algunos aspectos tales como una estructura resultante pesada y por lo tanto difícil de moldear y/o integrar a algún medio y la gran cantidad de metal requerido hace que los costos sean demasiado elevados [25]. Por otro lado, en la realización de circuitos integrados de bajas pérdidas se suelen encontrar algunos problemas relacionados principalmente con las limitaciones en rendimiento de la tecnología planar; en muchos casos, estructuras no planares como guías de onda clásicas son necesarias [15].

Es por este motivo que esquemas híbridos de estructuras planares y no planares resultan alternativas interesantes para el desarrollo de sistemas de microondas. En los últimos años se han propuesto algunas soluciones que permiten esta integración, la más utilizada es la que se basa en SIW [8], [20].

4.1.1 Definición de SIW

Un SIW consiste en sintetizar una guía de onda dentro de un sustrato dieléctrico; habitualmente esto se consigue creando paredes eléctricas artificiales utilizando vías metalizadas. En la figura 4.1, se ilustra un sistema formado por dos placas metálicas, una en la parte superior y otra en la inferior, de una capa de sustrato dieléctrico; y con dos filas de vías (postes metálicos) colocados en las partes laterales de ésta, sustituyendo las paredes del sistema y conectando las dos placas metálicas, las ondas son confinadas dentro de las paredes conductoras y viajan en el sustrato dieléctrico siendo reflejadas por éstas con lo que se tienen las ventajas para las guías de onda convencionales: pocas pérdidas por conductor y una muy buena transmisión.

Esta tecnología permite el diseño y construcción de guías en el rango de las microondas. Se pueden diseñar resonadores, diplexores, filtros y otros circuitos usando una técnica de fabricación de bajo costo completamente compatible con técnicas PCB (Printed Circuit Board). A su vez, esta tecnología permite la fácil integración de dispositivos realizados en SIW con otros circuitos planares [28].

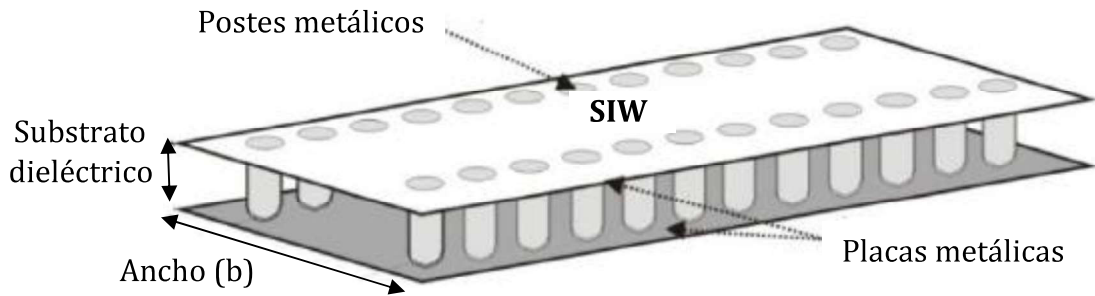


Figura 4.1. Representación esquemática de un Substrato integrado de guía de onda. Fuente: (Hernández, 2010).

Si la separación entre los cilindros es menor que la longitud de onda de la señal transmitida, la estructura es vista como una guía de onda rectangular, ver figura 4.2. Debido a esta similitud, las guías de onda integradas en substrato conservan las características de diseño de las guías de onda rectangulares. La frecuencia de resonancia para una cavidad rectangular SIW operando en el modo TE_{ml} es obtenida por la expresión (31).

$$f_o = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r\mu_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{b_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{n}{a_{eff}}\right)^2} \quad (31)$$

La guía SIW se construye colocando dos filas de agujeros metalizados en el substrato, como se muestra en la figura 4.2. Donde el diámetro D de los agujeros, el espacio d entre ellos y la separación b entre las filas, son los parámetros físicos necesarios para el diseño de la guía. Es por ello que para el diseño de SIW se deben tener en consideración medidas intrínsecas a dicha tecnología [28]. Algunas de las medidas básicas a considerar para el diseño de SIW son:

- El espesor del substrato a . Debe ser delgado para que las ondas que se presenten sean guiadas en su mayoría, también es necesaria una alta permitividad eléctrica en el substrato para lograrlo.

- La distancia entre los orificios metalizados d . Es importante para asegurar que funcione correctamente como paredes laterales de una guía de onda rectangular convencional. Si la distancia es muy grande se pueden tener grandes pérdidas que ocasionarían que no se tuviera la operación de guía de onda deseada.
- El diámetro de los orificios D . Se debe mantener al diámetro con medidas reducidas para poder obtener el funcionamiento adecuado.
- El ancho de la guía de onda b . Corresponde a la distancia entre centros de las dos columnas de orificios metalizados.
 - El ancho efectivo de la guía de onda b_{eff} . Es la distancia entre orificios en sus puntos más cercanos entre sí, esta distancia varía de acuerdo a la frecuencia de corte que se seleccione para la guía de onda.

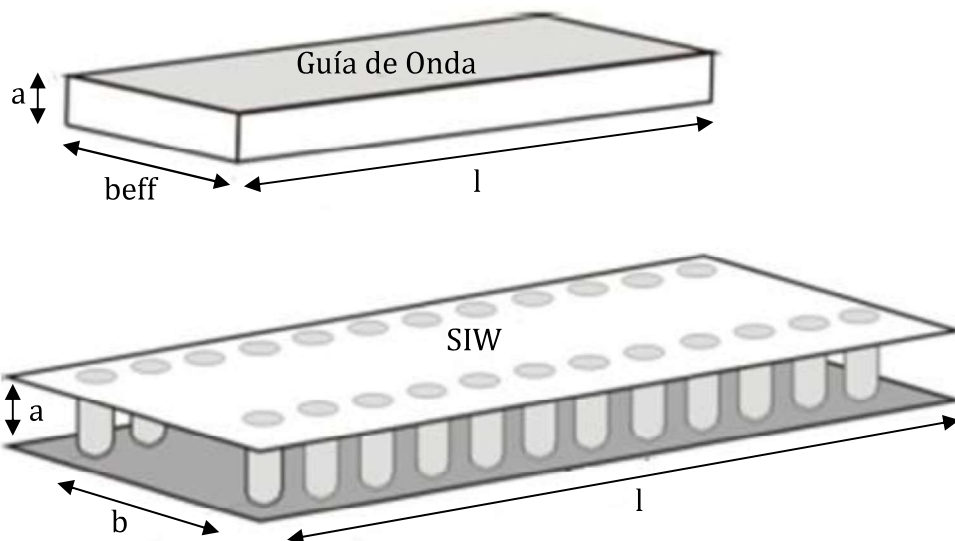


Figura 4.2. Equivalencia de un SIW con un ancho efectivo de una guía de onda rectangular. Fuente: (Hernández, 2010).

Existen dos reglas en el diseño de *SIW* para poder cumplir con la definición establecida y conservar las características propias de una guía de onda rectangular [11].

$$D < \frac{\lambda_g}{5} \quad (32)$$

$$d \leq 2D \quad (33)$$

Donde “ D ” es el diámetro de los cilindros metálicos, “ d ” es la separación entre los cilindros desde sus centros y λ_g corresponde a la longitud de onda de la señal a transmitir.

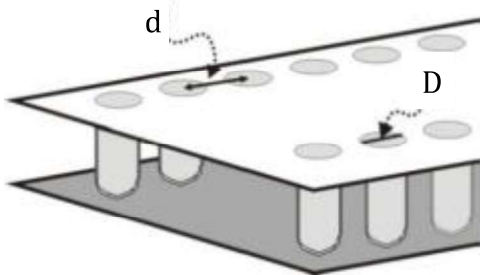


Figura 4.3. Ilustración de una SIW con los parámetros de diseño de sus postes metalizados. Fuente: (Hernández, 2010).

4.2 Resonadores de cavidad

En aplicaciones prácticas, los resonadores de cavidad a menudo se modifican haciendo pequeños cambios en su forma o introduciendo pequeñas piezas de materiales dieléctricos o metálicos. Por ejemplo, la frecuencia de resonancia de un resonador de cavidad se puede sintonizar fácilmente con un pequeño tornillo (dieléctrico o metálico) que ingresa al volumen de la cavidad, o cambiando el tamaño de la cavidad con una pared móvil, ver figura 4.4. Otra aplicación implica la determinación de la constante dieléctrica midiendo el cambio en la frecuencia de resonancia cuando se introduce una pequeña muestra dieléctrica en la cavidad [15].

En algunos casos, el efecto de tales perturbaciones en el rendimiento de la cavidad se puede calcular exactamente, pero a menudo se deben hacer aproximaciones. Una técnica útil para hacer esto es el método de perturbación, que supone que los campos reales de una cavidad con una forma pequeña o perturbación material no son muy diferentes de los de la cavidad no perturbada [24].

El Método de perturbación de cavidad (CPT) es ampliamente usado en el estudio de las propiedades electromagnéticas de los dieléctricos, semiconductores, materiales magnéticos [2],[14],[22].

Funciona adecuadamente para mediciones de materiales de medias y bajas pérdidas. Sin embargo, muestras con pérdidas extremadamente bajas comúnmente hacen que el método en cuestión sea poco útil. Si el factor de calidad de una cavidad vacía antes de la perturbación no es alto, la disipación de potencia de la cavidad vacía podría ser mucho mayor que las pérdidas debido a la introducción de la muestra. La inserción de la muestra apenas afectaría el factor de calidad de la cavidad.

Por tal motivo, el método convencional de perturbación de cavidad no podría proporcionar correctamente el valor de la parte imaginaria de la permitividad. Esta situación podría ser peor. El factor de calidad de la cavidad podría incrementarse después de la inserción de una muestra con pérdidas extremadamente bajas. Se obtendría un valor negativo de la parte imaginaria de la permitividad [24].

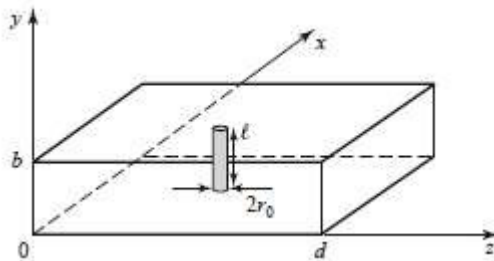


Figura 4.4. Cavidad rectangular perturbada con un poste ajuste en el centro de la pared. Fuente: (Pozar, 2010).

4.2.1 Método de perturbación de cavidad

Si se introduce una muestra en el lugar de máximo campo eléctrico en una cavidad, se cambiará la frecuencia de resonancia y el factor de calidad de la cavidad. Si se pueden satisfacer los requisitos de perturbación, la permitividad dieléctrica de la muestra se puede calcular a partir de los cambios de la frecuencia de resonancia y el factor de calidad. Este método de medición

se basa en la perturbación material causada por la muestra, pertenece a la perturbación de objetos pequeños.

Las fórmulas de CPT para la caracterización de permitividad usando cavidad SIW consideran las propiedades dieléctricas del medio que llena la cavidad [2]. La expresión fundamental para CPT para la medición de permitividad compleja usando cavidades SIW [22] es:

$$\frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_1} = - \left(\frac{\varepsilon_2 - \varepsilon_1}{2\varepsilon_1} \right) \frac{\iiint_{V_s} E_1^* \cdot E_2 dV}{\iiint_{V_c} |E_1|^2 dV} \quad (34)$$

Donde ω_1 y ω_2 son las frecuencias de resonancia complejas angulares antes y después de la introducción de la muestra, respectivamente. ε_1 es el coeficiente dieléctrico complejo del medio que se llena la cavidad. ε_2 es el coeficiente dieléctrico complejo del medio después de la perturbación y E_1 e E_2 representan los campos eléctricos en la cavidad antes y después de la introducción de la muestra.

La ecuación (34), es derivada asumiendo que la muestra es colocada en la posición donde el campo eléctrico es máximo y la perturbación dentro de la cavidad es pequeña. Como ω y ε son valores complejos, la ecuación (34) puede ser separada en parte real e imaginario, las cuales están relacionadas con el coeficiente de permitividad real y pérdidas del dieléctrico respectivamente [22]. Las expresiones finales para la técnica de perturbación de cavidad utilizando cavidades SIW son:

$$\varepsilon_s' = \frac{A\varepsilon_r' V_c}{V_s} \left(\frac{f_o - f_s}{f_s} \right) + \varepsilon_r' \quad (35)$$

$$\varepsilon_s'' = \frac{BV_c}{V_s} \left(\frac{\varepsilon_r'^2 + \varepsilon_r''^2}{\varepsilon_r'} \right) \left(\frac{Q_o - Q_s}{Q_o Q_s} \right) + \frac{\varepsilon_s' \varepsilon_r''}{\varepsilon_r'} \quad (36)$$

Donde

ε_s' = permitividad real de la muestra

ε_s'' = permitividad imaginaria de la muestra

ε_r' = permitividad real del sustrato

ε_r'' = Esta relacionado con la tangente de pérdidas del sustrato y se define

$$\text{como } \varepsilon_r'' = \varepsilon_r' * \tan\delta$$

f_0 = frecuencia de tuneleo antes de la perturbación

f_s = frecuencia de tuneleo después de la perturbación

Q_0 = factor de calidad del túnel antes de la perturbación

Q_s = factor de calidad del túnel después de la perturbación

V_s = Volumen de la muestra

V_c = Volumen del túnel

A y B están relacionadas con la configuración de la estructura, modo de operación de la estructura, forma y posición de la muestra dentro del túnel.

4.3 Epsilon cercano a cero (ENZ)

Conforme pasa el tiempo las aplicaciones requieren una densidad mayor de circuitos por unidad de área, manteniendo o reduciendo en el mejor de los casos el consumo de potencia. Por eso, la miniaturización de los dispositivos desempeña un papel crucial para varias aplicaciones. Una nueva tecnología llamada plasmónicos o el método ENZ (Epsilon Near Zero) es propuesto para reducir considerablemente las dimensiones de las cavidades SIW [26], [27], [29].

En los últimos años se han estudiado estructuras artificiales (metamateriales) con valores de permitividad y permeabilidad no disponibles en materiales naturales, y determinados de acuerdo a la ingeniería de la estructura. Por ejemplo, han llamado la atención los materiales artificiales con permitividad y permeabilidad efectivas simultáneamente negativas, debido a sus grandes avances creando una sub-longitud de onda que no depende

directamente de la frecuencia y logrando con esto la miniaturización de varios dispositivos. Sin embargo, han sido también investigados recientemente, materiales caracterizados por una permitividad efectiva cercana a cero (materiales ENZ), los cuales, tienen varias temas de interés, como el ajuste del patrón de radiación de una fuente, la energía electromagnética tuneleada a través de un canal muy angosto y diseño de estructuras metamateriales con índice cero [6],[29],[26].

En estos materiales, llamados ENZ, la propagación de energía se realiza a través de una guía de onda estrecha a una frecuencia determinada, independientemente de la forma y longitud total de la estructura. Este fenómeno se caracteriza por tener un comportamiento cuasiestático, esencialmente sin retraso de fase, al tener una permitividad cero y por consiguiente una constante de propagación cero a una frecuencia dada.

El fenómeno *ENZ* es principalmente estudiado, cuando tal canal es conectado a dos secciones de guías de onda con una altura mucho mayor a la del canal, como se muestra en la figura 4.5, con esta configuración, se genera una resonancia anómala, permitiendo un fenómeno de acoplamiento que garantiza una variación de fase muy pequeña [5].

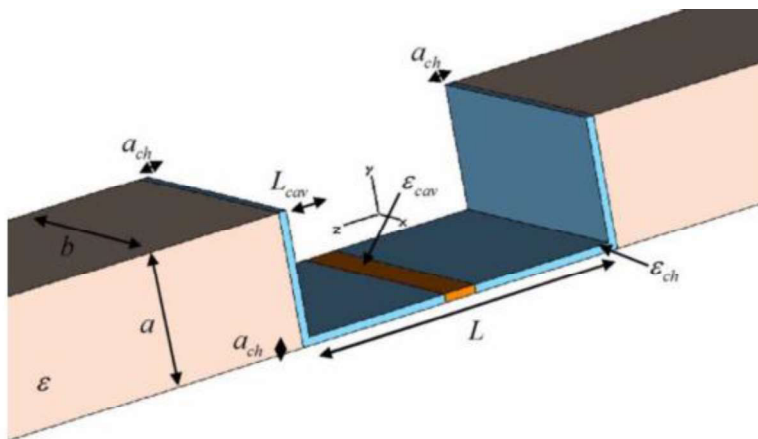


Figura 4.5. Representación esquemática de una aproximación de ENZ usando tecnología de guías de onda. Fuente: (Alú, 2008).

4.3.1 Diseño de un canal ENZ para una sola frecuencia

Haciendo uso de las propiedades de dispersión de las guías de onda electromagnéticas, se logra un comportamiento *ENZ*, donde las expresiones para las permitividad efectiva (ϵ_{eff}) y permeabilidad efectiva (μ_{eff}) de la guía de onda rectangular construida con material dieléctrico (ϵ_r) funcionando en el modo dominante son las siguientes [30].

$$\frac{\epsilon_{eff}}{\epsilon_0 \epsilon_r} = n^2 - \frac{c^2}{4\epsilon_r f^2 w_t^2}; \quad \mu_{eff} = \mu_0 \quad (37)$$

Donde n es el índice de refracción relativo del dieléctrico uniforme que forma la guía de onda, ϵ_r es la permitividad dieléctrica del material, w_t es el ancho de la guía de onda en el plano H, f es la frecuencia deseada y c es la velocidad de la luz en el vacío. Estas expresiones muestran que la permitividad efectiva (ϵ_{eff}) es aproximadamente cero justo en la frecuencia de corte, por lo tanto la constante de propagación también es cero ($\beta = 0$). Entonces, para tener las propiedades de ENZ, el canal debe operar a la frecuencia de corte. Para obtener el ancho de la guía de onda para el túnel ENZ operando en el modo TE₁₀ se emplea la ecuación 38, donde f_0 es la frecuencia del túnel, c es la velocidad de la luz y ϵ_r es la permitividad relativa.

$$w_t = \frac{c}{2f_0 \sqrt{\epsilon_r}} \quad (38)$$

En la figura 4.6 (a) se muestra una estructura diseñada usando la teoría mencionada. Para poder obtener un túnel de una sola frecuencia es necesario que exista una muy abrupta discontinuidad entre la guía de onda y el túnel, por lo tanto, la altura de la guía de onda debe ser mucho mayor que la altura del túnel ($h_m \gg h_t$) [17]. El patrón de campo eléctrico del túnel de una sola frecuencia se muestra en la figura 4.6 (b).

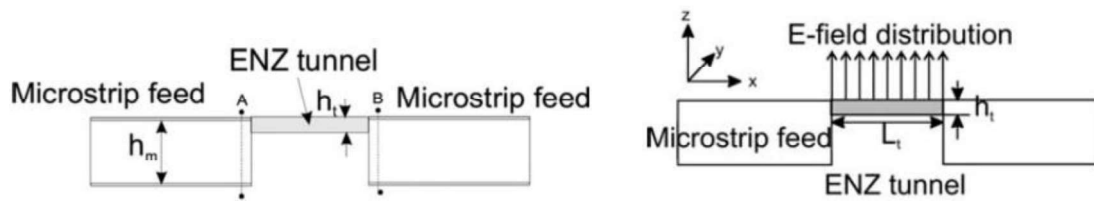


Figura. 4.6 a) Esquema de una aproximación de ENZ usando tecnología de guías de onda b) patrón de campo eléctrico de la estructura del túnel. Fuente: (Tejinder, 2010).

A lo largo del presente capítulo se han estudiado tres tecnologías utilizadas en el diseño y fabricación de estructuras de microondas: guía de onda integrada en sustrato (SIW), épsilon cercano a cero (ENZ), y técnica de perturbación de cavidad (CPT), las cuales pueden ser implementadas en un mismo circuito, acoplándolas para una aplicación determinada.

En el siguiente capítulo con el fin de cumplir con los objetivos de este proyecto, se presentan detalles del diseño y construcción de una estructura para sensor permitividad de materiales a dos bandas de frecuencia.

Capítulo 5

El capítulo 5 abarca el diseño de una cavidad para determinar permitividad dieléctrica compleja de materiales a las frecuencias f_{t1} y f_{t2} , que corresponden a 2.4GHz y 3.5GHz respectivamente. Se presenta el diseño de la estructura, simulación mediante software especializado y finalmente materiales utilizados en la construcción de la estructura.

5.1 Diseño de la estructura

En la figura 5.1, se ilustra la cavidad propuesta. La cavidad se compone por dos líneas de acoplamiento a 50Ω para los puertos de excitación (puerto 1 y puerto 2), un túnel con tecnología ENZ en guía de onda integrada en substrato (SIW), un agujero para insertar las muestras bajo prueba (MBP), dos agujeros para insertar metal líquido lo cual va a generar postes para variar el tamaño del túnel y por ende cambiar la frecuencia de tuneleo.

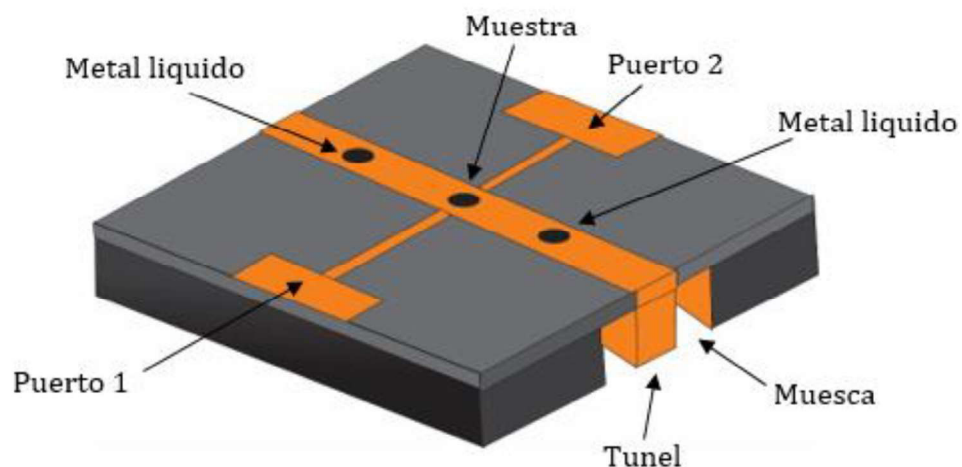


Figura 5.1. Cavidad para determinar permitividad compleja a 2.4GHz y 3.5GHz. Fuente: (Peñaloza, 2018).

Es importante mencionar que la cavidad utilizará dos muescas como paredes laterales para el túnel del SIW y dos líneas de alta impedancia.

5.2 Cavity resonante SIW

El efecto de tuneo ENZ puede ser obtenido dentro de un SIW que opera cerca de la frecuencia de corte en el modo dominante TE_{10} [6],[26],[30]. Por ello se diseña una cavidad SIW reconfigurable que opera a frecuencias las cuales denominamos, $f_{t1} = 2.4\text{GHz}$ y $f_{t2} = 3.5\text{GHz}$. La ecuación (39) se utiliza para tal fin.

$$f_{mn} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{a}\right)^2} \quad (39)$$

Donde f_{mn} es la frecuencia de operación o tuneo del primer modo o modo dominante, para el modo dominante TE_{10} la ecuación queda expresada de la siguiente manera.

$$f_{10} = \frac{c}{2b\sqrt{\epsilon_r}} \quad (40)$$

donde los parámetros y valores empleados se describen a continuación:

c es la velocidad de la luz, b es el ancho del tunel y ϵ_r es la permitividad relativa del sustrato. b es reemplazada por b_{t1} o b_{t2} acorde a la frecuencia de tuneo deseada.

Tabla N°1. *Parámetros y valores empleados para el diseño de una cavidad SIW.*

f_{t1}	2.4 GHz
f_{t2}	3.5 GHz
m	1
n	0
ϵ_r	2.2
c	$3 * 10^8$ m/s

Usando (39) y con los valores de la tabla N°1 se determinan las dimensiones del túnel. En la figura. 5.2. se ilustran $b_{t1} = 51.43$ mm para $f_{t1} = 2.4$ GHz con un sustrato de características $\epsilon_r = 2.2$ y $h_t = 3.556$ mm. El

ancho del túnel es $w = 3 \text{ mm}$. Para alimentar el túnel se usa una línea de transmisión microcinta de 50Ω con ancho $x = 10.58 \text{ mm}$.

Sin embargo, para tener el efecto de tuneleo, una larga discontinuidad puede existir entre la línea de 50Ω y el túnel. Por esta razón, una delgada línea microcinta de largo $l = 14.35 \text{ mm}$ y ancho $y = 0.2 \text{ mm}$ es utilizada. Para aumentar el efecto inductivo de la línea y evitar grandes campos de franja en el borde de la guía de ondas, se ha insertado una muesca metálica con dimensiones $w_n = 2 \text{ mm}$, $h_n = 3.175 \text{ mm}$ y $b_{t1} = 51.43 \text{ m}$.

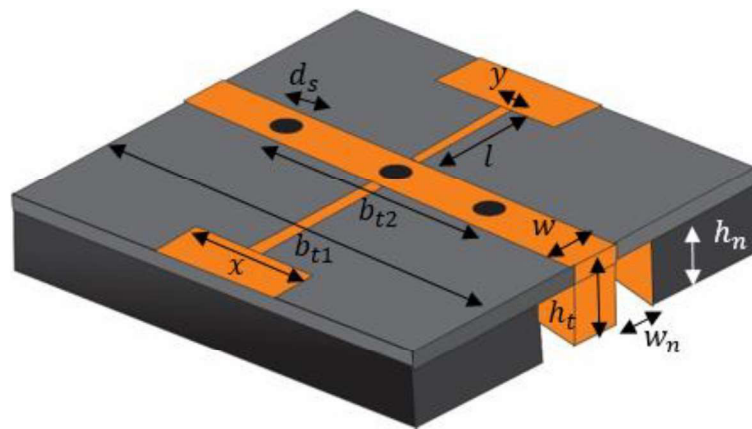


Figura 5.2. Dimensiones de cavidad diseñada para determinar permitividad compleja a 2.4GHz y 3.5GHz. Fuente: (Peñaloza, 2018).

Para obtener un túnel reconfigurable, se agregaron agujeros a una distancia $b_{t2} = 34 \text{ mm}$. Estos agujeros pueden estar rellenos o vacíos usando metal líquido para reconfigurar una segunda frecuencia de resonancia a $f_{t2} = 3.5 \text{ GHz}$. El diámetro de los postes es $d_s = 1.64 \text{ mm}$, donde se cumplen los criterios de diseño para SIW $d_s < \frac{\lambda_g}{5}$ y $d < 2d_s$. Donde λ_g es la longitud de onda de la señal transmitida y d está definida en el diseño como la distancia entre el cilindro y la pared de la muesca metálica $d = \frac{w - d_s}{2}$ esto garantiza que la señal transmitida sea confinada dentro de la guía de onda y obtener bajas pérdidas.

5.3 Simulación mediante software especializado

A continuación, en las figuras 5.3 y 5.4 se presentan graficas comparativas de las respuestas obtenidas de forma simulada y experimental para las dos bandas de trabajo de la cavidad diseñada.

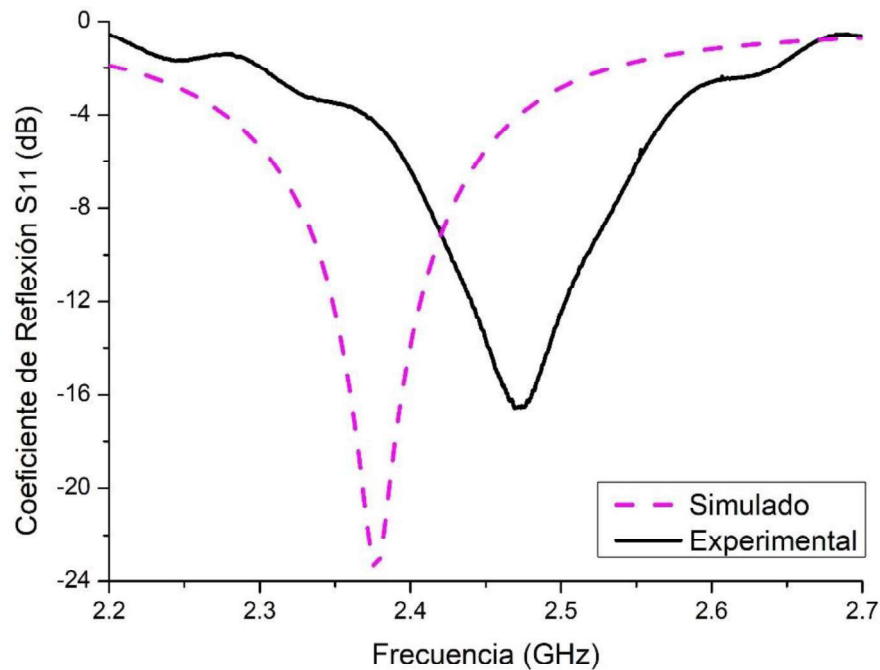


Figura 5.3. Respuesta experimental y simulada S11 para f_{t1} .

En la figura 5.3 se puede observar la respuesta simulada y experimental para f_{t1} donde se refleja una frecuencia de tuneleo 2.39 GHz y 2.47 GHz respectivamente. La diferencia existente entre ellas se atribuye a errores de manufactura, tolerancias de los materiales utilizados en la fabricación y perdidas en los conectores. Estas discrepancias se consideran razonables comparando con otros trabajos encontrados en la literatura [6].

La figura 5.4 ilustra la respuesta experimental y simulada para la segunda banda de operación, refleja una frecuencia de tuneleo de 2.55 GHz y 2.60 GHz respectivamente.

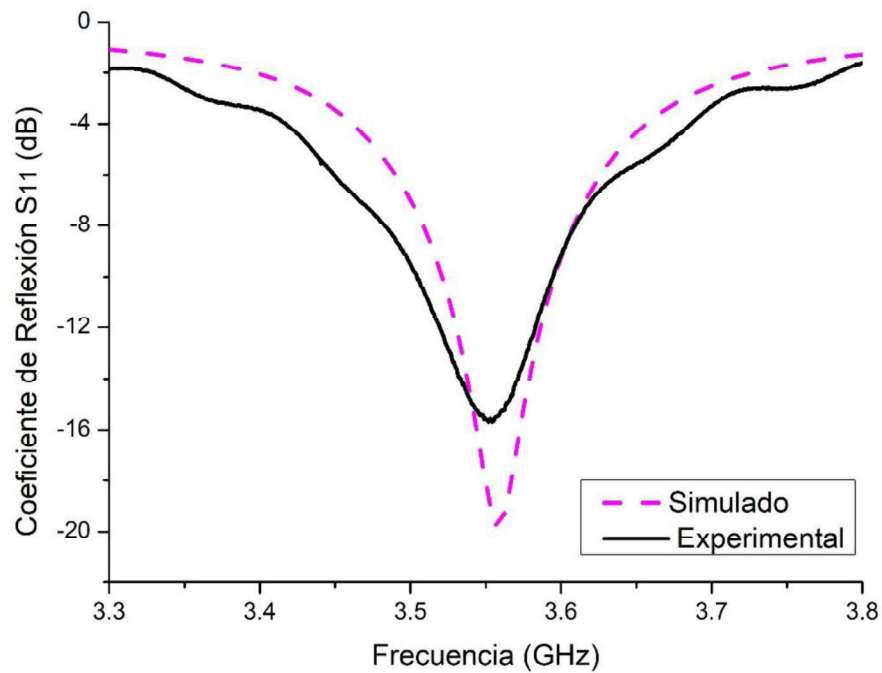


Figura 5.4. Respuesta Experimental y simulada S11 para f_{t2} .

5.4 Materiales de fotolitografía

La cavidad se fabrica usando técnicas de fotolitografía convencional sobre substrato Rogers Duroid 5880 con permitividad de 2.2 y tangente de pérdidas de 0.0009. Los puertos son conectados con conectores tipo SMA. En la figura 5.5 se puede observar fotografías de las caras superior e inferior de la cavidad fabricada.



Figura 5.5. Fotografía de cara superior e inferior de la cavidad.

En resumen, en este capítulo se ha explicado el diseño y fabricación de una cavidad utilizando las tecnologías ENZ, SIW, y CPT para determinar permitividad dieléctrica compleja de materiales. La cavidad presenta entre sus características ser reconfigurable para operar a dos bandas de frecuencia. Estas bandas de operación son denominadas f_{t1} y f_{t2} , que corresponden a 2.4GHz y 3.5GHz respectivamente. Posterior a ello se realizan pruebas de funcionamiento que son presentadas en el capítulo 6.

Capítulo 6

A lo largo de este capítulo se analizan los resultados obtenidos y se comparan con las mediciones realizadas con otros métodos y valores reportados, lo cual permite presentar las conclusiones respectivas.

A continuación, en la sección 6.1 se presentan los resultados obtenidos de la estructura para la primera banda de funcionamiento f_{t1} . Posteriormente en sección 6.2 se muestran los resultados obtenidos para la segunda banda de operación f_{t2} .

6.1 Resultados obtenidos para f_{t1}

A continuación, se presentan los resultados obtenidos para la cavidad cuando trabaja a la frecuencia f_{t1} , los cuales corresponden a una frecuencia de tuneo de 2.4GHz. El experimento se llevó a cabo con un Analizador Vectorial de Red (VNA por sus siglas en inglés) [31], con cables coaxiales, compatibles con los conectores SMA usados en el circuito.

Para ello primero se realizó la calibración mecánica del equipo con el estándar full two port, mediante la técnica SOLT utilizando sus 4 elementos short (red corto circuito), open (red circuito abierto), load (red con carga) y thru (red conectada) de esta manera los errores sistemáticos y de deriva son corregidos antes de tomar las medidas [32]. Cabe mencionar que esta técnica corrige la longitud de los cables y transiciones de estos. Posteriormente se realiza la conexión del VNA con la cavidad como lo ilustra la figura 6.1. El rango en frecuencia de las mediciones fue de 2.2 GHz a 2.7 GHz.

Para determinar el valor de permitividad compleja también se hizo necesario determinar el valor de las constantes de calibración A y B mediante las ecuaciones (34) y (35) correspondientes a la técnica de perturbación de cavidad para resonador SIW y evaluación de permitividad dieléctrica compleja, para ello se utilizaron 2 muestras conocidas, agua destilada y agave destilado.

Las muestras utilizadas para las mediciones se alojaron en el agujero central de la cavidad. Las muestras fueron agave destilado[33], agua destilada [34], cloro [35], leche de soya natural [36] y leche de soya chocolate [24]. Es importante mencionar que todas las mediciones fueron repetidas cinco veces y los datos fueron promediados.

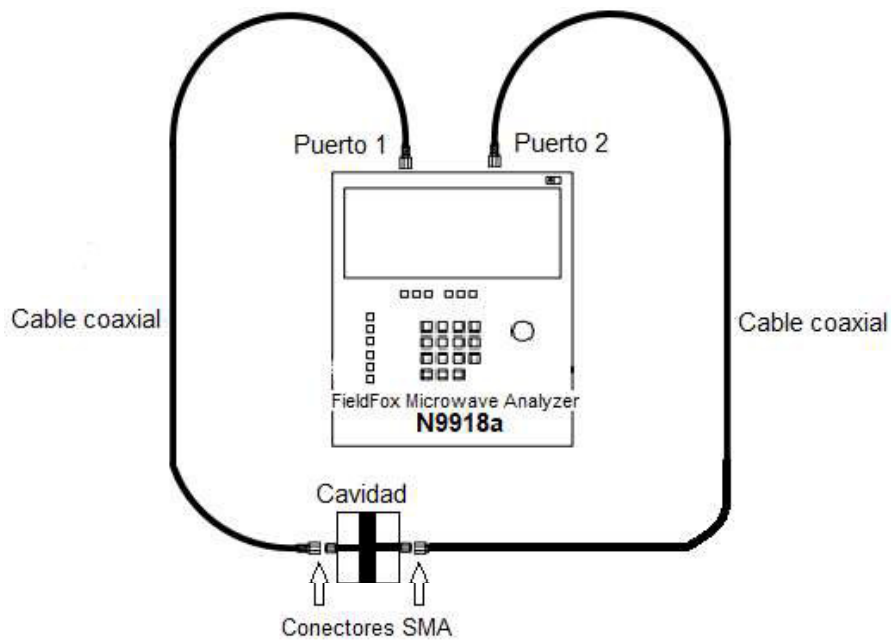


Figura 6.1. Diagrama de conexión del circuito al VNA.

La figura 6.2. es la fotografía de la cavidad SIW con tecnología ENZ diseñada y fabricada para realizar las mediciones de permitividad dieléctrica compleja.

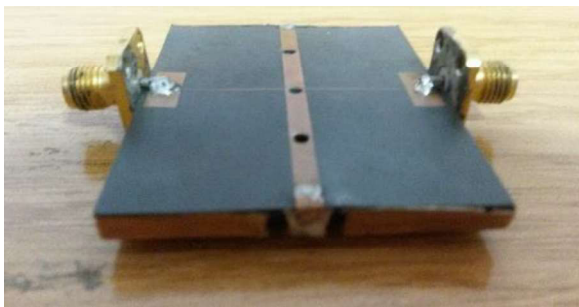


Figura 6.2. Fotografía de la cavidad implementada.

A continuación, en la tabla N°2, se muestran los valores promedios de la frecuencia de tuneo, factor de calidad Q_s para cada una de las muestras, constantes dieléctricas ϵ'_s , ϵ''_s , junto con los valores de A y B para cada una de las muestras utilizadas para calibrar la cavidad a 2.4GHz. Q_s fue obtenida a partir de la ecuación (41). A y B se determinaron con las ecuaciones (35) y (36) de perturbación de cavidad para resonador SIW.

$$Q_s = \frac{Q_L}{1 - |S_{21,fo}|} = \frac{Q_L}{1 - 10^{S_{21,fo}(dB)/20}} \quad (41)$$

Tabla N°2. *Características Dieléctricas de muestras estándar y constantes de calibración.*

Muestra	ϵ'_s	ϵ''_s	f_{t1} (GHz)	Q_s	A	B
Aire	1		2.4725	98.4690 (*)		
Agave destilado	63	17.48	2.4369	68.1066	4.0147	3.7144
Agua destilada	78	11.5	2.4338	56.3054	4.5984	2.3115

(*) Este valor es considerado el factor de calidad del túnel antes de la perturbación (Q_o).

Los valores promedio de las constantes de calibración A y B que obtenemos son $A= 4.3065$ y $B= 3.0139$.

Seguidamente en la figura 6.3 se ilustran los resultados experimentales de la cavidad cuando opera a 2.4 GHz.

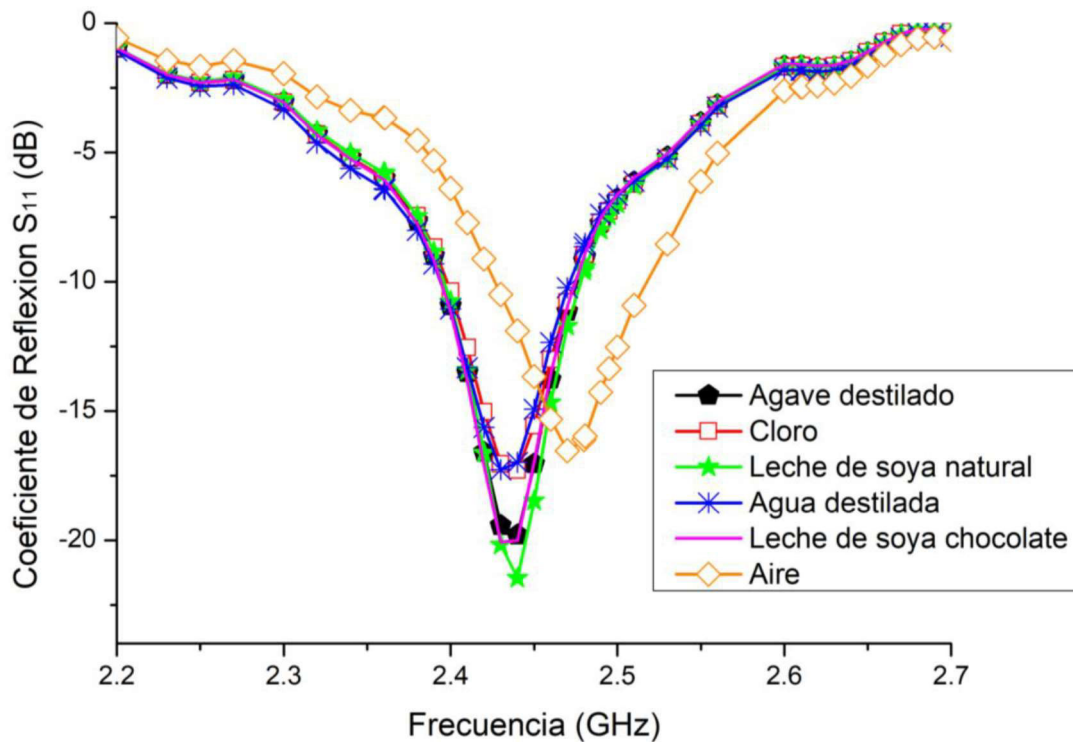


Figura 6.3. Respuesta experimental de cavidad para frecuencia de tuneleo de 2.4 GHz con varias muestras.

Posteriormente de obtener las constantes de calibración, el resto de las muestras son medidas y evaluadas para determinar la permitividad dieléctrica compleja, la cual se ve afectada por los valores de frecuencia de tuneleo antes y después de colocar la muestra o realizar la perturbación, por la permitividad del sustrato con el que se fabricó la cavidad, y por Q_s antes y después de la perturbación. En la tabla N°3. se ilustran los valores experimentales y reportados de las muestras. Los valores reportados son obtenidos de [33] y [36], a partir de estos podemos comprobar que presentan muy buena aproximación con los medidos en la cavidad. Los errores de la constante dieléctrica están entre 0.6% y 6%. Para las pérdidas del dieléctrico están entre 3% y 15%.

Tabla. N°3. Comparación entre valores medidos y reportados de constantes dieléctricas de muestras

Muestra	f_{t1} (GHz)	Reportado ϵ'_s	Medido ϵ'_s	Error %	Q_s	Reportado ϵ''_s	Medido ϵ''_s	Error %
Cloro	2.4381	60.71(*)	65.18	6.86	34.5308	69.75 (*)	60.20	15.87
soya natural	2.4388	63.46 [36]	63.89	0.67	70.1338	13.49 [36]	12.87	4.79
soya chocolate	2.4350	67.38 [36]	70.95	5.03	67.3153	15.28 [36]	14.74	3.63

(*) Medición realizada en laboratorio utilizando una sonda coaxial de alta frecuencia estándar.

6.2 Resultados obtenidos para f_{t2}

A continuación, se presentan los resultados obtenidos para la cavidad cuando opera a f_{t2} , que corresponden a una frecuencia de tuneo de 3.5 GHz. Para ello se bombea metal líquido (Galistan) en los orificios reconfigurables; tal como lo ilustra la figura. 6.4. Posteriormente se llevó a cabo las mediciones con el VNA. El rango en frecuencia de las mediciones fue de 3.3 GHz a 3.8 GHz. Las muestras (agave destilado, agua destilada, cloro, leche de soya natural, y leche de soya de chocolate) fueron alojadas en el agujero central de la cavidad, para realizar las mediciones de los parámetros de dispersión. A partir de los parámetros S_{11} y S_{12} se logró obtener la información necesaria para determinar la permitividad dieléctrica de las muestras.

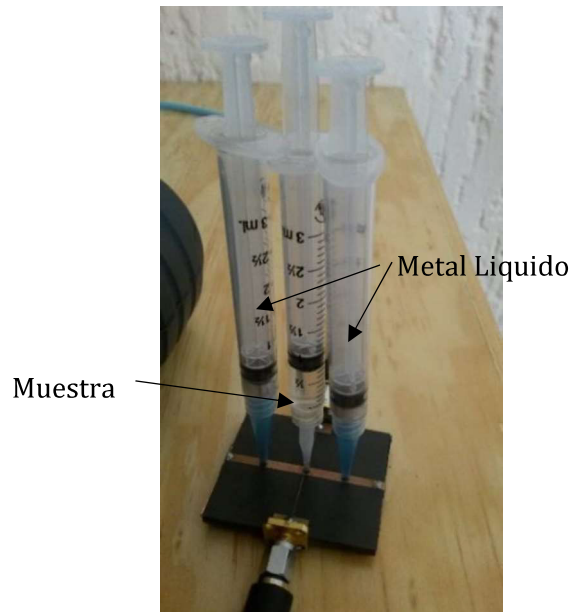


Figura 6.4. Fotografía de la cavidad implementada para f_{t2} .

Los resultados experimentales de la cavidad cuando opera a 3.5 GHz para obtener las constantes de calibración fueron realizados con las muestras estándar (agave destilado, y agua destilada). En la tabla N°4 se pueden encontrar las características dieléctricas de las muestras estándar y las constantes de calibración determinadas.

Tabla N°4. Características Dieléctricas de muestras estándar y constantes de calibración.

Muestra	ϵ'_s	ϵ''_s	f_{t2} (GHz)	Q_s	A	B
Aire	1		3.553	65.4425(*)		
Agave destilado	58.9844	23.9034	3.462	43.2079	3.1842	5.1732
Agua destilada	77	11.5	3.456	53.9496	3.8757	4.4684

(*) Este valor es considerado el factor de calidad del túnel antes de la perturbación (Q_0)

En la figura 6.5. Se ilustra el parámetro de dispersión S_{11} obtenido para cada una de las muestras, posterior a ello se determinaron los valores de permitividad dieléctrica compleja con las ecuaciones (35) y (36) de perturbación de cavidad para resonador SIW.

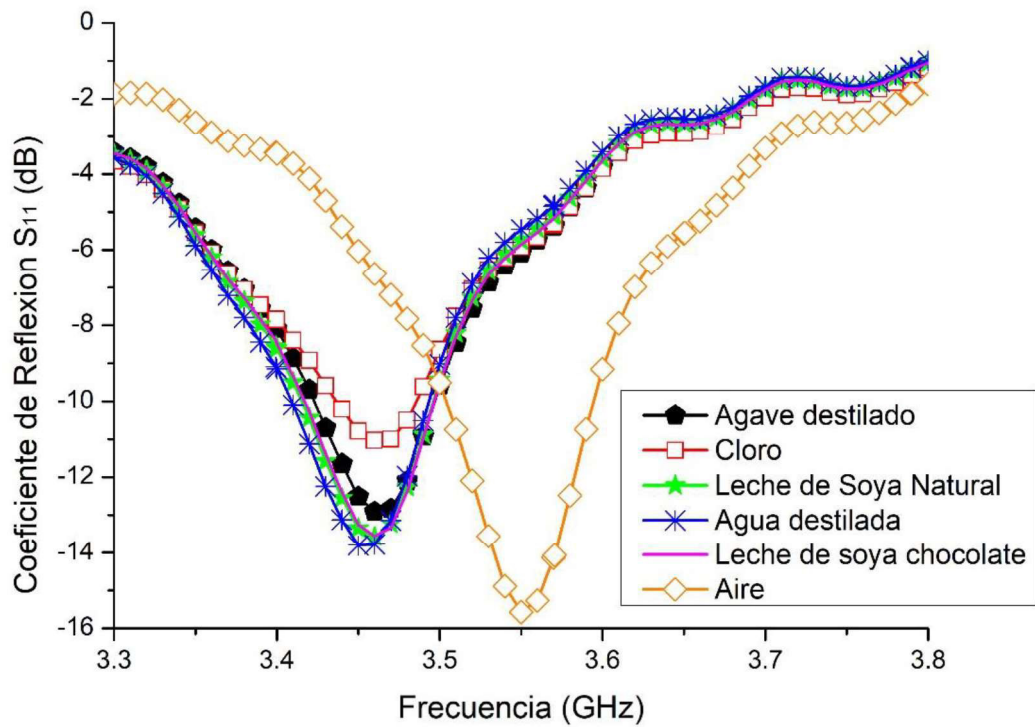


Figura 6.5. Respuesta experimental de cavidad para frecuencia de tuneleo de 3.5 GHz con varias muestras.

En la tabla N°5. Se compara los valores medidos y reportados de las muestras. En esta se evidencia una buena aproximación entre los datos obtenidos y reportados. Los errores en los valores medidos de la constante dieléctrica están entre 3% y 6%, la perdida dieléctrica está dentro de 1.1% y 1.5% respectivamente.

Tabla N°5. Comparación entre valores medidos y reportados de constantes dieléctricas de muestras

Muestra	f_{t2} (GHz)	Reportado ϵ'_s	Medido ϵ'_s	Error %	Q_s	Reportado ϵ''_s	Medido ϵ''_s	Error %
Cloro	3.464	59.82 (*)	63.76	6.17	31.4323	54.76 (*)	54.1597	1.11
soya natural	3.461	63 [36]	65.89	4.38	51.0195	14 [36]	14.1948	1.37
soya chocolate	3.463	67 [36]	64.47	3.92	49.8087	16 [36]	15.7527	1.56

(*) Medición realizada en laboratorio utilizando una sonda coaxial de alta frecuencia estándar.

Los valores reportados son obtenidos de [36], a partir de estos podemos comprobar que presentan muy buena aproximación con los medidos en la cavidad.

Capítulo 7

7.1 Conclusiones

Se ha diseñado una cavidad con túnel reconfigurable y alto Q para la evaluación de permitividad dieléctrica compleja de materiales. Las mediciones fueron realizadas con varias muestras para dos frecuencias de operación 2.4 GHz y 3.5 GHz. Para esto, como se vio en los capítulos 3 y 4, se han estudiado principalmente tres tecnologías: épsilon cercano a cero (ENZ), sustrato integrado de guía de onda (SIW), y método de perturbación de cavidad (CPT).

Se midió de manera exitosa la permitividad dieléctrica compleja de varios productos donde los resultados reflejan una buena aproximación.

Los resultados mostraron para la frecuencia de operación f_{t1} , errores en la constante dieléctrica entre 0.6% y 6%, y en las pérdidas del dieléctrico entre 3% y 15%. Para la frecuencia de operación f_{t2} , los errores en los valores medidos de la constante dieléctrica están entre 3% y 6%, y para la pérdida dieléctrica está dentro de 1.1% y 1.5% respectivamente.

Con base a las características de la tecnología ENZ y sus aplicaciones, se construyó el primer túnel con alta Q, reconfigurable lo cual permite realizar mediciones multibanda con un solo dispositivo.

7.2 Trabajo futuro

Se pueden realizar las siguientes propuestas:

- Obtener información de la calidad de productos de consumo humano por medio de su caracterización con estructuras de microondas.
- Extender el rango de reconfiguración a más frecuencias, intentando abarcar un espectro más amplio.
- Mejorar los métodos de manufactura con el fin de disminuir los errores de tolerancia generados en la fabricación del dispositivo.
- Realizar un sistema de actuadores con microbombas para dosificar el metal líquido en los orificios.
- Generar un sistema para realizar el lavado del portamuestras de forma automática.
- Disminuir los errores utilizando un portamuestras de baja pérdida y caracterizando el pegamento utilizado en la unión de los sustratos.
- Ampliar el estudio para la concentración de bacterias en medios.
- Realizar una propuesta para medir niveles de contaminación en agua.

Apéndice A

Publicaciones

Rosario Peñaloza Delgado, Tejinder Kaur, Roberto Reyes, José Luis Olvera Cervantes and Alonso Corona Chavez, "**A reconfigurable Epsilon Near Zero dielectric sensor with high Q**". Journal of Microwave Power and Electromagnetic Energy, Taylor and Francis. ISSN: 0010-3131. In preparation.

Apéndice B

Hoja Técnica del sustrato

RT/duroid® 5870 /5880

High Frequency Laminates



RT/duroid® 5870 and 5880 glass microfiber reinforced PTFE composites are designed for exacting stripline and microstrip circuit applications.

The randomly oriented microfibers result in exceptional dielectric constant uniformity.

The dielectric constant of RT/duroid 5870 and 5880 laminates is uniform from panel to panel and is constant over a wide frequency range.

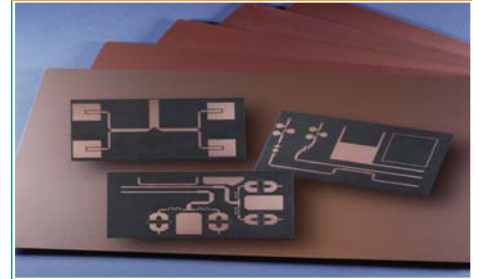
Its low dissipation factor extends the usefulness of RT/duroid 5870 and 5880 laminates to Ku-band and above.

RT/duroid 5870 and 5880 laminates are easily cut, sheared and machined to shape. They are resistant to all solvents and reagents, hot or cold, normally used in etching printed circuits or in plating edges and holes.

Normally supplied as a laminate with electrodeposited copper of $\frac{1}{2}$ to 2 ounces/ft.² (8 to 70 μ m) or reverse treated EDC on both sides, RT/duroid 5870 and 5880 composites can also be clad with rolled copper foil for more critical electrical applications. Cladding with aluminum, copper or brass plate may also be specified.

When ordering RT/duroid 5870 and 5880 laminates, it is important to specify dielectric thickness, tolerance, rolled, electrodeposited or reverse treated copper foil, and weight of copper foil required.

Data Sheet



Features:

- Lowest electrical loss for reinforced PTFE material
- Low moisture absorption
- Isotropic
- Uniform electrical properties over frequency
- Excellent chemical resistance

Some Typical Applications:

- Commercial Airline Broadband Antennas
- Microstrip and Stripline Circuits
- Millimeter Wave Applications
- Military Radar Systems
- Missile Guidance Systems
- Point to Point Digital Radio Antennas

PROPERTY	TYPICAL VALUES				DIRECTION	UNITS ^[3]	CONDITION	TEST METHOD
	RT/duroid 5870		RT/duroid 5880					
^[1] Dielectric Constant, ϵ_r Process	2.33 2.33 ± 0.02 spec.		2.20 2.20 ± 0.02 spec.		Z Z	N/A	C24/23/50 C24/23/50	1 MHz IPC-TM-650 2.5.5.3 10 GHz IPC-TM 2.5.5.5
^[1] Dielectric Constant, ϵ_r Design	2.33		2.20		Z	N/A	8 GHz - 40 GHz	Differential Phase Length Method
Dissipation Factor, tan δ	0.0005 0.0012		0.0004 0.0009		Z Z	N/A	C24/23/50 C24/23/50	1 MHz IPC-TM-650, 2.5.5.3 10 GHz IPC-TM-2.5.5.5
Thermal Coefficient of ϵ_r	-115		-125		Z	ppm/°C	-50 - 150°C	IPC-TM-650, 2.5.5.5
Volume Resistivity	2 X 10 ⁷		2 X 10 ⁷		Z	Mohm cm	C96/35/90	ASTM D257
Surface Resistivity	2 X 10 ⁷		3 X 10 ⁷		Z	Mohm	C/96/35/90	ASTM D257
Specific Heat	0.96 (0.23)		0.96 (0.23)		N/A	J/g/K (cal/g/C)	N/A	Calculated
Tensile Modulus	Test at 23 °C	Test at 100 °C	Test at 23 °C	Test at 100 °C	N/A	MPa (kpsi)	A	ASTM D638
	1300 (189)	490 (71)	1070 (156)	450 (65)	X			
	1280 (185)	430 (63)	860 (125)	380 (55)	Y			
ultimate stress	50 (7.3)	34 (4.8)	29 (4.2)	20 (2.9)	X			
	42 (6.1)	34 (4.8)	27 (3.9)	18 (2.6)	Y			
ultimate strain	9.8	8.7	6.0	7.2	X	%		
	9.8	8.6	4.9	5.8	Y			
Compressive Modulus	1210 (176)	680 (99)	710 (103)	500 (73)	X	MPa (kpsi)	A	ASTM D695
	1360 (198)	860 (125)	710 (103)	500 (73)	Y			
	803 (120)	520 (76)	940 (136)	670 (97)	Z			
ultimate stress	30 (4.4)	23 (3.4)	27 (3.9)	22 (3.2)	X			
	37 (5.3)	25 (3.7)	29 (5.3)	21 (3.1)	Y			
	54 (7.8)	37 (5.3)	52 (7.5)	43 (6.3)	Z			
ultimate strain	4.0	4.3	8.5	8.4	X	%		
	3.3	3.3	7.7	7.8	Y			
	8.7	8.5	12.5	17.6	Z			
Moisture Absorption	0.02		0.02		N/A	%	.062" (1.6mm) D48/50	ASTM D570
Thermal Conductivity	0.22		0.20		Z	W/m/K	80°C	ASTM C518
Coefficient of Thermal Expansion	22 28 173		31 48 237		X Y Z	ppm/°C	0-100°C	IPC-TM-650, 2.4.41
Td	500		500		N/A	°C TGA	N/A	ASTM D3850
Density	2.2		2.2		N/A	gm/cm ³	N/A	ASTM D792
Copper Peel	27.2 (4.8)		31.2 (5.5)		N/A	pli (N/ mm)	1 oz (35mm) EDC foil after solder float	IPC-TM-650 2.4.8
Flammability	V-0		V-0		N/A	N/A	N/A	UL94
Lead-Free Process Compatible	Yes		Yes		N/A	N/A	N/A	N/A

[1] Specification values are measured per IPC-TM-650, method 2.5.5.5 @ ~10GHz, 23°C. Testing based on 1 oz. electrodeposited copper foil. ϵ_r values and tolerance reported by IPC-TM-650 method 2.5.5.5 are the basis for quality acceptance, but for some products these values may be incorrect for design purposes, especially microstrip designs. We recommend that prototype boards for new designs be verified for desired electrical performance.

[2] Typical values should not be used for specification limits, except where noted.

[3] SI unit given first with other frequently used units in parentheses.

[4] The design Dk is an average number from several different tested lots of material and on the most common thickness/s. If more detailed information is required, please contact Rogers Corporation. Refer to Rogers' technical paper "Dielectric Properties of High Frequency Materials" available at <http://www.rogerscorp.com>.

Standard Thickness		Standard Panel Size	Standard Copper Cladding	Non-Standard Copper Cladding
0.005" (0.127mm)	0.031" (0.787mm)	18" X 12" (457 X 305mm)	½ oz. (18µm) and 1 oz. (35µm) electrodeposited and rolled copper foil	¼ oz. (9 µm) electrodeposited copper foil ½ oz. (18µm), 1 oz. (35µm) and 2 oz. (70µm) reverse treat copper foil 2 oz. (70µm) electrodeposited and rolled copper foil
0.010" (0.254mm)	0.062" (1.575mm)	18" X 24" (457 X 610mm)		
0.015" (0.381mm)	0.125" (3.175mm)	Non-standard sizes are available up to 18" X 48" (457 X 1219 mm)	Thick metal claddings may be available based on dielectric and plate thickness. Contact customer service for more information on available non-standard and custom thicknesses, claddings and panel sizes	
0.020" (0.508mm)				
Non-standard thicknesses are available				

The information in this data sheet is intended to assist you in designing with Rogers' circuit materials. It is not intended to and does not create any warranties express or implied, including any warranty of merchantability or fitness for a particular purpose or that the results shown on this data sheet will be achieved by a user for a particular purpose. The user should determine the suitability of Rogers' circuit materials for each application.

These commodities, technology and software are exported from the United States in accordance with the Export Administration regulations. Diversion contrary to U.S. law prohibited. RT/duroid, Helping power, protect, connect our world and the Rogers' logo are trademarks of Rogers Corporation or one of its subsidiaries.

Apéndice C

Hoja Técnica de conectores



SMA Female Connector Solder Attachment Surface Mount PCB

RF Connectors Technical Data Sheet

PE4910

Configuration

- SMA Female Connector
- MIL-STD-348A
- 50 Ohms
- Straight Body Geometry
- Surface Mount Interface Type
- Solder Attachment

Features

- Max. Operating Frequency 12.4 GHz
- Excellent VSWR of 1.23:1
- Gold Plated Beryllium Copper Contact
- 50 µin minimum contact plating

Applications

- General Purpose Test
- PCB Applications

Description

Pasternack's PE4910 SMA female connector with solder attachment for surface mount PCB is part of our full line of RF components available for same-day shipping. Our SMA female connector operates up to a maximum frequency of 12.4 GHz and offers excellent VSWR of 1.23:1.

Our SMA female connector PE4910 datasheet specifications and drawing with dimensions are shown below in this PDF. Pasternack's broad catalog of RF, microwave and millimeter wave connectors allows designers to configure and customize their signal connections however they like. Whether the need is to provide an I/O for a board design, or simply create a custom cable assembly configuration, Pasternack has the right connector for the job. Pasternack can also expertly build your custom cable assemblies for you and ship same-day.

Electrical Specifications

Description	Minimum	Typical	Maximum	Units
Frequency Range	DC		12.4	GHz
VSWR			1.23:1	
Operating Voltage (AC)			500	Vrms

Mechanical Specifications

Size	
Length	0.346 in [8.79 mm]
Width/Dia.	0.25 in [6.35 mm]
Weight	0.008 lbs [3.63 g]

Click the following link (or enter part number in "SEARCH" on website) to obtain additional part information including price, inventory and certifications: [SMA Female Connector Solder Attachment Surface Mount PCB PE4910](#)



SMA Female Connector Solder Attachment Surface Mount PCB

RF Connectors Technical Data Sheet

PE4910

Material Specifications

Description	Material	Plating
Contact	Beryllium Copper	Gold 50 µin minimum
Insulation	PTFE	
Body	Brass	Gold 30 µin minimum

Environmental Specifications

Temperature

Operating Range -65 to +165 deg C

Compliance Certifications (see [product page](#) for current document)

Plotted and Other Data

Notes:

SMA Female Connector Solder Attachment Surface Mount PCB from Pasternack Enterprises has same day shipment for domestic and International orders. Our RF, microwave and millimeter wave products maintain a 99% availability and are part of the broadest selection in the industry.

Click the following link (or enter part number in "SEARCH" on website) to obtain additional part information including price, inventory and certifications: [SMA Female Connector Solder Attachment Surface Mount PCB PE4910](#)

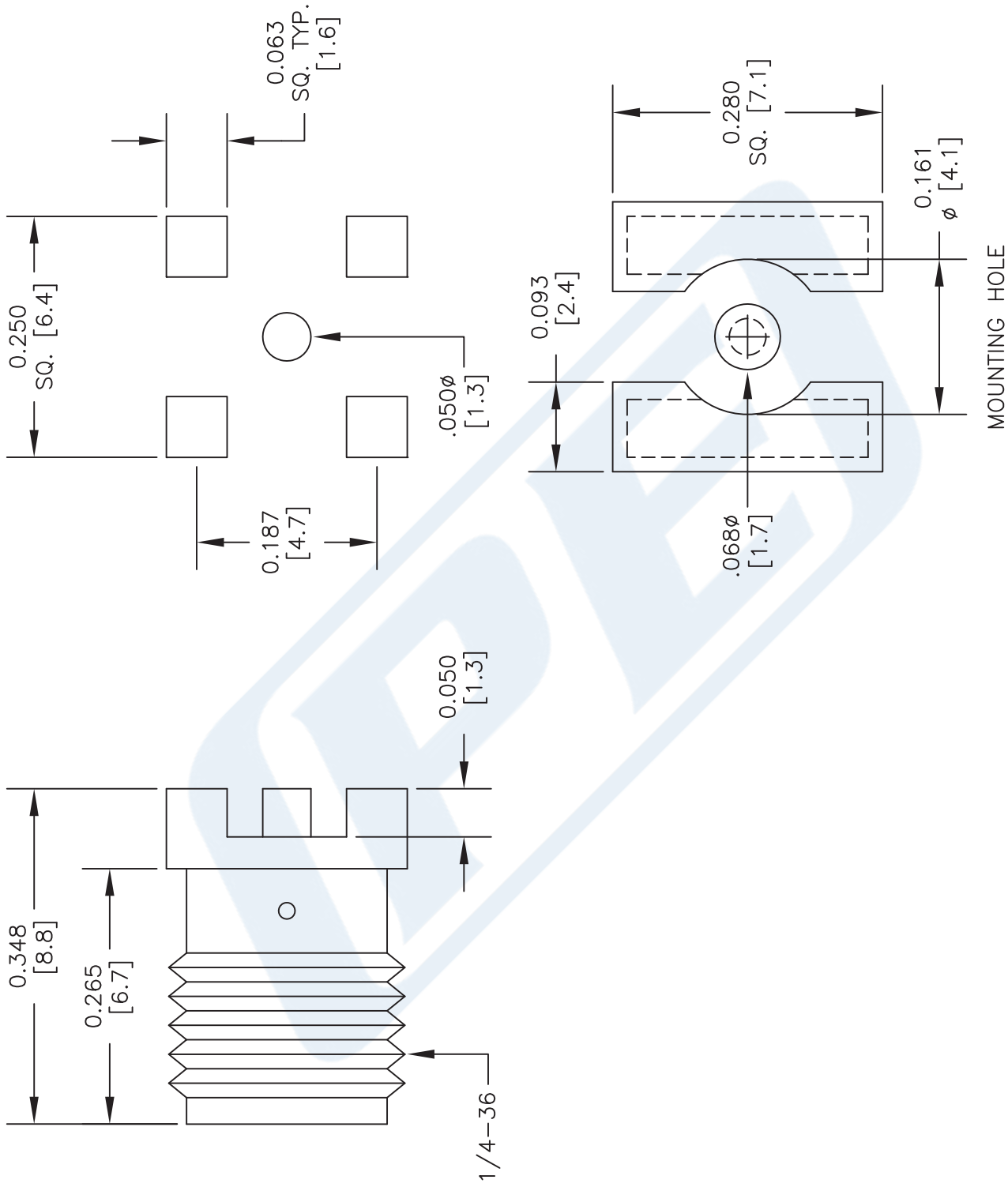
URL: <https://www.pasternack.com/sma-female-standard-surface-mount-pcb-connector-pe4910-p.aspx>

The information contained in this document is accurate to the best of our knowledge and representative of the part described herein. It may be necessary to make modifications to the part and/or the documentation of the part, in order to implement improvements. Pasternack reserves the right to make such changes as required. Unless otherwise stated, all specifications are nominal. Pasternack does not make any representation or warranty regarding the suitability of the part described herein for any particular purpose, and Pasternack does not assume any liability arising out of the use of any part or documentation.



PE4910 CAD Drawing

SMA Female Connector Solder Attachment Surface Mount PCB



DWG TITLE

PE4910

- NOTES:
1. UNLESS OTHERWISE SPECIFIED ALL DIMENSIONS ARE NOMINAL.
 2. ALL SPECIFICATIONS ARE SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE AT ANY TIME.
 3. DIMENSIONS ARE IN INCHES [mm].
 4. FITS MIL-C-17 AND EQUIVALENT CABLES.

FSCM NO. 53919

CAD FILE 020508

SCALE N/A

SIZE A

2233



Pasternack Enterprises, Inc.
 P.O. Box 16759 | Irvine | CA | 92623
 Phone: (949) 261-1920 | Fax: (949) 261-7451
 Website: www.pasternack.com | E-Mail: sales@pasternack.com

Referencias Bibliográficas

- [1] H. Morales Lobato, M. Medina, Z. O. Rodríguez Moré, and R. A. Chávez Pérez, "Estudio de la permitividad dieléctrica compleja en ron y sus mezclas con metanol, etanol y agua a frecuencia de microondas usando prueba coaxial," in *18 Convención Científica de ingeniería y arquitectura palacio de convenciones de la Habana*, 2016, pp. 1–11.
- [2] V. K. V. L. F. Chen, C. K. Ong, C. P. Neo, V. V. Varadan, *Microwave Electronics, Measurement and Materials Characterization*. New York, NY, USA: Wiley, 2004.
- [3] T. W. Dakin and C. N. Works, "Microwave dielectric measurements," *J. Appl. Phys.*, vol. 18, no. 9, pp. 789–796, 1947.
- [4] E. Nyfors, "Industrial Microwave Sensors---A Review," *Subsurf. Sens. Technol. Appl.*, vol. 1, no. 1, pp. 23–43, 2000.
- [5] A. Alù and N. Engheta, "Dielectric sensing in -near-zero narrow waveguide channels," *Phys. Rev. B - Condens. Matter Mater. Phys.*, vol. 78, no. 4, pp. 1–5, 2008.
- [6] H. Lobato-morales, D. V. B. Murthy, A. Corona-chávez, J. L. Olvera-cervantes, J. Martínez-brito, and L. G. Guerrero-ojeda, "Permittivity Measurements at Microwave Frequencies Using Epsilon-Near-Zero (ENZ) Tunnel Structure," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 59, no. 7, pp. 1863–1868, 2011.
- [7] H. Lobato-Morales, A. Corona-Chavez, and J. L. Olvera-Cervantes, "Planar sensors for RFID wireless complex-dielectric-permittivity sensing of liquids," *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, pp. 2–4, 2013.
- [8] D. Navarro, F. Carrera, and M. Baquero, "Guías de Onda Integradas en Substrato para Aplicaciones en las Bandas de Microondas y Ondas Milimétricas," *ResearchGate*, no. 267297095, 2014.
- [9] X. Wang and W. Geyi, "Design of a Wideband System for Measuring Dielectric Properties," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 66, no. 1, pp. 69–76, 2017.
- [10] A. Guillet, A. Vena, E. Perret, and S. Tedjini, "Design of a chipless RFID sensor for water level detection," *2012 15th Int. Symp. Antenna Technol. Appl. Electromagn. ANTEM 2012*, pp. 1–4, 2012.
- [11] H. Lobato-Morales, A. Corona-Chávez, D. V. B. Murthy, and J. L. Olvera-Cervantes, "Complex permittivity measurements using cavity

- perturbation technique with substrate integrated waveguide cavities,” *Am. Inst. Phys.*, vol. 81, no. 6, 2010.
- [12] K. Saeed, R. D. Pollard, and I. C. Hunter, “Substrate integrated waveguide cavity resonators for complex permittivity characterization of materials,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 56, no. 10, pp. 2340–2347, 2008.
- [13] K. Sarabandi and E. S. Li, “Microstrip ring resonator for soil moisture measurements,” *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.*, vol. 35, no. 5, pp. 1223–1231, 1997.
- [14] T. Kobayashi and Y. Nikawa, “Dynamic measurement of temperature dependent permittivity of liquid material using microwaves,” in *2010 Asia-Pacific Microwave Conference*, 2010, pp. 1368–1371.
- [15] D. M. Pozar, *Microwave engineering*, 4th ed. United States of America, 2012.
- [16] H. Lobato-Morales, A. Corona-Chavez, J. L. Olvera-Cervantes, R. A. Chavez-Perez, and J. L. Medina-Monroy, “Wireless sensing of complex dielectric permittivity of liquids based on the RFID,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 62, no. 9, pp. 2160–2167, 2014.
- [17] K. Tejinder Kaur, A. Corona-Chavez, and D. V. B. Murthy, “A half mode substrate integrated epsilon nearzero resonator and notch filter,” *Wiley Period. Inc. Microw. Opt Technol Lett*, vol. 52, pp. 1707–1709, 2010.
- [18] E. S. Hernandez-Gomez, J. L. Olvera-Cervantes, A. Corona-Chavez, and M. E. Sosa-Morales, “Development of a low cost dielectric permittivity sensor for organic and inorganic materials in the microwave frequency range,” *2014 IEEE 9th Iberoam. Congr. Sensors*, pp. 1–4, 2014.
- [19] H. Lobato-Morales, A. Corona-Chavez, D. V. B. Murthy, J. Martinez-Brito, and L. G. Guerrero-Ojeda, “Experimental dielectric sensing of materials using Epsilon-Near-Zero tunnel in SIW technology,” *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, no. 4, pp. 1644–1647, 2010.
- [20] A. Corona-Chavez and T. Itoh, “Bandwidth enhancement of Substrate Integrated Waveguide tunnels by longitudinal resonances,” *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, pp. 872–875, 2010.
- [21] K. Saeed, M. Shafique, M. Byrne, and I. C. Hunter, “Planar Microwave Sensors for Complex Permittivity Characterization of Materials and Their Applications,” *InTech*, pp. 320–350, 2012.
- [22] H. Lobato-Morales, A. Corona-Chávez, D. V. B. Murthy, and J. L. Olvera-

- Cervantes, "Complex permittivity measurements using cavity perturbation technique with substrate integrated waveguide cavities," *Rev. Sci. Instrum.*, vol. 81, no. 6, 2010.
- [23] S. O. Nelson, "Dielectric Properties Measurement Techniques and Applications," *Trans. Am. Soc. Agric. Eng.*, vol. 42, no. 2, pp. 523–529, 1999.
- [24] E. S. Hernández Gómez, "Desarrollo de un sensor de permitividad dieléctrica de bajo costo a la frecuencia de 2.45 GHz," *Instituto Nacional de Astrofísica Óptica y Electrónica*. 2014.
- [25] R. Neri Vela, "Lineas de Transmision." México, D.F., p. 479, 2004.
- [26] A. K. Jha and M. J. Akhtar, "Elevated and tapered microstrip coupled ENZ SIW sensor for microwave testing of radome and building materials in 3G and ISM bands," in *2016 URSI Asia-Pacific Radio Science Conference, URSI AP-RASC 2016*, 2016, pp. 1761–1764.
- [27] S. Preradovic, I. Balbin, N. C. Karmakar, and G. F. Swiegers, "Multiresonator-Based Chipless RFID System for Low-Cost Item Tracking," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, no. 5, pp. 1411–1419, 2009.
- [28] R. H. Gonzalez, D. V. B. Murthy, and A. Corona-Chavez, "Ultra wide band filter with Notch at WiMax using Epsilon Near Zero (ENZ) methodology," *APMC 2009 - Asia Pacific Microw. Conf. 2009*, vol. 5880, pp. 693–696, 2009.
- [29] M. del R. Hernández González, "Filtros Ultra Band con Bandas de Rechazo Usando tecnologías ENZ y CSRR," *Inst. Nac. Astrofísica Óptica y Electrónica*, 2010.
- [30] M. Radovanovic and B. Jokanovic, "Dual-Band Filter Inspired by ENZ Waveguide," *IEEE Microw. Wirel. COMPONENTS Lett.*, vol. 27, no. 6, pp. 554–556, 2017.
- [31] U. E. Enz *et al.*, "Permittivity Measurements at Microwave Frequencies," *Structure*, vol. 59, no. 7, pp. 1863–1868, 2011.
- [32] Keysight Technologies, "FieldFox Microwave Analyzer N9918a." .
- [33] J. L. Cano, M. L. De Fuente, E. Artal, B. Aja, and J. P. Pascual, "Procedimiento de Calibración para la Medida de Dispositivos a Temperaturas Criogénicas : Aplicación al Diseño de Amplificadores de Microondas," no. 1, pp. 1–4.
- [34] T. K. Kataria, M. E. Sosa-morales, J. L. Olvera-cervantes, and A.

Corona-chavez, "Dielectric properties of tequila in the microwave frequency range (0 . 5 – 20 GHz) using coaxial probe," *Int. J. Food Prop.*, vol. 0, no. 0, pp. 1–8, 2017.

- [35] Z. A. M.A. Jusoh, B. Z. A. J.Hassan, and A. A.F, "A Simple Procedure to Determine Complex Permittivity of Moist Materials Using Standard Commercial Coaxial Sensor," *ResearchGate*, vol. 11, pp. 19–22, 2011.
- [36] Mexichem, "Hoja de datos de seguridad para materiales peligrosos: CL2," pp. 1–3, 2010.
- [37] M. E. Sosa-morales, A. Corona-chávez, J. L. Olvera-cervantes, and R. Rojas-laguna, "Dielectric characterization of soy milk formulations from 0 . 5 to 20 GHz at temperatures," *J. Food Sci. Technol.*, 2017.