



INAOE

Diseño de líneas microcinta para su aplicación en la medición de permitividad de tejidos de fibra de vidrio

Por

Eduardo Moctezuma Pascual

Tesis sometida como requisito parcial para obtener el grado de:

Maestro en Ciencias en la especialidad de Electrónica

En el

Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica

Agosto de 2018
Tonantzintla, Puebla

Supervisada por

Dr. Reydezel Torres Torres

©INAOE 2018

Derechos Reservados

El autor otorga al INAOE el permiso de reproducir y distribuir copias de esta tesis en su totalidad o en partes mencionando la fuente.



RESUMEN

En los laminados de tecnología PCB, las características de los materiales con que son contruidos son determinantes para determinar las propiedades eléctricas que percibirán los circuitos que se diseñen sobre estos. Se ha encontrado algunos factores de mayor influencia en el cambio de las propiedades eléctricas de los dieléctricos, es ocasionado por la falta de homogeneidad y que en altas frecuencias las longitudes de onda se hacen comparables con las dimensiones de los tejidos de fibra de vidrio. Dependiendo de los materiales, se encuentran efectos no deseados como resonancias, diafonía y pérdidas que se ven mayormente acentuadas cuando se opera en frecuencias en el rango de las microondas. La permitividad relativa es un valor característico del dieléctrico de gran importancia para el diseño de circuitos que varía con respecto a la frecuencia, teniendo la permitividad de los dieléctricos bien definida en las diferentes frecuencias, es posible obtener de manera congruente con la realidad los parámetros de diseño de los circuitos RF.

En este trabajo, se presenta la metodología llevada a cabo para obtener la permitividad efectiva de tejidos de fibra de vidrio más utilizados en la industria de los laminados PCB, esto se realizó a partir de un vehículo de pruebas basado en líneas de transmisión tipo microcinta, con el cual, se realizan las mediciones de parámetros de dispersión y se obtiene los valores característicos de la línea, se identificados los mecanismos influyentes a considerar y finalmente se logra obtener la permitividad relativa del tejido bajo prueba en un rango de frecuencias cuasi continuo hasta 20 GHz.

Con el fin de validar los datos obtenidos a través la metodología propuesta en este trabajo, se realiza la comparación con la permitividad de datos proporcionados por el fabricante, cuya información es obtenida con técnicas basadas en estructuras resonantes y es presentada a frecuencias puntuales, finalmente se encuentra que se tienen una buena correlación entre datos experimentales y los facilitados del fabricante.

ABSTRACT

In PCB technology, the characteristics of the materials with which they are built are determining factors in determining the electrical properties that the circuits designed on them will perceive. It has found some factors of greater influence in the change of the electrical properties of the dielectrics, it is caused by the lack of homogeneity and that at high frequencies the wavelengths become comparable with the dimensions of the fiberglass fabrics. Depending on the materials, there are undesired effects such as resonances, crosstalk and losses that are mostly accentuated when operating at frequencies in the microwave range. The relative permittivity is a characteristic value of the dielectric of great importance for the design of circuits and that varies with respect to the frequency, having the permittivity well defined in the different frequencies, it is possible to obtain in a congruent way with the reality the design parameters of the RF circuits.

In this work, the methodology carried out to obtain the effective permittivity of fiberglass fabrics most used in the PCB laminate industry is presented, this was done from a test vehicle based on microstrip type transmission lines, with which, measurements of dispersion parameters are made and the characteristic values of the line are obtained, the influential mechanisms to be considered are identified and finally the relative permittivity of the tissue under test is obtained in a quasi-continuous frequency range up to 20 GHz

In order to validate the data obtained through the methodology proposed in this work, the comparison is made with the permittivity of data provided by the manufacturer, whose information is obtained with techniques based on resonant structures and is presented at specific frequencies finds that there is a good correlation between experimental data and those provided by the manufacturer

AGRADECIMIENTOS

Al Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica por darme la oportunidad de continuar en esta trayectoria de formación dentro de sus instalaciones.

Al Dr. Reydezel Torres Torres por el tiempo, dedicación y esfuerzo que dedicó para guiarme durante el proceso de la maestría.

A los profesores del INAOE por su dedicación y ejemplo como personas comprometidas con la ciencia de nuestro país, con la enseñanza de calidad y con compartir sus conocimientos y experiencias.

A CONACYT por la beca otorgada

A los sinodales. Doctores: Pedro Rosales Quintero, Netzahualcoyotl Carlos Ramírez y Alonso Torres Jacome por el tiempo dedicado en la revisión de este trabajo y por sus valiosas recomendaciones para lograr la mejora de este trabajo y la mejora del documento de tesis.

A los técnicos de los laboratorios que fueron de vital ayuda para preparar este trabajo, en especial al técnico del laboratorio de microscopía electrónica Leticia Tecuapetla Quechol por su gran disposición y apoyo en mediciones utilizadas en este proyecto.

Finalmente, pero no menos importantes, agradezco a mi muy querida familia, a mis compañeros y amigos que me estuvieron apoyando y acompañando durante esta etapa de mi vida.

CONTENIDO

CAPÍTULO 1: CONTEXTO	1
1.1 INTRODUCCIÓN.....	1
1.2 TASA DE TRANSMISIÓN DE DATOS EN SISTEMAS ELECTRÓNICOS AVANZADOS	4
1.3 PLATAFORMAS ELECTRÓNICAS BASADAS EN CIRCUITOS IMPRESOS PCB.....	6
1.4 DESCRIPCIÓN DE UN PCB	7
1.4.1 LAYOUT	7
1.4.2 DESCRIPCIÓN VERTICAL O STACK-UP.....	8
1.5 IMPACTO DE LOS MATERIALES EN TECNOLOGÍA PCB.....	9
1.5.1 IMPACTO DE LAS PROPIEDADES DEL METAL USADO EN LAMINADOS PCB PARA INTERCONEXIONES.....	10
1.5.2 REQUERIMIENTO DE LAMINADOS DIELECTRICOS DE BAJA CONSTANTE DIELECTRICA Y PÉRDIDAS.....	12
1.5.3 LAMINADOS COMPLETAMENTE HOMOGÉNEOS	13
1.5.4 RAZÓN DEL EMPLEO DE FIBRA DE VIDRIO REFORZADA CON RESINA.....	16
1.5.5 ESTILO DE TEJIDOS.....	17
1.5.6 CONTENIDO DE RESINA EN LOS LAMINADOS PCB	18
1.6 NECESIDAD DE CARACTERIZAR LAS TELAS DE FIBRA DE VIDRIO Y LA RESINA POR SEPARADO	19
CAPÍTULO 2: MÉTODOS PARA OBTENER LA PERMITIVIDAD EN MATERIALES DE PCB.....	21
2.1 INTRODUCCIÓN.....	21
2.2 MÉTODOS BASADOS EN CAPACITORES DE PLACAS PARALELAS.....	22
2.3 MÉTODO DE ESPACIO LIBRE	24

2.4	MÉTODO BASADO EN RESONADORES.....	25
2.5	MÉTODO CON LÍNEAS DE TRANSMISIÓN DE MICROCINTA.....	26
2.6	CONCLUSIONES DE CAPÍTULO	29
CAPÍTULO 3: DESCRIPCIÓN DEL PROTOTIPO PROPUESTO		30
3.1	DESCRIPCIÓN INTRODUCTORIA	30
3.2	SELECCIÓN DE MATERIALES DE LA ESTRUCTURA	33
3.3	PARÁMETROS DE DISEÑO	34
3.4	PROCEDIMIENTO PARA LA OBTENCIÓN DE ϵ_r USANDO ENSAMBLE PROPUESTO.....	36
3.5	CONCLUSIÓN DE CAPÍTULO	41
CAPÍTULO 4: EXPERIMENTOS Y RESULTADOS		42
4.1	DESCRIPCIÓN DEL EXPERIMENTO	42
4.2	MEDICIÓN DE LOS TEJIDOS CON MICROSCOPIO ELECTRONICO DE BARRIDO.....	43
4.3	CARACTERIZACIÓN DEL PERFIL DE LOS CONDUCTORES DEL PROTOTIPO UTILIZANDO AFM	46
4.4	INTERFAZ UTF PARA MEDICIONES ELÉCTRICAS	47
4.5	PROCESO PARA DETERMINAR EL PORCENTAJE DE AIRE ENTRE LOS TEJIDOS.....	48
4.6	CONSIDERACIONES PARA MEDICIONES CON EL VNA	52
4.7	PROCEDIMIENTO PARA OBTNER LA PERMITIVIDAD RELATIVA DE LOS MATERIALES BAJO PRUEBA.....	54
4.8	CONCLUSIONES DEL CAPÍTULO	60
CAPÍTULO 5: CONCLUSIONES		61
5.1	PERMITIVIDAD DE TEJIDOS DE FIBRA DE VIDRIO	61
5.2	PROTOTIPO BASADO EN MICROCINTA.....	62
5.3	RETOS EN LA OBTENCIÓN DE LA PERMITIVIDAD DE FIBRA DE VIDRIO ...	63
REFERECIAS		65

CAPÍTULO 1: CONTEXTO

1.1 INTRODUCCIÓN

Desde sus inicios, el desarrollo de la electrónica ha tendido a la miniaturización de los circuitos integrados (CIs), siendo ésta una constante desde la invención del primer transistor de unión bipolar BJT (en inglés, *Bipolar Junction Transistor*) en 1947 hasta nuestros días [1]. Esto ha llevado al aumento de la velocidad de operación de los sistemas electrónicos, reducción de su consumo energético, así como a una disminución de costos de producción. Todo esto apoyando a la Ley de Moore [2], Ver Fig. 1.1. Cabe resaltar que la Ley de Moore se aplica en prácticamente todos los aspectos de los sistemas de procesamiento de información

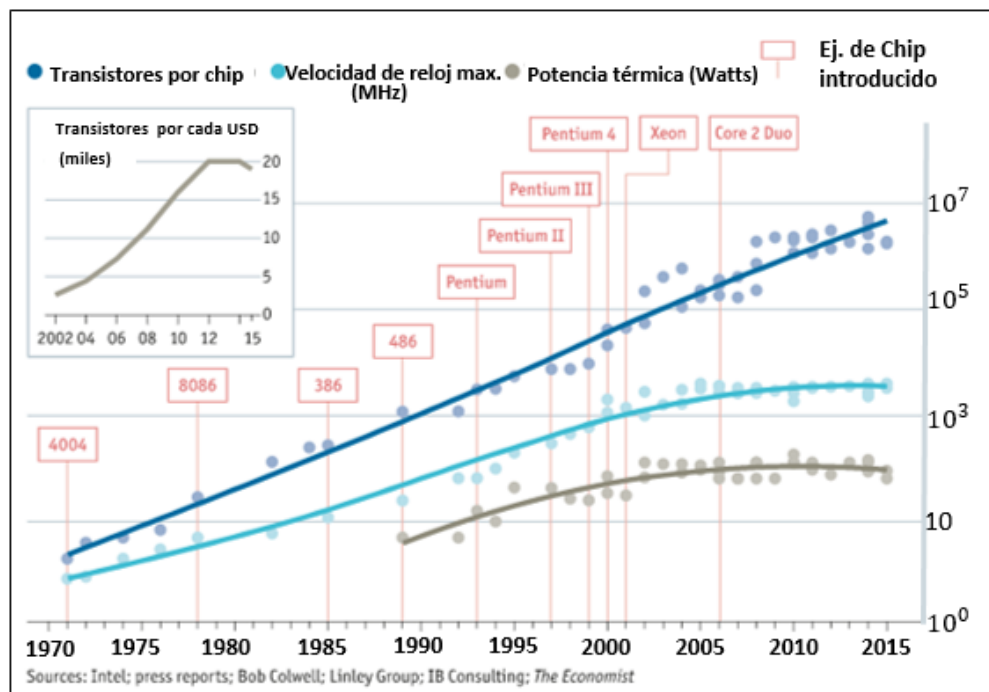


Figura 1.1 Ilustración de la Ley de Moore hasta el 2015 según la ITRS aplicada al número de transistores en un CI (curva superior), a la máxima frecuencia del reloj (curva intermedia) y al máximo consumo de potencia (curva inferior) [3].

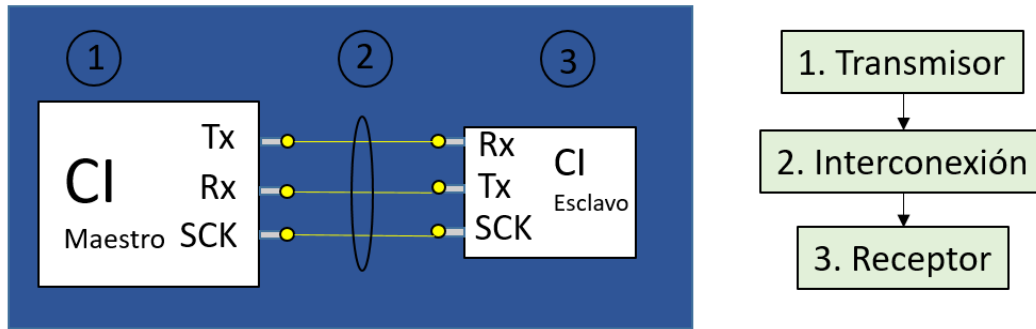


Figura 1.2 Esquema y diagrama a bloques de los elementos de un sistema de comunicación básico entre circuitos integrados.

electrónicos, incluyendo su capacidad de envío, recepción y almacenamiento de datos [2],[3].

Con respecto a un sistema electrónico de comunicaciones, en el caso ideal los elementos que lo conforman están situados uno al lado del otro, o en otras palabras a una distancia entre ellos $L = 0$. Así, la información del emisor no requiere realizar un recorrido para llegar al receptor. Sin embargo, en la realidad esto no es posible, así que se deben diseñar interconexiones capaces de realizar la tarea de manejo de datos sin perder información en el recorrido [4].

En la Figura 1.2 se muestra el esquema básico de un sistema de comunicación entre CIs y la implicación de que no sólo el desarrollo de los CIs es relevante sino también el de las interconexiones, ya son de gran importancia para la correcta transmisión de la información dentro y fuera del chip [5]. A la par de la miniaturización de los CIs, se llega a una reducción de las distancias internas entre cada uno de los módulos, lo cual representa un reto de diseño y de ingeniería de materiales para lograr una correcta integración mediante el uso de procesos tecnológicos de circuito impreso o PCB (en inglés, *Printed Circuit Board*). Estos circuitos impresos, desde su invención en 1936 han sido empleados por sus propiedades de resistencia mecánica, que es necesaria para el montaje y conexión de CIs y otros componentes electrónicos, así como por la adaptabilidad de nuevos materiales con las técnicas de fabricación[6].

En tecnología PCB, las interconexiones son construidas de metales sobre substratos dieléctricos que brindan soporte y que, además, permiten cumplir requerimientos en la tarea del transporte de las señales; en este caso, se debe cumplir con [6] :

$$Capacidad \geq 2 \times Demanda \quad (1.1)$$

Donde la capacidad y demanda corresponden a anchos de banda en Hertz. Así, la ecuación (1.1) se lee de la siguiente manera: las interconexiones deben de tener al menos el doble la capacidad requerida para transporte de señales; por lo que se han establecido los siguientes requerimientos: i) aumentar la capacidad de envío de información incrementando el número de bits por segundo, ii) incrementar el ancho de banda. Esto implica un aumento en la velocidad de propagación de las señales y el mejoramiento del manejo de datos [4]. En las estructuras computacionales y de comunicaciones, en donde se realizan millones de cálculos y es necesaria una capacidad de manejo de la información cada vez mayor, el rendimiento de las interconexiones se estudia desde una perspectiva electromagnética, es decir, se evalúan en términos de campos electromagnéticos variantes en el tiempo que se traducen en información viajando dentro y fuera de los componentes como memorias y microprocesadores [7].

Actualmente, las plataformas de cómputo están operando a frecuencias en el rango de las microondas entre 0.3-300 GHz, con una longitud de onda (en el espacio libre) de entre 1 metro y 1 milímetro, respectivamente. Este parámetro se obtiene de la relación $\lambda=c/f$, donde c es la velocidad de la luz y f es la frecuencia. Nótese que este rango incluye una banda dentro del rango de las ondas milimétricas. Entonces, el estudio de las interconexiones y de los materiales que intervienen en el proceso de manejo de la información en este rango de frecuencias, son de gran importancia para asegurar la integridad de las señales [8].

En este capítulo se presenta una revisión de materiales utilizados en la industria de los PCBs usados en plataformas electrónicas de cómputo avanzadas. Se abordan el análisis de los rangos de operación y se reconoce la importancia de la

caracterización de las propiedades dieléctricas de los tejidos de fibra de vidrio ampliamente utilizados en la fabricación de circuitos.

1.2 TASA DE TRANSMISIÓN DE DATOS EN SISTEMAS ELECTRÓNICOS AVANZADOS

Los microprocesadores son chips encargados de la ejecución de cálculos, direccionamiento y de la toma de decisiones lógicas. Estas características, definen la capacidad de cómputo de los ordenadores actuales. Éstos operan manejando una alta densidad de datos, tanto en el procesamiento como en la transmisión. Actualmente, el microprocesador más potente del mercado, diseñados para computadores personales, con las mejores características es el microprocesador Intel Core i9 8950HK, el cual contiene 6 núcleos que se desempeñan como unidades de procesamiento, un canal de comunicación (*bus*) que opera con una velocidad de 8 GT/s (giga-transferencias/segundo). El bus está conformado por una serie de conductores encargados de llevar información de un punto a otro, y sigue un protocolo PCI (por su nombre en inglés: *Peripheral Component Interconnect*) versión 3, el cual tiene una capacidad de manejo de datos de 128/130 bits [9].

En la fig.1.3 se presenta el diagrama funcional de un microprocesador con un solo núcleo, así como la representación simplificada de las interconexiones que

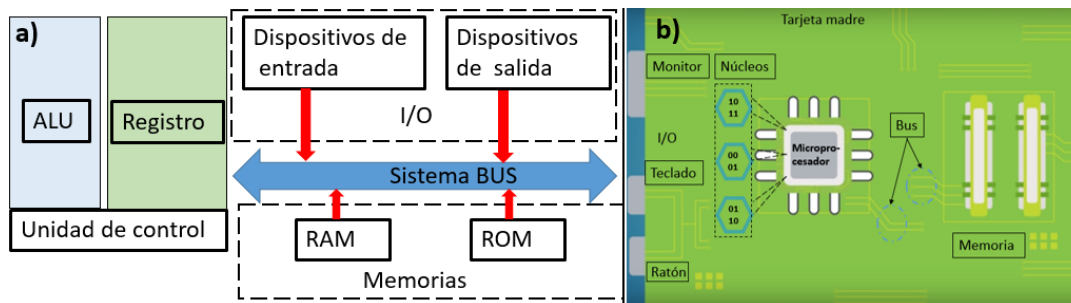


Figura 1.3 a) Diagrama funcional de un microprocesador de un núcleo; consta de una unidad aritmética lógica (ALU), un registro o base de datos y de la unidad de control donde se encuentran elementos como el reloj [10] b) Representación de los elementos que interactúan con un procesador multi-núcleo, el bus se encarga del control, el direccionamiento y este debe ser capaz de dar soporte las altas tasas de transferencia de datos del sistema [14].

permiten la comunicación con los elementos con que interactúa durante un proceso básico de transferencia de datos. Ahí se incluyen la memoria RAM y los puertos de entrada/salida I/O [10].

De manera que se pueda calificar la velocidad de procesamiento, se sigue con el ejemplo del procesador i9 8950HK. En este caso, la tasa de transferencia de datos en Gbps puede obtenerse de [11]:

$$Gbps = (Velocidad\ del\ bus\ en\ GT/s) * (\#nucleos) * (Capacidad\ de\ PCI) \quad (1.2)$$

De la ecuación (1.2), se obtiene una tasa de 47.2 Gbps, mientras que el ancho de banda requerido para el bus de datos tiene una frecuencia máxima de entre 2.6 a 4.4 GHz. Esta banda de frecuencias es de la onda portadora, la cual contendrá la información al modularse. Las modulaciones utilizan las características de la onda para portar la información, y las propiedades usadas son la amplitud, frecuencia y fase. La modulación más usada en casos de plataformas de cómputo es la de modulación en frecuencia; por ejemplo, en estándares de WIFI a 2.4 GHz [12],[13].

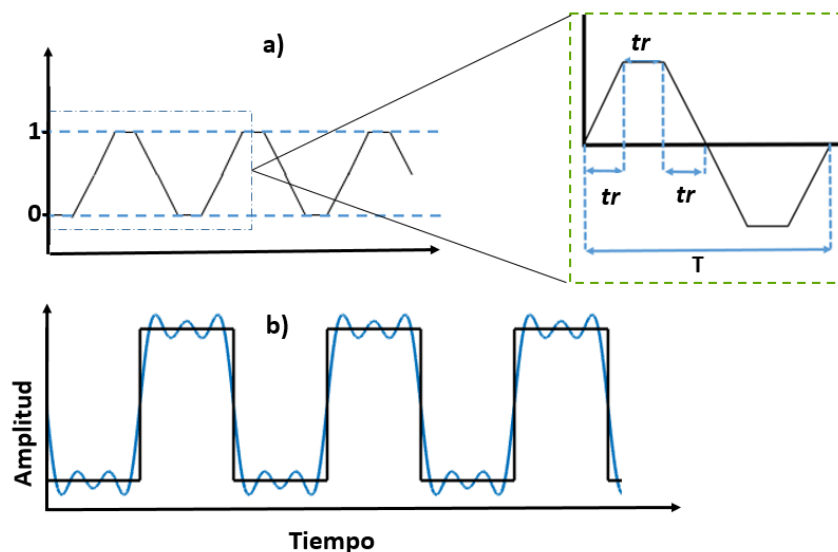


Figura 1.4 a) Ilustración de una señal digital, para cambiar de estado transcurre un intervalo de tiempo 'tr', es necesario un tiempo mínimo de 6tr para completar un periodo T de la señal b) Representación de una señal digital unipolar reconstruida a base de una señal de muestro de 3 veces la frecuencia fundamental para una adecuada reconstrucción.

Por otra parte, para el caso de la frecuencia máxima del procesador, se obtiene un tiempo de subida $t_r = 37.8$ ps, este es el lapso mínimo para que la señal pase de un estado lógico “0” a un “1” [14]. Así, para completar un periodo $T=1/f$, se necesitan $6 t_r$, ver Fig. 1.4a). Entonces, según el teorema de Nyquist es necesaria una frecuencia de muestreo mínima del doble de la frecuencia de la señal a reconstruir. Por esta razón, los osciladores de estos sistemas deben operar al menos a una frecuencia de 8.8 GHz [15].

131.3 PLATAFORMAS ELECTRÓNICAS BASADAS EN CIRCUITOS IMPRESOS PCB

Para tener un sistema electrónico funcional, es necesaria la integración de diferentes dispositivos electrónicos, éstos a su vez necesitan de interconexiones para poder ser energizados y tener comunicación. Es evidente entonces que los elementos de un sistema electrónico requieren de una base que les brinde soporte



Figura 1.5 Tarjeta madre fabricada por la compañía Gigabyte modelo GA-z77 HD4; los dispositivos son montados en una placa de tecnología PCB y se pueden encontrar conectados de manera externa o en las capas internas del laminado [13].

mecánico y eléctrico, este soporte lo brindan las placas de circuito impreso o PCB (por sus siglas en inglés) [16],[17]. La tecnología de PCB ha sido la base de la industria electrónica desde su invención en los años treinta cuando se usaba en la fabricación de radios de onda corta. Actualmente, se encuentra en un sinnúmero de dispositivos móviles y equipo de cómputo [18]. En la Fig. 1.5 se presenta una tarjeta madre fabricada en tecnología de PCB, la cual contiene los elementos determinantes que definen las capacidades de cómputo de los servidores y otras computadoras [10].

1.4 DESCRIPCIÓN DE UN PCB

La finalidad del proyecto desarrollado en esta tesis es el estudio de las propiedades dieléctricas de los tejidos de fibra de vidrio utilizados en la fabricación de los laminados empleados en la tecnología de circuitos impresos. En esta sección se describe la forma en que se representa un PCB con fines de diseño y del establecimiento de sus especificaciones. Se describen los dos tipos de representaciones empleadas actualmente, la horizontal (patrón geométrico o en inglés *layout*) y la vertical (apilamiento vertical de las capas o en inglés *stack-up*).

1.4.1 LAYOUT

El patrón geométrico o layout, describe el acomodo de las interconexiones entre los componentes electrónicos que se ensamblarán en una placa de PCB. Esta descripción se realiza a partir de una serie de mascarillas, las cuales, siguen las reglas de diseño para asegurar que: i) los componentes no interfieran entre sí, ii) que los conductores no se crucen, y iii) que exista suficiente espacio entre los conductores [19].

En la Fig. 1.6 se presentan una serie de mascarillas que se usan en las diferentes capas metálicas de los laminados, éstas definirán la disposición final del circuito así como la distribución de las conexiones y las vías para interconectar los

diferentes niveles del PCB. Actualmente, se cuentan con herramientas computacionales editoras para layouts con adaptaciones basadas en teoría de grafos [20].

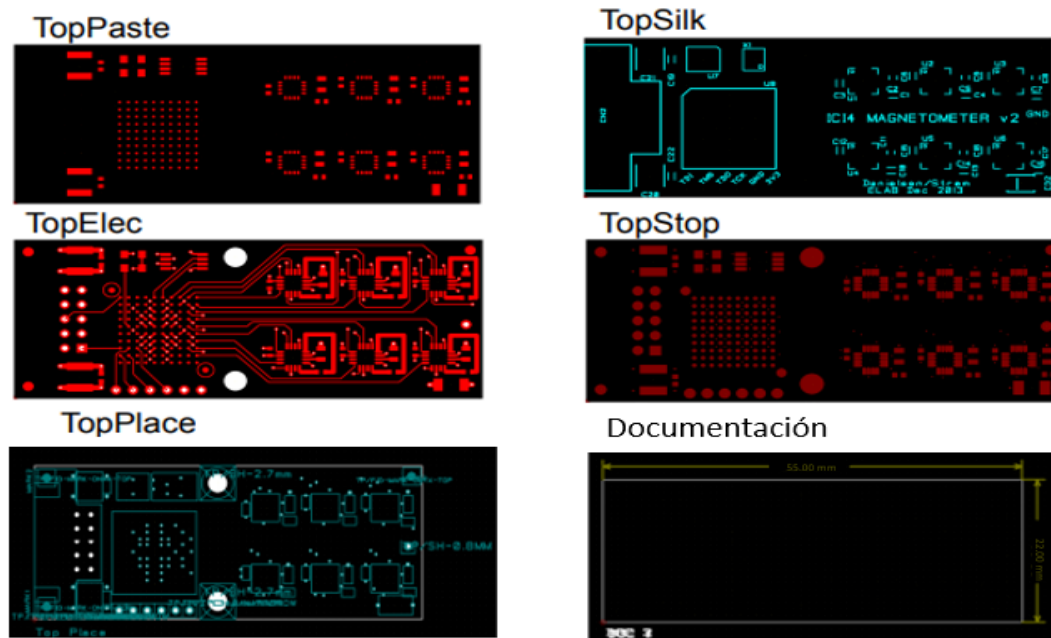


Figura 1.6 Serie de mascarillas que conforman un layout para la fabricación de un circuito impreso, algunas mascarilla dan información sobre las dimensiones finales del circuito mientras que otras designan el acomodo de los dispositivos electrónicos e interconexiones en los diferentes capas del laminado, tareas y especificación del circuito final desconocidas [17]

1.4.2 DESCRIPCIÓN VERTICAL O STACK-UP

La disposición de los circuitos, además de hacerse tomando en cuenta una distribución dictaminada desde una vista superior, por el layout, se hace también a partir de un corte transversal. Con este *stack-up*, se describe el apilamiento de las diferentes capas de dieléctrico y metal que conforman la tarjeta PCB. Así, puede definirse la composición y características de las diferentes capas.

El *stack-up* se define tomando en cuenta reglas de diseño, las cuales garantizan la correcta conexión entre los diferentes planos metálicos que requieran presentar el mismo potencial [19]. En la Fig. 1.7 se aprecia el corte transversal de un circuito

con varios planos metálicos, nótese que para las conexiones superficiales y para las vías se debe considerar una correcta distribución de tal manera que se eviten interferencias entre los conductores. Esto asegura que las vías solo pongan al mismo potencial los planos que así lo requieran [17].

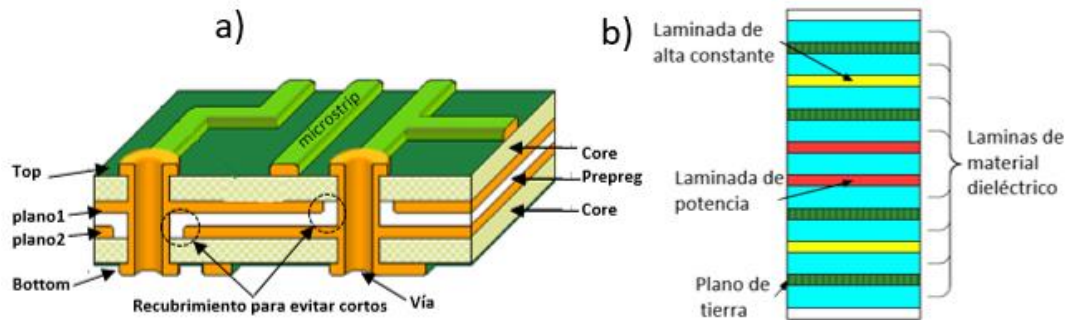


Figura 1.7 a) Corte transversal de un laminado multicapa PCB con interconexiones entre diferentes planos metálicos a través de vías; por ejemplo, conectando los planos exteriores con interiores [12]. b) ejemplo de apilamiento, compuesto por 9 capas, usado en laminados con aplicaciones de sistemas de comunicaciones [20].

1.5 IMPACTO DE LOS MATERIALES EN TECNOLOGÍA PCB

La calidad de los laminados dieléctricos claramente depende de los materiales seleccionados para su fabricación. En esta sección se da una explicación de los principales efectos que tienen su origen en las características de los materiales utilizados para la fabricación de circuitos PCB. Aquí, brevemente se analizan los dieléctricos y sus requerimientos para dar soporte adecuadamente a interconexiones operando a frecuencias dentro del rango de las microondas.

1.5.1 IMPACTO DE LAS PROPIEDADES DEL METAL USADO EN LAMINADOS PCB PARA INTERCONEXIONES

Volumétricamente, el contenido de cobre en los circuitos PCB representa entre el 12% y el 29%. Sin embargo, sus características son determinantes para el desempeño de las interconexiones. En la Fig. 1.8 se compara la atenuación total que ocurre en interconexiones del tipo microcinta de idénticas características geométricas en las que sólo cambia la rugosidad de la superficie del conductor. En este caso, el valor cuadrático medio (rms) de la altura de los picos que definen la rugosidad varía entre 1 y 1.7 micrómetros (a este parámetro se le referirá de aquí en adelante como la rugosidad rms); nótese que aún con una variación que aparentemente es pequeña con respecto al grosor del substrato, existe una diferencia considerable en las curvas [21].

Es importante considerar que los laminados de PCB pueden ser muy lisos cuando salen de la fabricación, pero esto no asegura que las interconexiones tengan superficies lisas ya que el metal no sólo sufre modificaciones durante el proceso de

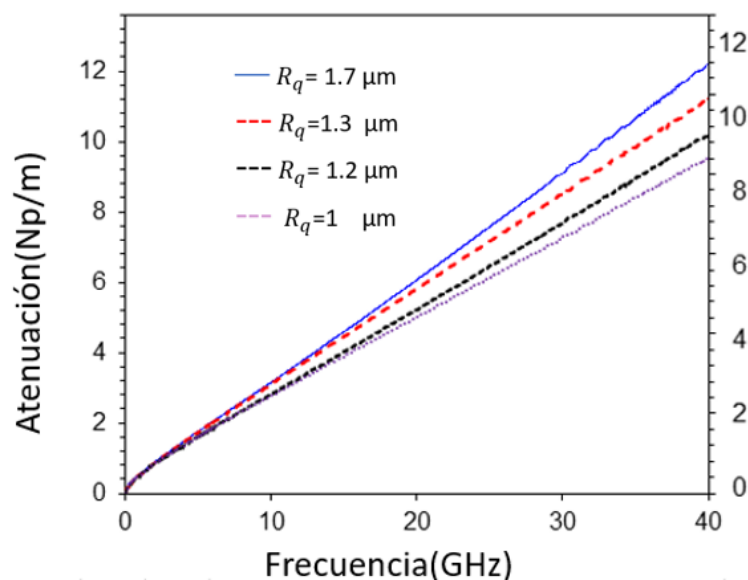


Figura 1.8. Representación del impacto de la rugosidad en la atenuación de líneas tipo microcinta. La rugosidad R_q se obtiene a partir de un área cuadrada de la superficie a prueba, las unidades están en Neper/metro, Neper=8.65 dB [20].

fabricación del circuito, sino que también se le agrega rugosidad intencionalmente para promover la adherencia con el laminado dieléctrico. Así, el cobre cambia su morfología por lo que el impacto que se tendrá en la atenuación debido a la resistencia del conductor dependerá de este cambio así como del grosor de la lámina de cobre [19]. Entonces, con fines de comparación, las láminas de cobre utilizadas en circuitos RF se encuentran clasificadas de acuerdo a la densidad de cobre utilizada en su fabricación en unidades de oz/ft². Comercialmente, se encuentran laminados con densidades de 1/2 oz/ft² hasta 2 oz/ft², cuyo espesor corresponde a 17 y 70 μm , respectivamente [22].

El espesor de las láminas de cobre juega un papel importante en la atenuación de las señales. Sin embargo, hay que considerar también que para las interconexiones llevando señales de alta velocidad, el efecto piel aumenta la resistencia del conductor a partir de la frecuencia a la cual la profundidad de piel se hace comparable con las dimensiones de la línea. Esto aumenta la impedancia del conductor, ya que la corriente se confina en un área efectiva cada vez más pequeña al aumentar la frecuencia. De hecho, el impacto del efecto piel es aún más importante cuando la profundidad de piel se compara con la rugosidad rms de la superficie del conductor [15].

El origen de la alteración morfológica de los metales en la etapa de formación de las líneas metálicas, sucede cuando los ácidos consumen de manera no deseada parte de las paredes laterales y la parte superior de las líneas. Esto es causado por una degradación de los grabantes o una mala caracterización de los mismos. Para

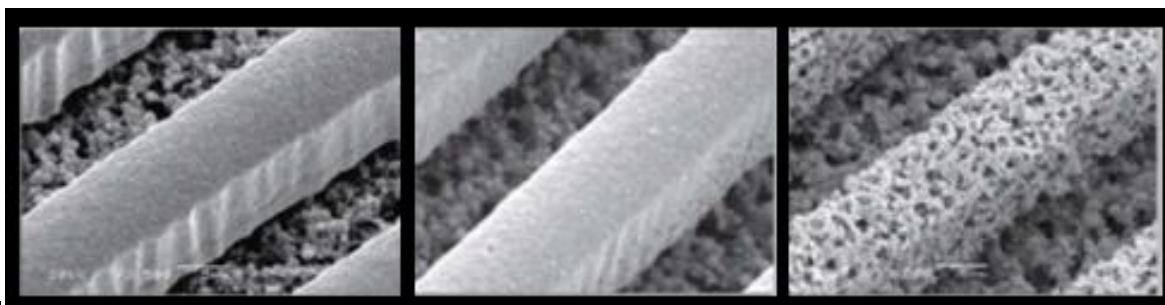


Figura 1.9 Micro-fotografía de diferentes líneas de cobre donde se aprecian efectos superficiales causados por un grabado con ácidos de diferente calidad [18].

disminuir este efecto, la caracterización del ácido grabante se realiza usando pilotos de prueba para medir el tiempo requerido para una adecuada remoción del metal de un determinado grosor. En la Fig.1.9, se observan diferentes resultados al grabar líneas de cobre, esto debido a la degradación de la calidad del gravante [21].

1.5.2 REQUERIMIENTO DE LAMINADOS DIELECTRICOS DE BAJA CONSTANTE DIELECTRICA Y PÉRDIDAS

Los materiales seleccionados para la fabricación de laminados de PCBs deben ser apropiados en las condiciones de operación de las interconexiones. Por esta razón, se busca que sean de baja pérdida y con una baja constante dieléctrica [18]. Entonces, para analizar adecuadamente el rendimiento de estos materiales, es necesario tener en cuenta que la información se envía por medio de interconexiones en forma de ondas electromagnéticas cuya variación temporal es grande. Adicionalmente, las ondas viajan a una velocidad finita que se calcula considerando la constante dieléctrica del medio; matemáticamente, $v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}$, donde v_p es la velocidad de fase, c es la velocidad de la luz en el vacío y ϵ_r es la constante dieléctrica efectiva. Nótese que teniendo una menor constante dieléctrica se alcanzarán mayores velocidades de propagación [7],[23].

Siguiendo con el análisis, en las interconexiones el retardo de las señales es causado por el aumento de la resistencia y capacitancia (retardo RC). Entonces, para lograr una reducción de este retardo se requiere de la implementación de metales de baja resistividad y de dieléctricos que generen baja capacitancia. La capacitancia está en función de la permitividad dieléctrica del material (ϵ_i), el área (A) y del espesor (t) (matemáticamente, $C = (\epsilon_i * A)/t$). Así, una de las formas de reducir el retardo es mediante la implementación de materiales con baja constante dieléctrica en los laminados PCB [18]

1.5.3 LAMINADOS COMPLETAMENTE HOMOGÉNEOS

En la fabricación de laminados PCB, se busca tener dieléctricos completamente homogéneos de tal manera que estos provean características eléctricas estables principalmente cuando se trabaja en un amplio rango de frecuencias [24]. Existen dos tipos de materiales para la fabricación de los dieléctricos: los materiales termoplásticos y los termoestables [25]. Los termoplásticos son los que presentan mayores ventajas aunque el proceso de fabricación resulta ser un poco más complejo, ya que el producto final se fabrica usando fibras de vidrio reforzadas con resina. Ya que, ofrecen una gran estabilidad dimensional y resistencia a tensiones mecánicas proporcionando mayor estabilidad mecánica y eléctrica [26].

Por otro lado, los materiales termoestables se fabrican con resinas epoxi, se les aplica un tratamiento térmico y se con esto se obtienen estructuras rígidas (ver Fig.1.10 a)). Éstos presentan la desventaja de tener una vida útil mucho menor que los termoplásticos, además de que sufrir una oxidación considerable y no tener una buena estabilidad mecánica [26]. A nivel industrial se trabajan materiales

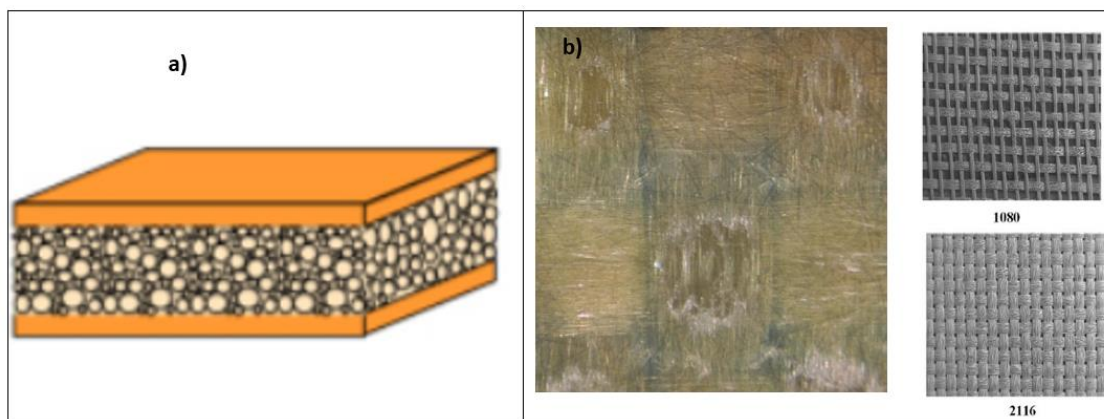


Figura 1.10 a) Representación de un laminado con base a materiales termoestables [23]. b) Fotografía de un laminado en base a materiales termoplásticos, se muestran los dos estilos de tejidos de fibra de vidrio más utilizados a nivel industria (1080 y 2116) [21].

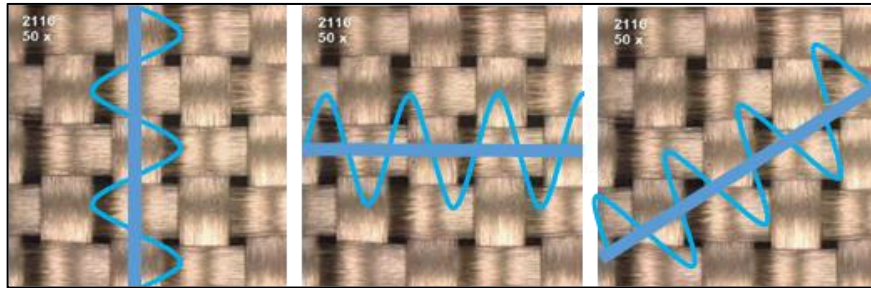


Figura 1.11 Representaciones línea de transmisión que percibe diferencias en la impedancia y la constante dieléctrica efectiva con respecto a la dirección del trazo de las interconexiones fabricadas en materiales no-homogéneo, como es el caso de las fibras de vidrio utilizadas en la industria de laminados PCB [7].

termoplásticos, lo cual conlleva inherentemente a no tener una completa homogeneidad en los dieléctricos debido a las formas de los tejidos base [27].

Idealmente, las interconexiones requieren de laminados completamente uniformes que aseguren las condiciones, para de esta manera, no presenten cambios en la permitividad y la impedancia a lo largo del sustrato de PCB. Esto se pretende obtener con la correcta selección de los materiales del laminado para un rango de frecuencias determinado. Prácticamente, se busca que las fibras de vidrio y las resinas garanticen condiciones de homogeneidad para que sin importar la dirección, los trazos conductores se tengan las mismas características eléctricas [28], ver Fig.1.11.

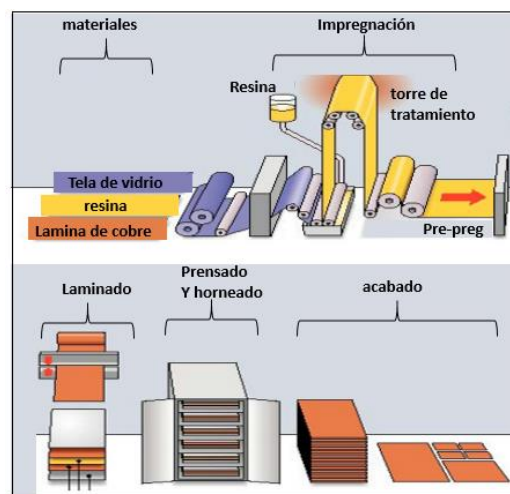


Figura 1.12 Ilustración conceptual del proceso industrial llevado a cabo en la fabricación de laminados de circuito impreso [6].

El impacto de la homogeneidad en la calidad de las interconexiones ha sido ampliamente estudiado, ya que esta condición deja de cumplirse al disminuir la longitud de onda de las señales a transmitir. Para esto, es fundamental la caracterización de cada uno de los materiales relacionados en un rango amplio de frecuencias, ya que con esto es posible predecirse el comportamiento de las interconexiones al tiempo que se determinan las limitaciones que los materiales introducen a estas[29].

De manera práctica, en el proceso del reforzado con resinas, se presentan condiciones que influyen en calidad del laminado final debido a regiones con vacío durante el proceso prensado [18]. En la Fig.1.12, se presentan de manera simplificada las etapas del proceso de fabricación de un laminado. Hay que considerar que este proceso sufre de modificaciones de tal manera que se cubran estándares de calidad, dependiendo la finalidad del circuito, ya sean laminados para circuitos RF, alta potencia, o una combinación de ambos [30].

Adicionalmente, y como ya se mencionó antes, en el proceso de fabricación de un PCB debe existir adherencia de la lámina de cobre con el laminado. Por esta razón, las láminas de cobre deben tener una rugosidad que asegure adherencia mecánica al dieléctrico. Desafortunadamente, esto hace que los materiales no sean completamente uniformes, lo que es común en la tecnología de PCB actual [31]. La rugosidad rms en laminados con aplicaciones de RF comúnmente va de entre 0.5 y 2 μm . Con esto, se debe asegurar una “fuerza mínima de pelado”, designada por el estándar IPC-4103 [32]. La selección de los materiales para la construcción de los laminados son determinantes para el rendimiento en sistemas trabajando en altas velocidades [5],[7].

Un aspecto adicional importante relacionado con la homogeneidad de los laminados dieléctricos de PCB, es que en la electrónica de hoy en día la señalización de los circuitos en gran medida se lleva a cabo de manera diferencial (o sea, con dos conductores llevando señales perfectamente complementarias que comparten una referencia) Entonces, las diferencias en la velocidad de la propagación entre las líneas constituyentes ocasionan una variación del tiempo

necesario para llegar de la etapa emisora a la receptora. Este efecto resulta en un incremento del voltaje en modo común y esto a su vez recae en un incremento de crosstalk y de interferencia electromagnética [33]. Por esta razón, el disponer de una caracterización confiable de los materiales que conforman los dieléctricos representa una gran ventaja en el diseño de circuitos, ya que pueden determinarse pérdidas, cambio de impedancias y resonancias debidas a los materiales de los laminados. Como es de esperarse, estos efectos cobran mayor importancia al elevar las frecuencias de operación [33],[28].

1.5.4 RAZÓN DEL EMPLEO DE FIBRA DE VIDRIO REFORZADA CON RESINA

Las fibras orgánicas en la construcción de laminados dieléctricos, se adoptaron debido a las ventajas mecánicas que estas ofrecen. La industria de PCBs introdujo esta técnica tomando de referencia la experiencia e investigación desarrollada en otras áreas., después de realizar las adaptaciones y consideraciones necesarias, se logró la su integración de las fibras en los procesos de fabricación de los dieléctricos de los laminados [34] (ver Fig. 1.13). En la industria se optó por la integración de polímeros orgánicos, principalmente tejidos a base de fibra de vidrio mientras las descartadas fueron los materiales de tela de algodón, láminas de asbesto y los materiales cerámicos, esto debido a la dificultad de integración al proceso de fabricación y las desventajas vistas en circuitos operando en frecuencias en el rango de las microondas[18],[19].

Las propiedades eléctricas que permiten evaluar la calidad de los tejidos de fibra de vidrio son la tangente de pérdidas $\tan\delta$ y la permitividad ϵ_r . Estos parámetros exhiben una dependencia con la relación entre el contenido de resina y fibras de vidrio. Entonces, conociendo las propiedades dieléctricas de las resinas y de los tejidos es posible obtener su valor efectivo resultante al combinarlos para formar el dieléctrico usado en PCBs [29],[19].



Figura 1.13 a) Fotografía del reforzamiento con fibras plásticas en forma matricial usadas en la reparación de puente; técnicas similares se aprovechan para la construcción de laminados PCB [27]. b) Vista de superior de fibra de tejido con estilo 2116. c) Dirección de los filamentos que componen un tejido, el warp resulta más reforzado ya que se fabrica con de filamentos continuos.

1.5.5 ESTILO DE TEJIDOS

Para los substratos usados en la fabricación de circuitos RF en PCB se encuentra que existen varios estilos de fibras de vidrio, éstos pueden ser clasificados en (ver fig.1.13): i) estándar, ii) expandido, y ii) difundido. Del estilo dependerán las dimensiones de la ventana y el espesor final del laminado. Por esta razón, es físicamente esperado que | del tejido utilizado [35]. Es importante entonces que dependiendo a la aplicación se seleccione el estilo de tejido más apropiado, ya que éste afectara directamente las condiciones de operación del circuito. Por ejemplo, hay que tener en cuenta si es que la homogeneidad será un factor determinante ya que en el caso de interconexiones para RF lo es, pero no necesariamente para circuitos operando a bajas frecuencias [28].

Las primeras aplicaciones de mallados se aplicaron en el área de la construcción, donde se aplicaban reforzamientos de diferentes materiales y se comenzó a la estandarización de estos dependiendo a sus dimensiones. En el caso de los tejidos de fibra de vidrio se describe por su espesor, el tamaño de ventana, dimensiones del hilo (*yarn*), las dimensiones del conjunto de filamentos en dirección X (*weft*) y en la dirección Y (*warp*) [19] (ver Fig. 1.14).

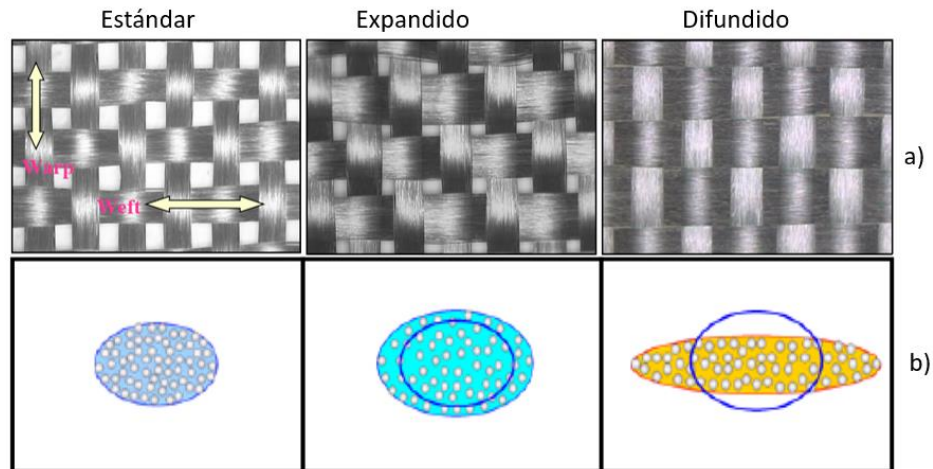


Figura 1.14 Estándares de tejidos de fibra de vidrio que se encuentran en el mercado de fabricación de laminados PCB a) vista superior (fotografía), y b) vista lateral (descripción conceptual) [18].

1.5.6 CONTENIDO DE RESINA EN LOS LAMINADOS PCB

El contenido de la resina influye directamente a las propiedades dieléctricas del sustrato. Principalmente se ve afectada a la constante dieléctrica, para la cual se tiene una relación directa con los porcentajes de cada uno de los materiales constituyentes; ésta es:

$$\varepsilon_r = \varepsilon_{r-resina} * \%Resina + \varepsilon_{r-tejido} * (1 - \%Resina) \quad (1.3)$$

En la ecuación (1.3) se aprecia que si se obtiene las constante dieléctrica de cada uno de los materiales resulta sencillo el determinar una constante dieléctrica efectiva con la unión de estos dos [28]. Este concepto es de gran importancia el cual se sugiere para este trabajo y da motivación a la determinación independiente de las propiedades de la fibra sin resina.

Cabe resaltar que a las resinas se aplica un proceso térmico para endurecerlas, conocido como curado, esto forma una capa solida conocida como “core” la cual brinda de soporte mecánico para la formación de capas superiores e inferiores. Por otro lado, el mismo tipo resina, es su presentación semi-curada da como resultado

un laminado conocido como “prepreg”. Del prepreg se aprovecha la flexibilidad para adherirse a los laminados de cobre. De esta manera, se garantiza la fijación entre las diferentes láminas en la interfaz, del tejido de fibra de vidrio cubierta de resina y las capas de cobre. Existe además una subcapa conocida como “capa mantequilla” (ver Fig.1.15) que de manera estándar tiene un grosor de 0.25 milésimas de pulgada (mils) o $6.35\ \mu\text{m}$ [36]. En el caso de tener una interfaz dura, como con la unión de un core con planos metálicos, existe el riesgo de que se produzcan fisuras durante posteriores partes del proceso del laminado, esto resultaría en un laminado inservible [37].



Figura 1.15 Corte transversal de sustrato PCB de una sola capa, se aprecian las fibras de vidrio así, tanto el warp como el weft y la resina cubriéndolas, la capa mantequilla que tiene en la distancia mínima entre las fibras y la capa de cobre [35].

1.6 NECESIDAD DE CARACTERIZAR LAS TELAS DE FIBRA DE VIDRIO Y LA RESINA POR SEPARADO

En la selección de los materiales correctos para la construcción de los sustratos se busca la minimizar las pérdidas. De esta manera, para la caracterización de las propiedades eléctricas del compuesto de resina-vidrio resultante (o sea, la obtención de los parámetros de $\tan\delta$ y ϵ_r efectivos) presenta ventaja el conocer las propiedades de los materiales por separado. Con esto se puede seleccionar sistemáticamente la variación a conveniencia de los contenidos de cada material, y así, obtener una constante dieléctrica efectiva a partir de la ecuación (1.3) que sea de interés [28].

De lo expuesto anteriormente, y la evidencia de la importancia de tener laminados con baja constante dieléctrica, se llega a la conclusión de que es necesario tener un método para obtener la permitividad de manera confiable y además de poder ser aplicable en un rango amplio de frecuencias. Por esta razón, este trabajo define un método aplicable a la obtención de la permitividad en un rango cuasi-continuo de frecuencia hasta 20 GHz de los tejidos de fibra de vidrio más utilizados a nivel industrial en la fabricación de substratos. El método consiste en la medición de los parámetros S de líneas de transmisión tipo microcinta, a las previamente se les agrega el material a caracterizar como si se tratara de una segunda capa dieléctrica que se desea caracterizar, y a partir de calcular los valores propios de la línea de transmisión se obtiene la permitividad de los tejidos

En el estudio realizado, los tejidos seleccionados para la caracterización fueron los estilos 2116 y el 1080. Estas elecciones se realizaron debido a que el estilo 1080 es un material muy poco homogéneo, lo que conlleva a que sea más propenso a tener zonas donde cambie la permitividad y la impedancia percibida por la línea microstrip. Por el contrario, el estilo 2116 es un material más homogéneo fabricado en la industria de los tejidos de fibra de vidrio para laminados PCB.

CAPÍTULO 2: MÉTODOS PARA OBTENER LA PERMITIVIDAD EN MATERIALES DE PCB

2.1 INTRODUCCIÓN

Para calcular los valores característicos de los materiales dieléctricos empleados en la fabricación de PCBs, se han utilizado diferentes vehículos de prueba. Éstos deben permitir la aplicación de estímulos electromagnéticos al material a caracterizar. Los más comunes son: capacitores coaxiales, capacitores metal-aislante-metal (MIM, por sus siglas en inglés), resonadores y líneas de transmisión. En el caso de películas delgadas se usan capacitores MIM, esto debido a su simplicidad tanto en el diseño, la fabricación y la medición, adicionalmente no necesitan pads de acceso [38]. Para el caso de estos capacitores, para obtener la permitividad del dieléctrico se parte de un circuito equivalente y se realiza la medición (directa o indirectamente) de su impedancia en función de la frecuencia. A partir de los datos obtenidos, se calculan los valores para los elementos del circuito equivalente y se encuentra que dentro de los valores de los elementos se encuentran las características del dieléctrico. Esta metodología es descrita en la referencia [38], donde presentan una estructura MIM caracterizada hasta 15 GHz. Otra metodología utilizada con este tipo de estructuras se basa en la caracterización a partir de curvas corriente-voltaje (I-V) y capacitancia-voltaje (C-V) realizadas a una frecuencia base de 100 KHz, como se presenta en la referencia [39].

Algunos métodos alternativos, se basan en resonadores cuya respuesta eléctrica se obtiene alrededor de la frecuencia de resonancia. Así, a partir de estas mediciones se determinan las propiedades del substrato en que están fabricados. En algunos casos, los resonadores se utilizan como estructuras base para la caracterización de materiales ajenos al substrato donde están construidos. Para

conseguir esto, se aprovecha la propiedad de radicación, de tal manera que, se obtienen las características del material bajo prueba a partir del cambio que sufre la frecuencia de resonancia de la estructura. Este método se describe en [40] donde, sobre la estructura resonante se coloca el material a caracterizar o material bajo prueba (MUT, por sus siglas en inglés) y de este se obtiene la constante dieléctrica en un rango de frecuencias (1.8-2.8 GHz).

En este capítulo se hará una descripción de algunos de los métodos más representativos utilizados en la caracterización de dieléctricos usados en la tecnología PCB.

2.22.2 MÉTODOS BASADOS EN CAPACITORES DE PLACAS PARALELAS

Esta metodología usa como vehículo de pruebas un capacitor de placas paralelas (C_{pp}) que consta, básicamente, de dos láminas de metal separadas por el material dieléctrico a caracterizar [41]. Este método es ampliamente usado para obtener las propiedades eléctricas de materiales ya que bajo algunas condiciones, los valores característicos del material incluso pueden ser directamente encontrados con simples mediciones de curvas C–V [42],[43].

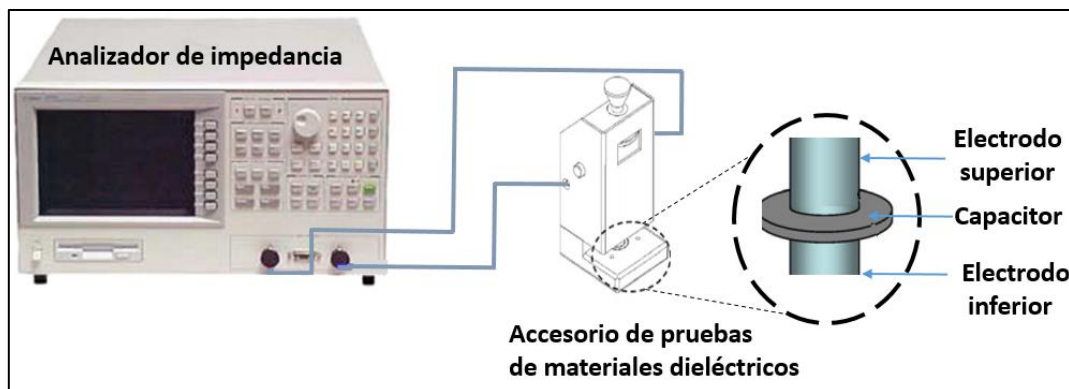


Figura 2.1 Diagrama de conexión de un analizador de impedancia con su respectivo accesorio para pruebas de materiales dieléctricos. Se ilustra el detalle para realizar la caracterización de un dieléctrico mediante un capacitor de placas paralelas [41].

En otro ejemplo de método usado para la caracterización de los materiales, se utiliza el módulo LCR de los equipos analizadores de impedancia, bajo el soporte de un accesorio de pruebas como se presenta en la Fig. 2.1. Es importante mencionar que las mediciones se encuentran limitadas, incluso con los equipos de mejores capacidades, a una frecuencia máxima de 1 GHz. Para la caracterización de los dieléctricos con este método se recomienda un grosor de 10 mm y además se debe asegurar que los electrodos y las placas del capacitor se encuentren completamente planas, para evitar capacitancias parasitas debidas a los espacios vacíos [44].

Una segunda metodología, se basa en la obtención de los parámetros del circuito equivalente del capacitor en el que utiliza un líquido de referencia que comúnmente es aceite por sus propiedades dieléctricas [45]. Entonces, para las mediciones se usa un analizador de impedancias y un accesorio de pruebas capaz de retener el líquido, ver Fig. 2.2. Debido a la naturaleza de las pruebas, se tiene la limitante en frecuencia máxima a 1 GHz y que no es adecuado para dieléctricos absorbentes. Los valores de permitividad y tangente de pérdidas del MUT se encuentran a partir de las ecuaciones (2.1) y (2.2), donde valor D_k es el factor de disipación obtenido directamente de las mediciones y los valores de capacitancia y conductancia se obtienen considerando las definiciones establecidas en la Tabla 2.1 [36].

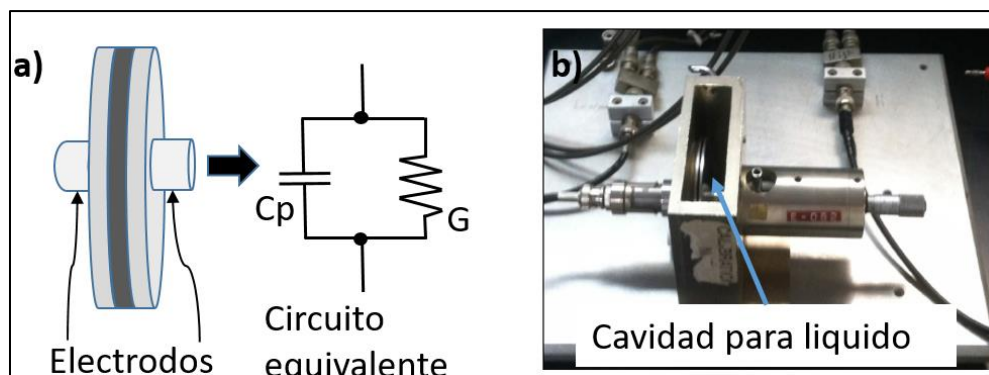


Figura 2.2 Arreglo experimental cuando se utiliza un líquido de referencia en la medición de la permitividad de un dieléctrico. a) Circuito equivalente del capacitor equivalente donde C_p representa la capacitancia y G la conductancia del dieléctrico [36]. b) Accesorio de pruebas correspondiente.

$$\epsilon_r = \frac{1.00058}{c_1} \left(C_1 + \frac{(C_3 - C_1) \times (C_2 - C_1) C_4}{(C_3 - C_1) c_4 - (C_4 - C_2) C_3} \right) \quad (2.1)$$

$$\tan \delta = \frac{G_2}{6.2832 c_4} + \left(\frac{Dk \times 0.99942 (C_1 - C_4)}{(C_4 - C_2)} \right) \times \left(\frac{G_2}{6.2832 C_4} - \frac{G_1}{6.2832 C_2} \right) \quad (2.2)$$

Tabla 2.1 Definiciones empleadas en las ecuaciones (2.1) y (2.2) [36].

$C1$ = Capacitancia sin muestra	$C2$ = Capacitancia de aceite
$C3$ = Capacitancia de muestra seca	$C4$ = Capacitancia de aceite y muestra
$G1$ = Conductancia de aceite	$G2$ = Conductancia de aceite y muestra

2.3 MÉTODO DE ESPACIO LIBRE

El método de espacio libre usa dos antenas de bocina (en inglés *horn antennas*), colocadas frente a frente y separadas una distancia dentro de la cual se colocará la muestra; una funciona como transmisora (Tx) y la otra como receptora (Rx). Las antenas deben poseer las mismas características en términos de ganancia y directividad de manera que puedan interpretarse más simplemente los datos medidos [46],[47]. En el arreglo, el MUT se coloca a una distancia intermedia de las

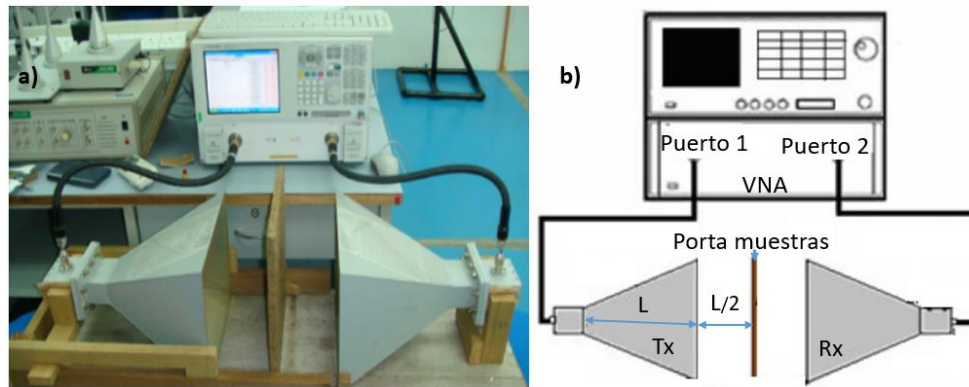


Figura 2.3 Arreglo experimental para llevar a cabo la medición utilizando la técnica de espacio libre. a) Fotografía de experimento y b) componentes usados en el método, donde L es la distancia focal, Tx es la antena emisora y Rx la antena receptora [46].

antenas, que está determinada por la longitud focal de las antenas, de modo que el experimento cubre menos de 3 longitudes de distancia focal, ver Fig.2.3. En algunos experimentos, se usan lentes para el re-direccionar las ondas para que se concentren en el MUT [48]. En otros, se usan incluso espejos cuando el arreglo es muy grande.

Para las mediciones en este métodos, se utiliza un analizador de redes vectorial (VNA, por sus siglas en inglés) previamente calibrado. Con éste, se obtienen los parámetros S y a partir de éstos se determinan las propiedades eléctricas del MUT como se presenta en [49]. A pesar de que este método es especialmente útil para rangos de entre 10-26 GHz y 75-110 GHz, se tiene una fuerte dependencia de la precisión de los resultados con la uniformidad y la homogeneidad del MUT. Además, los datos obtenidos pueden ser considerablemente alterados por las condiciones del ambiente del experimento [50],[36].

2.4 MÉTODO BASADO EN RESONADORES

Un resonador es un dispositivo electrónico que tiene la propiedad de oscilar a ciertas frecuencias. Eléctricamente, la respuesta a estas frecuencias se presenta como reflexión considerable de la señal aplicada. Para su construcción práctica en tecnología de PCB, principalmente se utilizan líneas de microcinta. Las propiedades de resonancia en estos dispositivos dependen de la estructura, dimensiones y materiales constitutivos. Así, la permitividad de un material incluido en la

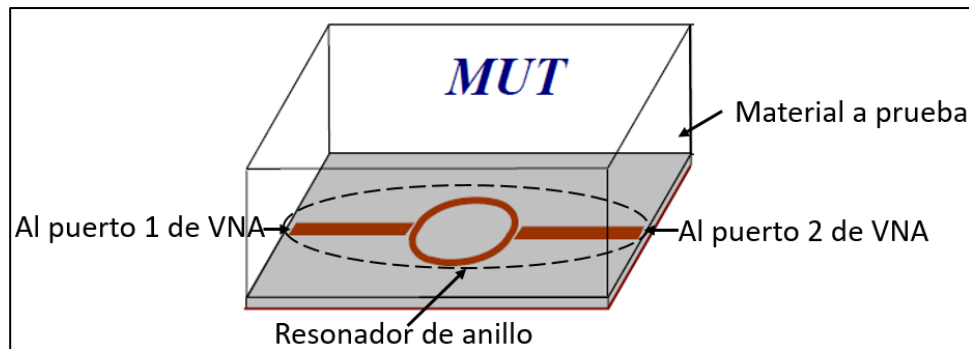


Figura 2.4 Representación conceptual de un resonador de anillo usado para la caracterización de un material [50].

construcción de un resonador puede determinarse indirectamente al conocer sus características alrededor de la frecuencia de resonancia. De hecho, los resonadores son ampliamente utilizados para la caracterización de substratos PCB.

De manera práctica, en este método, se realizan mediciones con un VNA, previamente calibrado, de donde se obtiene la frecuencia de resonancia y a partir de la ecuación (2.3) se encuentra la constante dieléctrica. En esa ecuación F_r es la frecuencia de resonancia, n es modo de resonancia (número entero), c es la velocidad de la luz, L_{eff} es la longitud efectiva del resonador y ϵ_{eff} es la constante dieléctrica efectiva [51],[52].

$$F_r = \frac{nc}{L_{eff} \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.3)$$

De igual manera, se han realizados experimentos con este tipo de resonadores dónde se realizan mediciones del resonador con un materia puesto en la región donde se concentran los campos. Entonces, a partir de una comparación de las mediciones cuando no se tiene interacciones con otro material se obtienen las características del MUT, ver Fig. 2.4. En este método, cuando se aplica el estímulo al dispositivo de manera que las ondas electromagnéticas interactuarán tanto con material sobre el que está fabricado como con un material externo, tiene la restricción de funcionar en un estrecho ancho de banda alrededor de la frecuencia de resonancia [53].

2.5 MÉTODO CON LÍNEAS DE TRANSMISIÓN DE MICROCINTA

Una línea de transmisión de microcinta (en inglés, *microstrip*) consta de un trazo conductor diseñado comúnmente en tecnología de PCB a una impedancia característica $Z_0 = 50\Omega$; para esto el trazo se separa por medio de un substrato dieléctrico del plano de tierra [54]. La transmisión en este tipo de líneas ocurre en modo cuasi-transversal electromagnético (cuasi-TEM) [55]. Esta suposición de

propagación se aprovecha para simplificar la caracterización del dieléctrico con que está construido el dispositivo, ver la Fig. 2.5. Los parámetros principales de diseño del trazo son entonces: el ancho del trazo (w), el grosor del sustrato (h), el grosor del metal (t) y la permitividad dieléctrica (ϵ_r) [56].

Puntualmente, la adquisición de la constante dieléctrica se realiza a partir de la medición de los parámetros S , de éstos se obtiene la constante de propagación (γ) aplicando el método línea-línea a partir de dos líneas con una sección transversal idéntica y con diferente longitud como se presenta en [57]. De γ se obtiene información de la atenuación (α) y del retraso de fase (β), como se muestra en la ecuación (2.4), de manera que la permitividad se determina usando la ecuación (2.5) donde c es la velocidad de la luz y f es la frecuencia [58].

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (2.4)$$

$$\epsilon_r \approx \left(\frac{c\beta}{2\pi f} \right)^2 \quad (2.5)$$

Este método permite la caracterización del dieléctrico propio de la estructura en un rango amplio de frecuencias, y es por eso que es ampliamente utilizado en caracterización de sustratos de tecnología PCB. En este caso, la aplicación del método línea-línea es fundamental y permite obtener los parámetros de propagación de la línea con gran precisión, como ha sido comprobado en base a simulaciones de onda completa [59]. Al comparar este método con los métodos revisados en este capítulo, se hace evidente que las estructuras resonantes operan

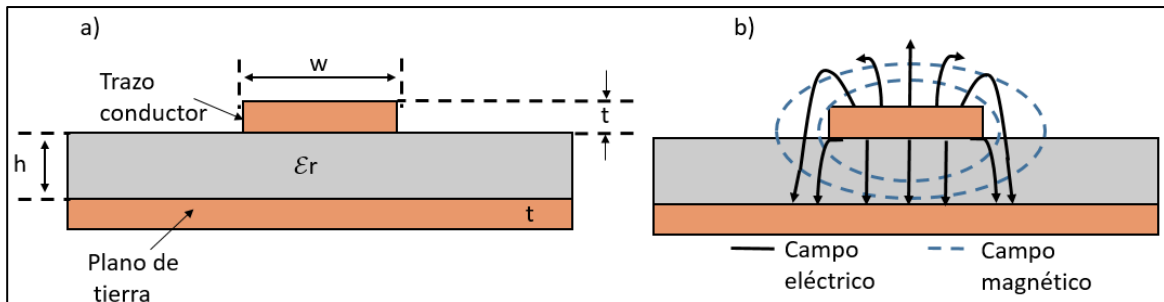


Figura 2.5 Representación del corte transversal de una línea de microcinta: a) dimensiones y b) distribución de los campos eléctrico y magnético. [53].

con un ancho de banda reducido, los basados en placas paralelas ven limitada sus aplicación por las restricciones impuestas por los equipos empleados, y el método de espacio libre es costoso y además muy propenso a interferencias [58],[60].

Entre otras alternativas, se han presentado experimentos para la caracterización de dieléctricos en forma de un mallado, pero en estos trabajos no se toman en cuenta las contribuciones del medio que rodea al vehículo de pruebas. Ver Fig. 2.6a. Además, resulta un prototipo poco práctico debido a que se utilizan conectores coaxiales adheridos a la muestra. Esto complica la obtención de las propiedades de los dieléctricos debido a los elementos parásitos que se agregan a la configuración del experimento [61].

Otro experimento que utiliza un par de sustratos, uno usado como plano de tierra y en otro se define el trazo de señal, ver Fig. 2.6b. En medio de la estructura resultante se coloca el MUT y se realizan las mediciones, esto resulta en una propuesta interesante con las desventajas de una falta de control del contenido de aire y que el grosor del sustrato conllevan a obtener datos con incertidumbre ya que el MUT es mucho más delgado que el dieléctrico auxiliar. Además, no se toman en cuenta las contribuciones de las pérdidas introducidas por los metales [62].

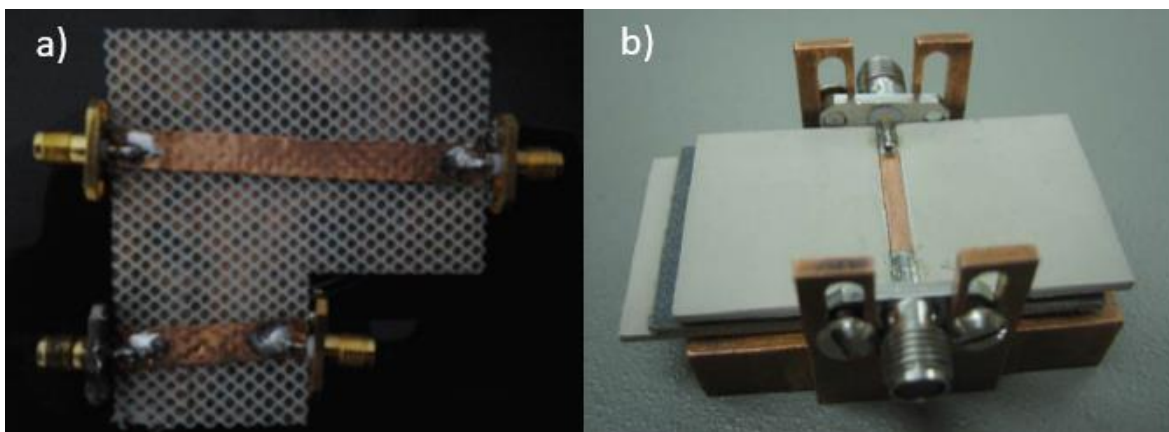


Figura 2.6 a) par de líneas utilizadas para la caracterización de dieléctrico en presentación de mallado [58], b) vehículo de pruebas basado en línea microstrip para dieléctricos gruesos y sólidos usando para obtener la permitividad del MUT [60]

2.6 CONCLUSIONES DE CAPÍTULO

En este capítulo se analizaron algunos métodos usados para la caracterización de los dieléctricos en PCB y puede concluirse que la mejor opción para la caracterización de substratos de este tipo son las líneas de transmisión microcinta. Entonces, se puede realizar un vehículo de pruebas para la caracterización con base a líneas de microcinta usando un apilado de láminas, de tal manera que un MUT pueda ser caracterizado como en [62] pero mediante un arreglo que permita reducir la incertidumbre en la medición al eliminar una capa de dieléctrico en la estructura de pruebas. Esto, sumado a una correcta selección de materiales para la construcción del prototipo y además de una correcta separación de las contribuciones, tanto de metales, aire y las demás capas dieléctricas permite una mejor caracterización de los materiales dieléctricos.

CAPÍTULO 3: DESCRIPCIÓN DEL PROTOTIPO PROPUESTO

3.1 DESCRIPCIÓN INTRODUCTORIA

La propuesta principal de este trabajo es utilizar líneas de transmisión para la caracterización de tejido de fibra de vidrio, por lo que se presenta una estructura basada en líneas de tipo microcinta para la caracterización de dieléctricos utilizados en la fabricación de tarjetas de PCB. En particular, se empleará este prototipo para el estudio de las propiedades dieléctricas de los tejidos de fibra de vidrio en un amplio rango de frecuencias. Así, el vehículo de pruebas aprovecha las ventajas que ofrecen este tipo de estructuras, descritas en el capítulo anterior. Para facilitar la medición, se eligió que el prototipo fuera montado en un accesorio de pruebas universal (UTF, por sus siglas en inglés) modelo 3680v de la marca Anritsu. Al emplear este accesorio, no se requieren conectores coaxiales extra montados en la estructura a medir y se aprovecha la ventaja de que se cuenta con el sustrato de calibración que permite hacer una calibración hasta el borde del prototipo.

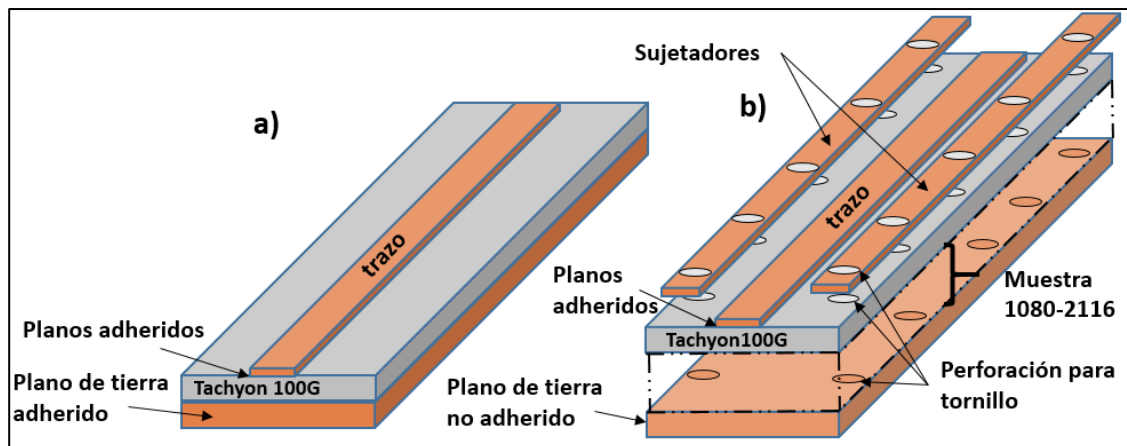


Figura 3.1 Bosquejos de las estructuras utilizadas en este trabajo: a) línea de transmisión microcinta sobre sustrato Tachyon100G y b) vehículo de pruebas para la caracterización de los tejidos de fibra de vidrio.

Para comenzar con la descripción del prototipo propuesto, en el experimento se implementa primeramente una estructura con el plano de tierra inferior adherido al sustrato, ver fig. 3.1 a). Esta estructura permite la caracterización del laminado utilizado como soporte mecánico y su medición eléctrica permitirá desincrustar el efecto de este dieléctrico de las mediciones que involucren el tejido de fibra de vidrio. En este caso, se emplea un material categorizado como de muy bajas pérdidas llamado Tachyon100G, de la compañía Isola. En la fig.3.1 b), se muestra que para el caso de la estructura que incluirá el material bajo prueba, el sustrato dieléctrico no tiene adherido el plano de tierra de manera que pueda insertarse la muestra.

En síntesis, la primera estructura a emplear en el proceso de caracterización tendrá el plano de tierra adherido con el cual se obtienen las propiedades eléctricas del sustrato. El segundo dispositivo es el ensamble que tiene el plano de tierra no adherido, esto permite que se puedan agregar las muestras de tejido de fibra de vidrio a caracterizar. Entonces, el análisis comenzará al procesar los datos medidos a la primera estructura al considerarla como una línea de microcinta con un dieléctrico compuesto por 2 capas (sustrato y aire), mientras que en la segunda estructura se considerarán 3 (muestra, sustrato y aire). La idea, es usar el dispositivo para la separar la permitividad de los tejidos, con la ventaja de obtener valores en una banda amplia de frecuencias, ya que en el caso más utilizado en la actualidad, basado en resonadores, se obtienen a frecuencias puntuales.

Es importante destacar que en este trabajo se llevó a cabo la caracterización de dos tejidos con estilos diferentes. Éstos fueron seleccionados tomando en cuenta que son casos comunes en la industria de la electrónica que funciona en el rango de las microondas. El tejido estilo 1080 es el más simple y ampliamente usado debido a su bajo costo ya que no requiere de gran proceso de manufactura fuera del estándar. Sin embargo, sus fibras presentan una separación considerablemente grande que puede llegar a introducir una notable falta de homogeneidad. Al contrario, el estilo 2116 es de tejido cerrado y uno de los más uniformes en la

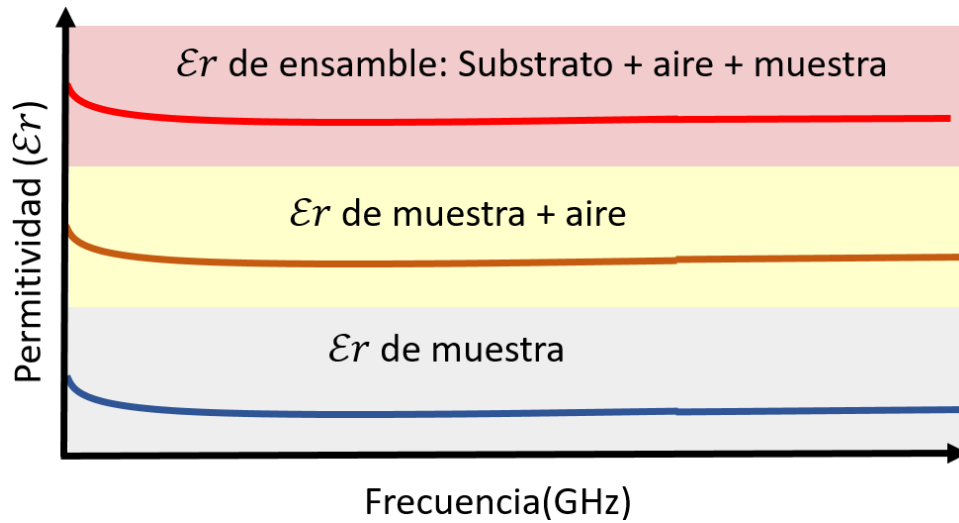


Figura 3.2 Gráfica conceptual de las permitividades efectivas asociadas con cada sección de los prototipos implementados.

industria. Ahora, ambos estilos están fabricados de mismo fibra de vidrio y tienen características eléctricas semejantes, por lo que las diferencias se deben dar por el nivel de homogeneidad de éstos. Las propiedades eléctricas reportadas por el fabricante muestran que para el estilo 1080 se tiene una permitividad nominal $\epsilon_r = 4.8$, y una tangente de pérdidas $\tan\delta = 0.003$, mientras que para el caso del estilo 2116 se tiene $\epsilon_r = 4.8$ y $\tan\delta = 0.0034$. Estos datos fueron obtenidos con técnicas de resonador de anillo a una frecuencia de 10 GHz según el fabricante [28].

Con el prototipo propuesto, se aprovechan las ventajas que se tienen al existir técnicas de caracterización muy precisas para las líneas de microcinta. De hecho, estas son estructuras de fácil diseño, fabricación e implementación. Considerando lo anterior, las líneas de microcinta resultan muy útiles para la medición de la permitividad del tejido de fibra de vidrio. Como se ve en la Fig.3.2, se irán obteniendo diferentes curvas experimentales hasta llegar a la determinación de la permitividad del MUT, siempre considerando el apilado de capas dieléctricas y el espesor correspondiente. Para esto, se debe realizar la substracción (empleando las matemáticas adecuadas) de las contribuciones de la permitividad efectiva obtenida de las mediciones directamente del prototipo con el apilado de capas. De ahí, se determina la contribución del substrato utilizado como soporte mecánico para

cuantificar las contribuciones correspondientes. Una vez hecho esto, se procede a remover de los datos experimentales la contribución de los efectos de los metales y, finalmente, la contribución del aire contenido en el MUT. El resultado final corresponde entonces a la permitividad de los tejidos, lo cual es el propósito principal de este proyecto.

3.2 SELECCIÓN DE MATERIALES DE LA ESTRUCTURA

Los factores determinantes para fabricar el prototipo son principalmente las propiedades del sustrato que permite el soporte mecánico. Su selección debe ser tal que tanto la permitividad como las pérdidas sean bajas, con valores entre 3 y 0.002 respectivamente, de manera que no se introduzca una gran incertidumbre en la caracterización de la muestra. Para esto, es importante también que su espesor sea pequeño sin que con esto se pierda estabilidad mecánica, aproximadamente 100 μm . Otros de los factores considerados fueron las dimensiones de la base de pruebas UTF, que permite medir PCBs con grosores de entre 0.5 mm y 1.9 mm y con una longitud máxima de 50.8 mm. Este accesorio cuenta con un interfaces para medición de conector tipo V, que son adecuados para mediciones de hasta 60 GHz. Por otra parte, las características mecánicas del UTF ofrecen la ventaja de que los pines de los conectores permiten la aplicación de una presión constante al ensamble propuesto [63].

Entonces, una vez elegido un sustrato de bajas pérdidas y con un grosor comparable con el material bajo pruebas, se debe de tener en cuenta que éste debe ser lo suficientemente rígido como para mantenerse completamente plano una vez colocado en el apilado. Además, cabe resaltar que para los experimentos realizados en este proyecto, al sustrato elegido se le adhirió una lámina de cobre de alta calidad, la cual después de pulirla se obtuvo una interfaz con una muy baja rugosidad. Esto permite reducir las pérdidas que ocurren en el conductor [14] .

El sustrato que cumple con las características anteriormente mencionadas es el sustrato de Isola, Tachyon® 100G, construido con 2 capas de tejidos estilo 1035, con un 69% de contenido de resina. El laminado resultante tiene un grosor de 4 mils (aproximadamente 101 μm), una constante dieléctrica de 3.07 medida con técnicas de resonador de anillo a frecuencias puntuales, y presenta una densidad en la lámina de cobre empleada para la formación de la tira superficial (o sea, la microcinta) de 1 oz/ft², que equivale a un grosor de 35 μm [64].

Para servir de plano de tierra, se utilizó una lámina de cobre con un grosor de 600 μm , de tal manera que no se sobrepase el grosor permitido por la base UTF. Por otra parte, como se muestra en la Fig. 3.1 b), se incluyeron sujetadores metálicos laterales para mejorar la planaridad del prototipo. Éstos se fabricaron con el mismo metal con el que se implementó el plano de tierra; nótese también en la figura, que las capas se perforaron para unir el apilado mediante el uso de tornillos agregar estabilidad mecánica. Es importante mencionar que para tener una superficie plana en la lámina designada como plano de tierra y así reducir también posibles pérdidas adicionales introducidas por la rugosidad, se realizó un pulido en el taller de óptica del INAOE utilizando un grano de pulido de 1 μm , el cual redujo la rugosidad del metal a un nivel comparable con la rugosidad que se tiene en el sustrato usado.

3.3 PARÁMETROS DE DISEÑO

Los parámetros más importantes en el diseño de una línea de transmisión del tipo microcinta son el ancho del trazo conductor, el grosor del sustrato y la constante dieléctrica. A partir de los datos proporcionados en las hojas de especificación del fabricante del sustrato, se diseñaron líneas de este tipo con el plano de metal adherido con una impedancia de 50 Ω . Con este propósito, a partir de las ecuaciones (3.1) y (3.2) se calculó el ancho del trazo y se corroboró el resultado obtenido con la herramienta LineCalc del software ADS de Keysight, que se especializa en simulaciones en frecuencias del rango de las microondas. Para el

caso del prototipo con el plano de tierra adherido, se fabricaron líneas con longitudes de 2 y 5 cm y con ancho de trazo $w = 242 \mu\text{m}$. Para el caso de la estructura principal que contendrá la muestra, se fabricaron un par de líneas con las mismas longitudes que en el caso anterior pero eliminando el plano de tierra durante el proceso de grabado. Esto debido a que se utilizará un plano no adherido para introducir la muestra.

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \times \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12 \times h}{w}}} \quad (3.1)$$

$$Z_0 = \frac{120\pi}{1 + 2 \times \sqrt{2} \times \pi \times \sqrt{\epsilon_r}} \ln \left\{ 1 + \frac{4h}{w} \left[\frac{14 + 8/\epsilon_{eff}}{11} \times \frac{4h}{w} + \sqrt{\frac{(14 + 8/\epsilon_{eff})^2}{11} \frac{(4h)^2}{w} + \frac{1 + 1/\epsilon_{eff}}{2} \times \pi^2} \right] \right\} \quad (3.2)$$

La razón de fabricar líneas con dos longitudes diferentes es obtener constante de propagación utilizando el método línea-línea [57], para posteriormente obtener el valor de constante dieléctrica del substrato como se describió en la sección 2.4. Las líneas sin el plano de tierra adherido se fabricaron con el mismo ancho de trazo; entonces, ya que una vez que se agregar el material a caracterizar se modifica el grosor del dieléctrico se tendrá una impedancia diferente a 50Ω .

Adicionalmente, la permitividad efectiva será modificada. Esto, sin embargo, no es un impedimento para llevar a cabo una caracterización apropiada, siempre y cuando se siga un procedimiento sistemático para el análisis, tal y como se mostrará a continuación.

3.4 PROCEDIMIENTO PARA LA OBTENCIÓN DE ϵ_R USANDO ENSAMBLE PROPUESTO

A partir de las mediciones realizadas a las dos líneas de diferente longitud en el prototipo con el plano de tierra adherido, es posible emplear el método línea-línea para obtener la constante de propagación $\gamma = \alpha + j\beta$. De la parte imaginaria, se puede aproximar la permitividad efectiva con la ecuación (2.5). Para obtener una permitividad efectiva que esté asociada solamente a efectos de dieléctrico, se debe sustraer la contribución del conductor, ya que éste es un factor que influye en gran medida los datos experimentales y que hace que la aproximación con la ecuación (2.5) no resulte en valores físicamente esperados para la permitividad; para esto se sigue el procedimiento reportado en [57]. En este caso, para eliminar la contribución del conductor, una opción es obtenerla a partir de la constante de atenuación, que es la parte real de la constante de propagación. Así, se tiene que $\alpha = \alpha_c + \alpha_d$, donde α_d es la contribución del dieléctrico y α_c la contribución por el conductor [65].

Para facilitar la corrección de las mediciones del efecto del conductor, la contribución correspondiente se obtiene mediante la linealización de datos experimentales de la constante de atenuación con la relación $\alpha = K_1 \times \sqrt{f} + K_2 \times f$. De esta forma, la contribución del dieléctrico es representada con el término que involucra linealmente la frecuencia (f), y la del conductor incluye \sqrt{f} . Teniendo esto en cuenta, se realiza la linealización con respecto a \sqrt{f} , de lo que se obtiene la contribución α_c [66].

$$\epsilon_{reff} = \left(\frac{(\beta - \alpha_c) \times c}{2\pi f} \right)^2 \quad (3.3)$$

Al aplicar la ecuación (3.3) para obtener la constante dieléctrica, ya se tiene eliminada la contribución del conductor α_c . Al igual que usar la constante de atenuación para la determinación de la contribución del conductor, se han propuesto análisis donde se incluyen factores como la rugosidad obteniendo buenos resultados comparando extracciones con otras técnicas. En esta nueva

metodología, se usa la ecuación de (3.3), pero cambia ahora la forma de obtener α_c , ya que se utilizan las ecuaciones (3.4) a la (3.7) [65],[67].

$$K_r = 1 + \frac{2}{\pi} (\arctan(1.4\pi \times f \times \mu \times \sigma (h_{rms})^2)) \quad (3.4)$$

$$R_{ac} = \frac{K_r}{w + t} \times \sqrt{\frac{\pi f \mu}{\sigma}} \quad (3.5)$$

$$R_{dc} = \frac{1}{w \sigma t} \quad (3.6)$$

$$\alpha_c = \frac{1}{2} \frac{R_{dc} + R_{ac}}{R(z_0)} \quad (3.7)$$

En las ecuaciones anteriores, se toma en cuenta la variación de la resistencia (R_{ac} y R_{dc}) con respecto a la frecuencia y se consideran los fenómenos físicos que ocurren al propagarse una señal en un conductor cuando la corriente se confina dentro de una determinada área transversal del conductor. Para observar el impacto de la rugosidad en la extracción de la permitividad efectiva en líneas microstrip, se

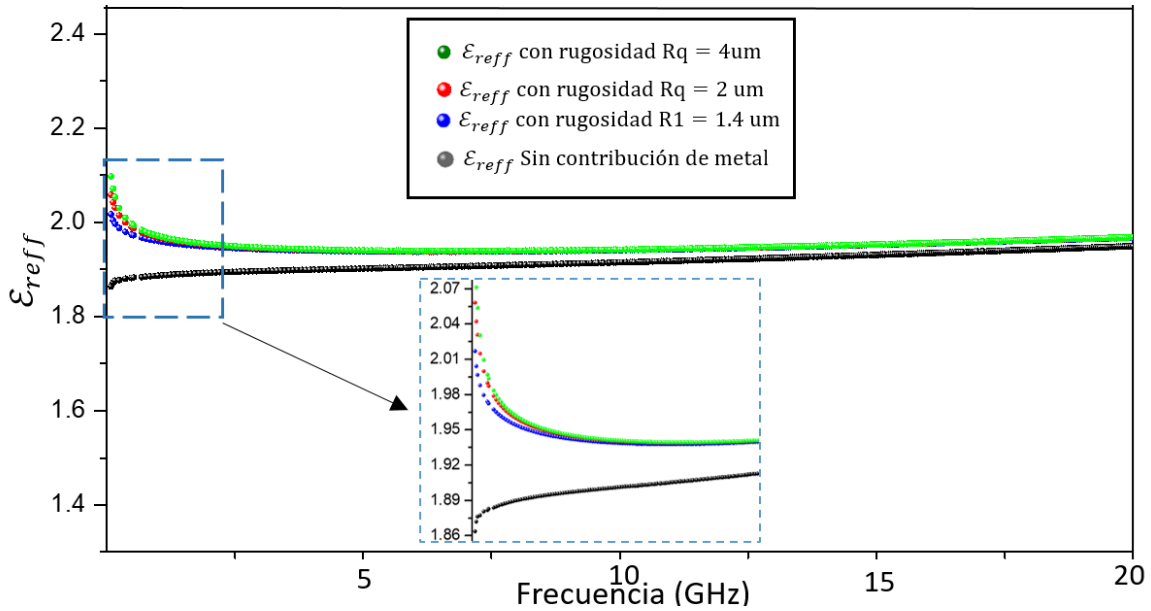


Figura 3.3 Constante dieléctrica efectiva de un laminado de PCB cuando se consideran metales de diferentes rugosidades. Se aprecia el impacto de la contribución del conductor, por esto es importante tomar en cuenta su efecto para obtener la permitividad adecuadamente; las curvas fueron obtenidas a partir de simulaciones en HFSS.

realiza un estudio con líneas que tienen diferentes rugosidades y se presenta en la Fig. 3.3. Se aprecia el aumento de la contribución del metal debido al aumento de la rugosidad. Entonces, al tener en cuenta la contribución de ésta, puede mejorarse la exactitud de las ecuaciones empleadas para obtener la permitividad de materiales [65].

Una vez obtenido el valor de la permitividad efectiva contemplando la contribución del conductor, se debe realizar la separación de la permitividad relativa del dieléctrico. Esto se consigue sustrayendo la contribución de la capa superior de aire a la medición. Existen dos casos cuando se lleva a cabo para obtener la permitividad efectiva, el caso de líneas estrechas y el de líneas anchas; cuando se tiene que el ancho de la línea (w) es menor que el grosor del dieléctrico (h) se considera que la línea es estrecha y cuando w es mayor que t se considera ancha. Para el caso de las líneas anchas, que es lo más común en PCBs, se aplican la ecuación (3.8).

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon_{eff} - 1 + \frac{1}{\sqrt{1 - 12 \frac{h}{w}}}}{1 + \frac{1}{\sqrt{1 - 12 \frac{h}{w}}}}} \quad (3.8)$$

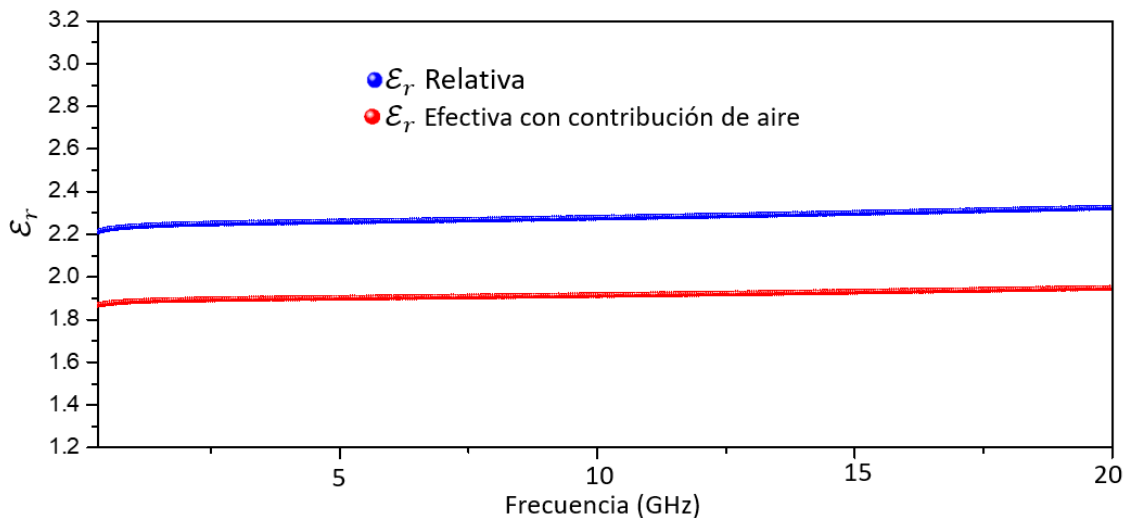


Figura 3.4 Permitividad relativa efectiva y la permitividad relativa del material cuando se obtiene de mediciones de líneas de micro cinta. Se observa la diferencia debida a la contribución del aire encima del trazo conductor.

Al extraer la contribución del aire que cubre la línea, se obtiene una permitividad relativa cuya forma se presenta en la Fig. 3.4. Ésta mantiene aproximadamente un valor constante en el rango de las microondas.

Posteriormente, es necesario separar la contribución de cada capa en el vehículo de pruebas que contiene la muestra. Éste se puede representar como se muestra en la Fig. 3.5. El ensamble puede analizarse como una línea microstrip multicapa. Así, con la simplificación del método de mapeo conformal es posible separar las 2 capas de este tipo de líneas de micro cinta, siguiendo la metodología presentada en [68]. Para separación de las contribuciones de las capas en una línea de transmisión de micro cinta multicapa, se deben obtener las relaciones del factor de llenado en la región encima del trazo de señal y la región del dieléctrico, éstos se obtiene con la aplicación de las ecuaciones (3.9) y (3.10) para una microstrip del tipo ancha ($\frac{w}{h} > 1$). En las ecuaciones, h_1 es el grosor de la muestra, h representa el grosor total del ensamble y w_{ef} es el ancho efectivo del trazo.

$$q_1 = \frac{1}{2} \times \frac{h_1}{h} \times \left[1 + \frac{\pi}{4} - \frac{h}{w_{ef}} \times \ln \left(\frac{\pi}{h} \times w_{ef} \times \frac{\sin(\frac{\pi}{2} \times \frac{h_1}{h})}{\frac{\pi}{2} \times \frac{h_1}{h}} \right) \right] \quad (3.9)$$

$$q_2 = 1 - q_1 - \frac{1}{2} \times \frac{\ln(\frac{\pi}{h} \times w_{ef} - 1)}{\frac{w_{ef}}{h}} \quad (3.10)$$

donde $W_{ef} = w + \frac{2h}{\pi} \ln[17.08(\frac{w}{2h} + 0.92)]$

A partir de los datos que se obtienen con las ecuaciones anteriores y con la permitividad correspondiente a la línea con el plano de tierra adherido, se obtendrá la contribución del MUT.

$$\varepsilon_{reff-V} = 1 - q_1 - q_2 + \varepsilon_{r1} \times \varepsilon_{r2} \times \frac{(q_1 + q_2)^2}{\varepsilon_{r1} \times q_2 + \varepsilon_{r2} \times q_1} \quad (3.11)$$

De la ecuación (3.11), se obtiene la contribución de cada capa a partir de las mediciones la constante dieléctrica efectiva del vehículo de pruebas $\epsilon_{\text{reff-v}}$, donde ϵ_{r1} es la contribución del MUT y ϵ_{r2} es la contribución del sustrato con el plano de tierra adherido.

Para hallar la contribución de la muestra se realiza el ajuste de los datos obtenidos de las mediciones del DUT y los valores de q_1 , q_2 y ϵ_{r2} que fueron previamente calculados. Entonces, la única incógnita es el valor de ϵ_{r1} que representa la permitividad efectiva del MUT y está relacionado con el retraso de fase β de la línea microcinta.

Una vez obtenido el valor de la permitividad efectiva de la capa que contiene los tejidos, para obtener solo la permitividad de la fibra de vidrio se utiliza la ecuación (1.3) modificada a la situación del experimento; es decir, el contenido de resina ahora es el contenido de aire donde $\epsilon_r=1$ como se presenta en la ecuación (3.12).

$$\epsilon_{\text{reff}} = 1 * \text{PorcentajeAire} + \epsilon_{r\text{Fibra}} * (1 - \text{PorcentajeAire}) \quad (3.12)$$

De la ecuación (3.12) se debe obtener el porcentaje de aire contenido en las muestras a caracterizar y finalmente se procede a obtener la permitividad del tejido de fibra.

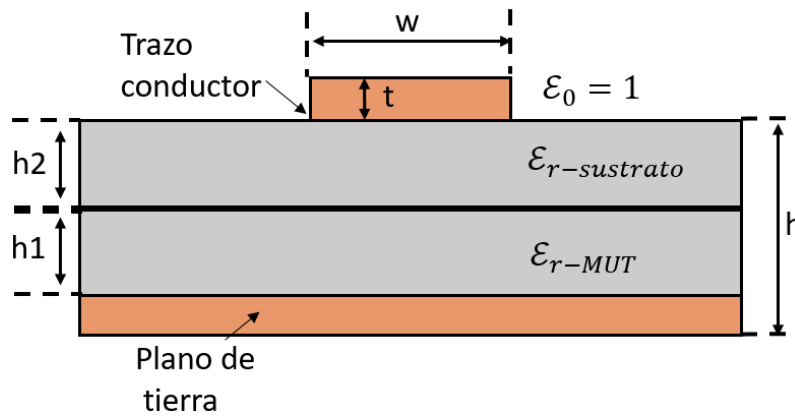


Figura 3.5 Representación de corte transversal del vehículo de pruebas usado; se observan las capas que lo conforman.

3.5 CONCLUSIÓN DE CAPÍTULO

En este capítulo se describió la propuesta del proyecto, así como el procedimiento para lograr su aplicación en la caracterización de tejidos de fibra de vidrio empleados en la fabricación de PCBs. Se definió la idea principal del uso de estructuras simples basadas en líneas microcinta para la caracterización en un rango amplio de frecuencias.

CAPÍTULO 4: EXPERIMENTOS Y RESULTADOS

4.1 DESCRIPCIÓN DEL EXPERIMENTO

En el capítulo anterior, se explicó el proceso para la obtención de la permitividad de los tejidos de fibra de vidrio mediante el uso del vehículo de pruebas propuesto. En este capítulo, se presentan las actividades, experimentos y resultados correspondientes. Se muestran las consideraciones para realizar las mediciones con el VNA para obtener los parámetros S. De igual manera, se presentan las dimensiones de los tejidos considerados obtenidas a través de mediciones utilizando un microscopio electrónico de barrido o SEM (por sus siglas en inglés) y las mediciones con un microscopio de fuerza atómica o AFM (por sus siglas en inglés) para obtener la rugosidad de las interfaces metálicas.

En la Fig. 4.1, se muestran los componentes de las diferentes capas que conforman el ensamble propuesto como vehículo de pruebas y que es usado en este trabajo para la caracterización de los tejidos de fibra de vidrio.

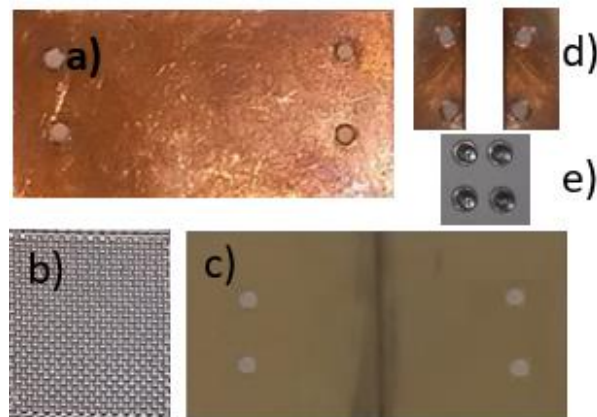


Figura 4.1 Elementos que forman el ensamble utilizado como vehículo de pruebas: a) plano de tierra no adherido, b) muestra MUT, c) vista parcial de una línea microstrip sobre el material Tachyon100G con plano adherido, d) sujetadores para planarización y e) tornillos.

4.2 MEDICIÓN DE LOS TEJIDOS CON MICROSCOPIO ELECTRONICO DE BARRIDO

Para obtener las dimensiones del tejido, como la amplitud de la ventana donde no hay fibra y la separación de los hilos, se realizaron mediciones con un microscopio electrónico de barrido. Con este aparato, se hace incidir un haz de electrones a las muestras a caracterizar que interactúa con los materiales a analizar y dependiendo de estas interacciones se determina la topografía de la muestra. Para aprovechar esta técnica es altamente recomendable que la superficie del MUT sea conductiva. Esto con el fin de aterrizar la nube de electrones que queda suspendida en la superficie del material una vez que los electrones chocan con éste.

Ahora, los tejidos de fibra de vidrio se colocan en el porta muestras adheridos con tinta de plata, lo que reduce la resistencia en la superficie y permite incrementar el contraste para así obtener imágenes con una alta resolución. Más detalladamente, del choque del haz de electrones y la superficie del MUT se obtienen electrones retrodispersados, electrones secundarios y radiación electromagnética, que se cuantifica con sensores dentro del SEM. Los electrones secundarios son traducidos a una imagen bidimensional y de la radiación se determina la composición elemental de la muestra usando la técnica [68].

Con la energía dispersada durante la medición se obtiene la composición del MUT con espectroscopia por energía dispersiva (EDS, por sus siglas en inglés), en las Figs. 4.2 y 4.3 se presentan los elementos que componen a las fibras. Por otro lado, para obtener imágenes de alta resolución se utiliza el detector de electrones secundarios (SEI, por sus siglas en inglés). Entonces, a partir de las imágenes correspondientes se obtienen las dimensiones de la vista superior de las fibras como son las aberturas de las ventanas y los grosores del conjunto del conjunto de fibras como se muestran en la Fig. 4.4 y la 4.5.

A partir de los datos obtenidos de las mediciones con el SEM, se pueden crear modelos tridimensionales para representar detalladamente los laminados de PCB

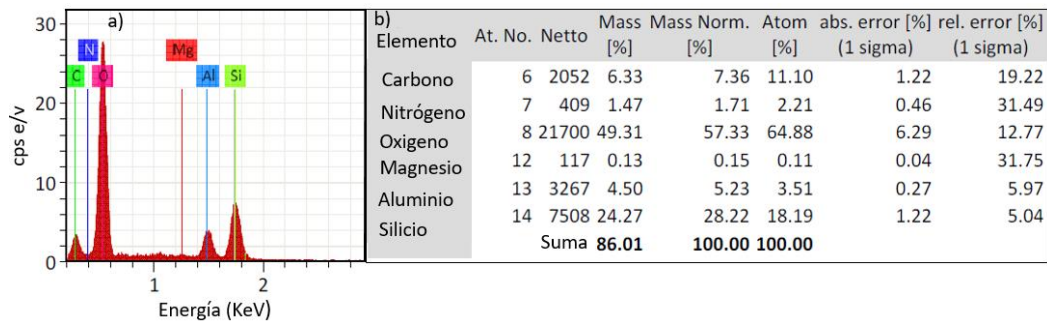


Figura 4.2 Datos obtenidos con la técnica EDS al vacío para tejido de fibra de vidrio estilo 2116: a) gráfico de elementos activos con respecto a la energía dispersada, y b) tabla con valores obtenidos para el contenido de los elementos que forman la muestra, se resalta el porcentaje de oxígeno ya que es el elemento más abundante (ya que el vidrio es dióxido de silicio, SiO_2).

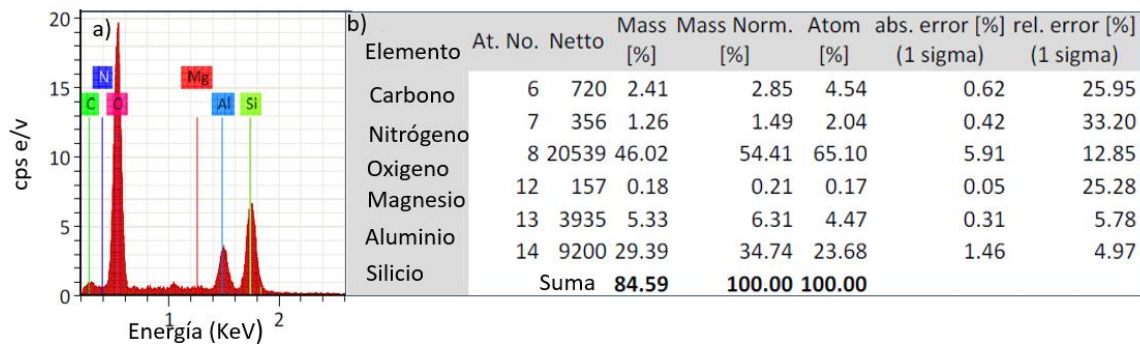


Figura 4.3 Datos obtenidos con la técnica EDS para tejido de fibra de vidrio estilo 1080 a) gráfico de elementos activos con respecto a la energía dispersada b) tabla con valores obtenidos de contenido de cada uno de los elementos, se resalta el porcentaje de oxígeno al igual que en la Fig. 4.2.

mediante el uso de simuladores electromagnéticos. Esto permite cuantificar el efecto dieléctrico filamento a filamento. Cabe resaltar que, por ejemplo, es posible realizar el modelado en software especializado en diseño tridimensional como SolidWorks y realizar las simulaciones de onda completa en el programa HFSS de Ansys®, de esta manera se podrían realizar muchas pruebas, esto permitiría la determinación de los parámetros para nuevos estilos de tejido. Por el momento, sin embargo, este trabajo se basa en el análisis experimental de las muestras.

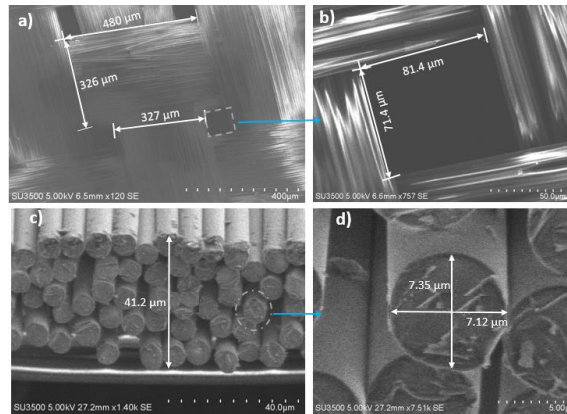


Figura 4.4 Imágenes obtenidas del SEI para el tejido estilo 2116: a) medidas de vista superior del

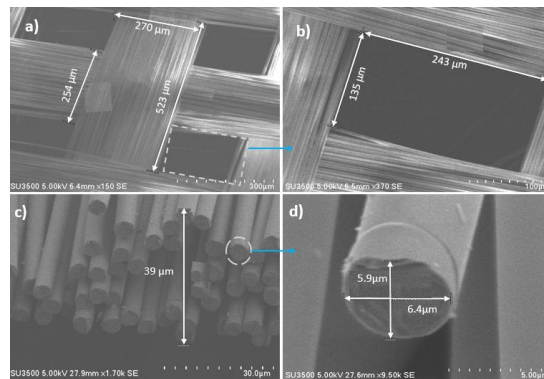


Figura 4.5 Imágenes obtenidas del SEI para el tejido estilo 1080: a) medidas de vista superior del tejido, b) medidas de la ventana central, c) altura de manojos de fibras, y d) diámetro de filamento unitario. Las imágenes fueron obtenidas en el laboratorio de microscopía electrónica del INAOE.

Uno de los resultados más relevantes de estas mediciones es el correspondiente al EDS, donde muestra que el contenido de oxígeno representa entre el 54 y el 57% de la composición total de las muestras. Esto es un claro indicativo de que las características dieléctricas de estos tejidos deben resultar muy similares ya que están prácticamente hechas con la misma receta. Entonces, cualquier variación de permitividad se asociará con el estilo del tejido, lo que determina la cantidad de huecos que existen entre los hilos.

4.3 CARACTERIZACIÓN DEL PERFIL DE LOS CONDUCTORES DEL PROTOTIPO UTILIZANDO AFM

La medición de la rugosidad de la superficie de los metales se realizó con ayuda de un microscopio de fuerza atómica (AFM, por sus siglas en inglés), que permite la caracterización de superficies incluso a nivel atómico. Para su aplicación se tienen dos principales modos de operación, que son el de contacto y el de no contacto. Ambos modos aprovechan las fuerzas de interacción de van der Waals y las fuerzas de repulsión entre la punta de prueba y la superficie [69]; el principio se muestra en la Fig. 4.6.

Las mediciones con el AFM de las superficies metálicas del prototipo se realizaron en las instalaciones del INAOE y se presentan en la Fig. 4.7

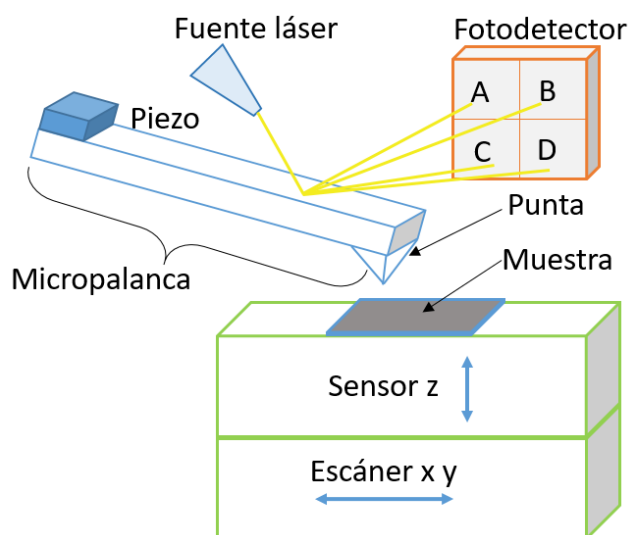


Figura 4.6 Representación simplificada de los elementos de un sistema AFM, donde las fuerzas de interacción repelen la punta de una micropalanca, y por medio de un láser y un fotodetector se realiza la topografía de la superficie de acuerdo a la región estimulada del fotodetector [63].

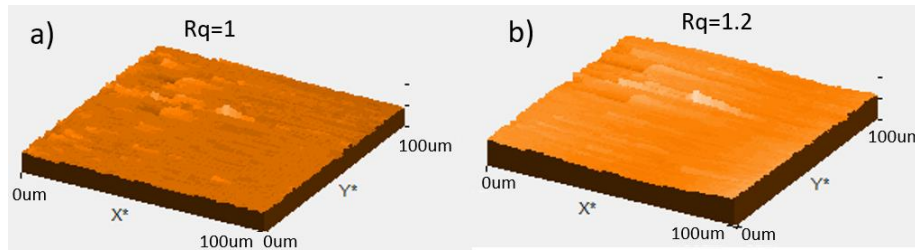


Figura 4.7 Topografía obtenida con mediciones AFM para el caso de: a) superficie del laminado dieléctrico Tachyon100G, el cual presenta una rugosidad cuadrática media (rms) $R_q = 1 \mu\text{m}$, y b) superficie de placa de cobre utilizada como plano de tierra con $R_q = 1.2 \mu\text{m}$. Las mediciones fueron realizadas en laboratorio de microscopía electrónica del INAOE.

4.4 INTERFAZ UTF PARA MEDICIONES ELÉCTRICAS

Para llevar a cabo las mediciones de parámetros S detalladas posteriormente, se utilizó la base de pruebas UTF modelo 3680V de la marca Anritsu. La Fig. 4.8 muestra una vista de esta base que por sus características de rango de frecuencias de aplicación y facilidades para la adaptación de prototipos de PCB, permite agilizar las mediciones. De hecho, al utilizar este accesorio no fue necesario montar conectores directamente en el prototipo para cada estructura construida. Adicionalmente, la ventaja determinante de la UTF es que gracias al kit de calibración para estructuras de micro cinta modelo 10mil-kit, fue posible realizar una calibración hasta el nivel donde comienza el prototipo.

Como resultado, las mediciones resultan menormente afectadas por efectos parásitos debidos a factores externos al vehículo de pruebas. Es decir, los equipos involucrados para las mediciones son compatibles eléctrica y mecánicamente, esto mejora el acoplamiento del VNA con la UTF y con el prototipo a medir.

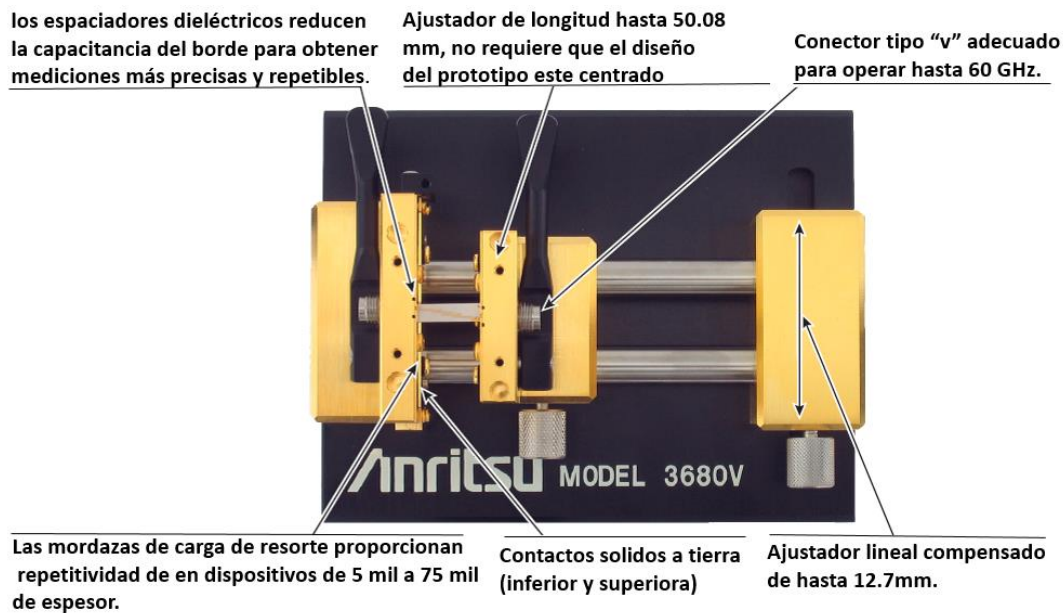


Figura 4.8 Descripción de las partes que componen la base UTF 3680; sus características hacen posible el ajuste de las dimensiones a estructura a medir [56].

4.5 PROCESO PARA DETERMINAR EL PORCENTAJE DE AIRE ENTRE LOS TEJIDOS

Al igual que en el caso del SEM, los datos obtenidos con EDS no son útiles para determinar el contenido de aire en los tejidos, ya que la información de los elementos corresponde exclusivamente a la composición de las fibras de vidrio y no se obtiene información sobre el contenido de aire de éstas. Lo anterior se debe a que las mediciones se realizan en condiciones de alto vacío, por lo que es necesario hacer otras consideraciones para obtener el contenido real de aire entre los tejidos [70]. El contenido de aire se encuentra al sumar el contenido de aire presente entre el conjunto de filamentos y el contenido en las ventanas. De hecho, como se muestra en la Fig. 4.9, la estimación del contenido de aire resulta ser una tarea un tanto compleja.

Por otra parte, los fabricantes proporcionan información sobre el contenido de resina presente en los laminados construidos con base a una sola capa de tejido.

De esta manera, es posible obtener el contenido de aire presente en uno de estos substratos haciendo las consideraciones pertinentes. Durante las mediciones del prototipo, los tejidos se ven confinados a una determinada área como la que se muestra en la Fig. 4.10. Es decir, se confinan entre la lámina de cobre usada como plano de tierra y el substrato; es por esto, que se debe de tener en cuenta que existe una presión que reduce la altura del conjunto de filamentos de fibra de vidrio obtenidos con las mediciones el SEM.

En los substratos prácticos, la resina cubre por completo al tejido, con un grosor extra de la capa mantequilla descrita anteriormente. Entonces, la resina contenida en las fibras presenta un volumen aproximado al del aire contenido en la fibra de vidrio medida con el prototipo, siempre y cuando se considere la capa de mantequilla [30]. Además, dado que durante las mediciones se aplicó presión con los sujetadores metálicos y con pinzas de madera para evitar espacios vacíos entre el substrato el MUT, se tienen condiciones similares de presión a las presentes durante el proceso de fabricación de un substrato con una sola capa de tejido.

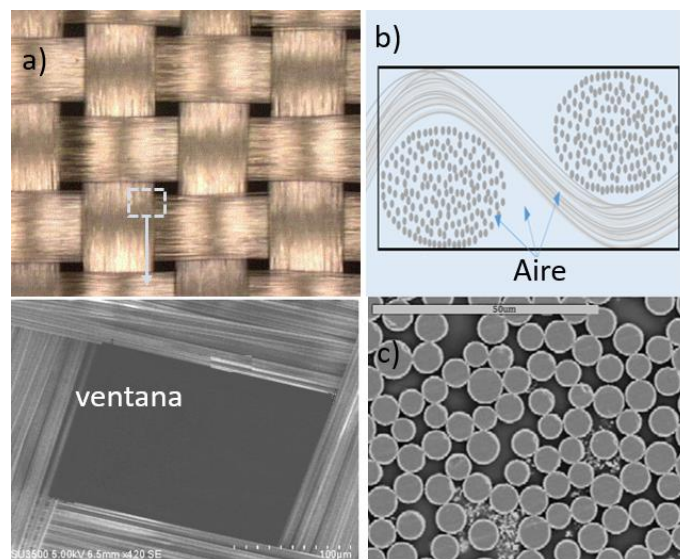


Figura 4.9 Regiones en los tejidos que aportan a la cantidad de aire contenida en la muestra: a) vista superior de un tejido mostrando el aporte de la ventana formada entre el warp y el weft [30], b) representación de corte lateral al tejido confinado a un área mínima, se observan áreas que aportan a la contribución entre los filamentos y las regiones de curvatura, y c) fotografía del corte transversal de un laminado donde se aprecia la resina entre los filamentos [69].

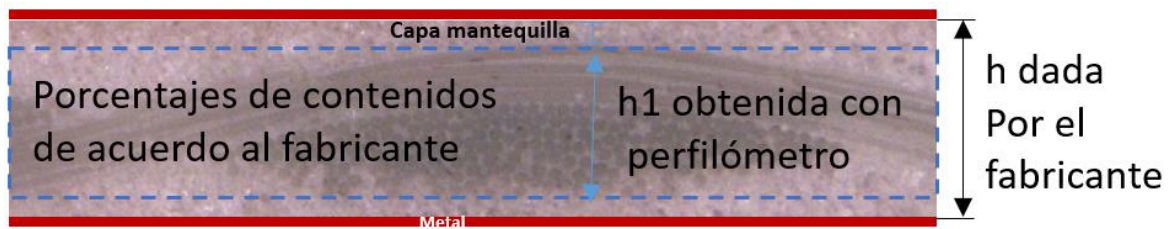


Figura 4.10 Corte transversal de laminado dieléctrico entre dos capas metálicas. Nótese que la resina agrega espacio entre los puntos de altura mínima y máxima de las fibras. A partir de esta información, y utilizando imágenes del SEM, es posible determinar el contenido de aire en las muestras de fibra de vidrio caracterizadas en este trabajo.

En resumen, para estimar el contenido de aire se utilizaron datos del fabricante (Isola), de donde se conocen de los porcentajes del contenido de resina y contenido de fibras en un sustrato. Complementariamente, la medición de la altura del tejido se llevó a cabo bajo condiciones de presión, aplicada con ayuda de cubre muestras de vidrio. El proceso seguido fue identificar las regiones del sustrato, como se presenta en la Fig. 4.10, se calcula el porcentaje de resina en la capa mantequilla, fuera de la región punteada, y se calcula después el porcentaje de resina en la región punteada, haciendo la analogía con el prototipo este es el porcentaje de aire contenido dentro del MUT.

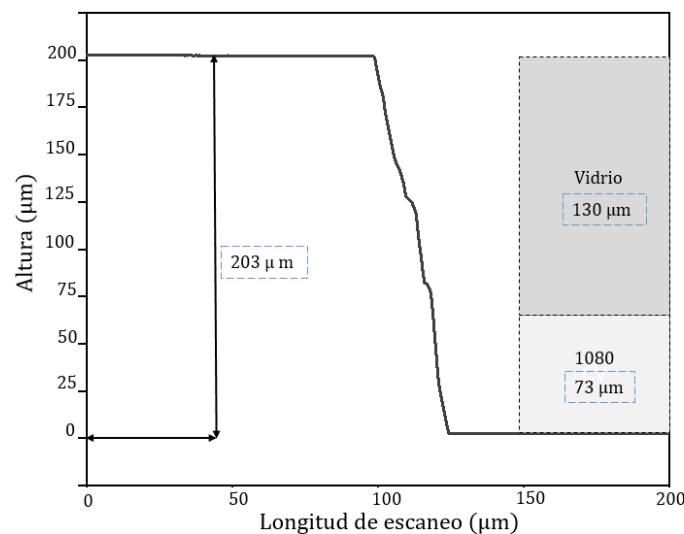


Figura 4.11 Gráfica obtenida a partir de mediciones con perfilómetro del escalón dado por un apilado que incluye el tejido de fibra de vidrio estilo 1080 y un cubre muestras para dar soporte y presión al tejido.

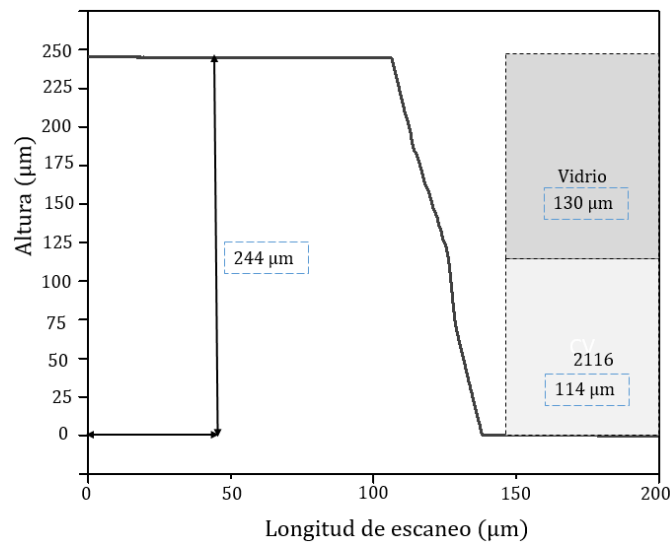


Figura 4.12 Gráfica obtenida a partir de mediciones con perfilómetro del escalón dado por un apilado que incluye el tejido de fibra de vidrio estilo 2116 y un cubre muestras para dar soporte y presión al tejido.

Para obtener la altura de los tejidos, considerando presión, se realizaron mediciones con un perfilómetro a distintos apilados utilizando cubre muestras. En medio de éstos, se colocó una muestra de tejido de fibra de vidrio para obtener la altura total del tejido en condiciones similares a las que se tienen al realizar las mediciones del prototipo. Posteriormente, se obtienen las alturas de los tejidos, los resultados se presentan en las Figs. 4.11 y 4.12, y se tiene que para el tejido estilo 1080 la altura es de 73 µm, mientras que para el estilo 2116, la altura es de 114 µm.

A partir de los datos que se presentan en las hojas de especificación [71] y de los datos obtenidos con las mediciones del perfilómetro, se calcula el porcentaje de aire en el MUT para con esto poder separar la contribución a la permitividad dada por el tejido y el aire que contiene. Así, de las hojas de especificación, para un sustrato fabricado con una sola capa de tejidos con estilo 2116 se tiene que $h = 127$ µm y un 59% de resina, y de la medición con perfilómetro se obtuvo que éste tiene un altura de 114 µm. Así, tomando en cuenta que el estándar de la capa mantequilla de 6.5 µm y que los laminados comerciales tienen una presentación de láminas cuadrados, se calculó el porcentaje de resina que hay en la capa mantequilla. Entonces, a partir de la altura medida se calcula el porcentaje faltante

para a completar el porcentaje de resina de los datos del fabricante. De esta manera se obtiene que para el estilo 2116 se tiene en total un 54.3% de resina entre el tejido, lo que corresponde al porcentaje de aire contenido en el MUT que se usa para separar la contribución del aire con el MUT 2116.

De la misma manera se calcula para el caso de un substrato fabricado con base a una sola capa de tejido 1080: $h = 91 \mu\text{m}$ y 72% de resina; mientras que los datos obtenidos con el perfilómetro resultan en una altura del tejido de $63 \mu\text{m}$. Así, se calcula siguiendo la rutina descrita para el tejido anterior y se obtiene que para este caso hay un 58% de resina, lo que corresponde también al porcentaje de aire a considerar presente en el MUT 1080 dentro del vehículo de pruebas. Estos datos son de gran importancia ya que con ellos se consigue separar a la permitividad asociada únicamente con el tejido.

4.6 CONSIDERACIONES PARA MEDICIONES CON EL VNA

Para la medición de los parámetros S a los prototipos fabricados, se usó un analizador de redes vectorial (VNA, por sus siglas en inglés) en un arreglo experimental (en inglés, *setup*) que se configuró para la aplicación de una potencia de -10dBm, un barrido en frecuencia de 70 MHz a 70 GHz, 3000 puntos y un ancho de banda de frecuencia intermedia (en inglés, *IF bandwidth*) de 100 Hz. Estos parámetros conllevan a operar al equipo de la manera que la razón señal a ruido y la resolución de los puntos permitan hacer una caracterización de banda ancha de las propiedades dieléctricas de las muestras [72].

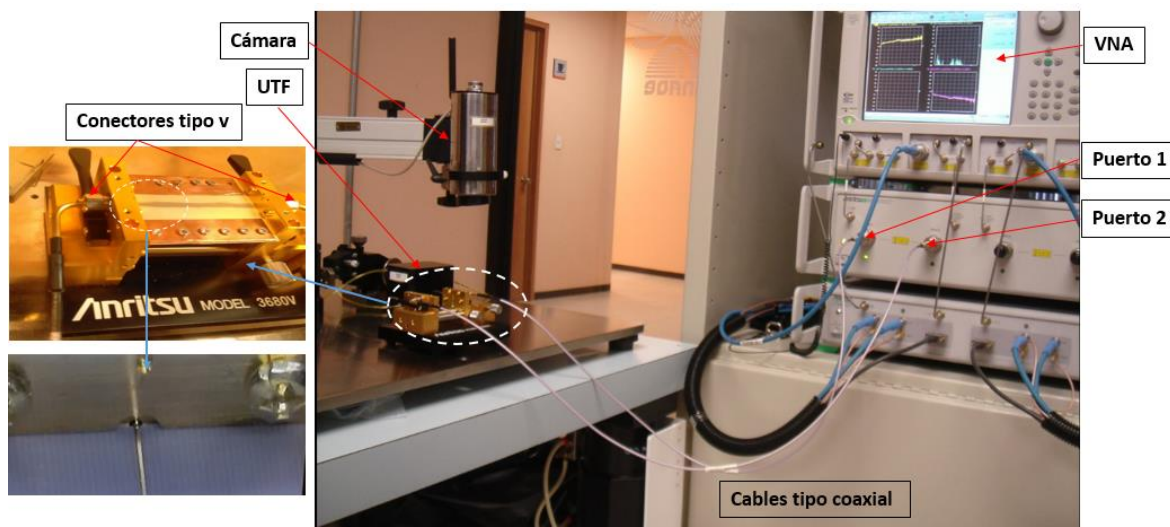


Figura 4.13 Fotografía del montaje experimental para realizar las mediciones de los parámetros S de los prototipos.

Es importante destacar que el VNA fue previamente calibrado hasta los puntos en que la base UTF presenta su interfaz con los prototipos utilizando el algoritmo línea-reflector-carga acoplada (LRM, por sus siglas en inglés). Para esto, fue necesario realizar la medición de los estándares de calibración correspondientes en el substrato Anritsu 10 mil kit. Estas estructuras incluyen una línea con impedancia de 50Ω , una estructura en condición de circuito abierto, una en corto circuito, y una carga de 50Ω que fija el valor de la impedancia de referencia para los parámetros S obtenidos [73]. En la Fig. 4.13 se presenta el montaje experimental para realizar las mediciones, donde se aprecia la conexión del VNA con la base UTF que contiene al prototipo. Con este propósito, se emplearon cables coaxiales especiales para mediciones en altas frecuencias.

4.7 PROCEDIMIENTO PARA OBTENER LA PERMITIVIDAD RELATIVA DE LOS MATERIALES BAJO PRUEBA

Como primer paso, se realizaron las mediciones para las líneas microstrip con el plano de tierra adherido de manera que con el método línea-línea pudiera obtenerse la constante de propagación correspondiente. Después, se calculó la permitividad efectiva de los materiales dieléctricos apilados considerando la contribución del conductor. Esto con la ecuación (3.3), que da como resultado las curvas que se presentan en la Fig. 4.14.

Una vez obtenida la permitividad del material Tachyon100G, se procedió a realizar la remoción de la contribución del aire de los datos experimentales, tomando en cuenta el ancho del trazo ($w = 242 \mu\text{m}$) y el grosor del sustrato ($h = 101 \mu\text{m}$) con la ecuación (3.4). Así, los datos de la permitividad del sustrato fueron obtenidos siguiendo lo expuesto en la referencia [63]. Para el sustrato Tachyon100G

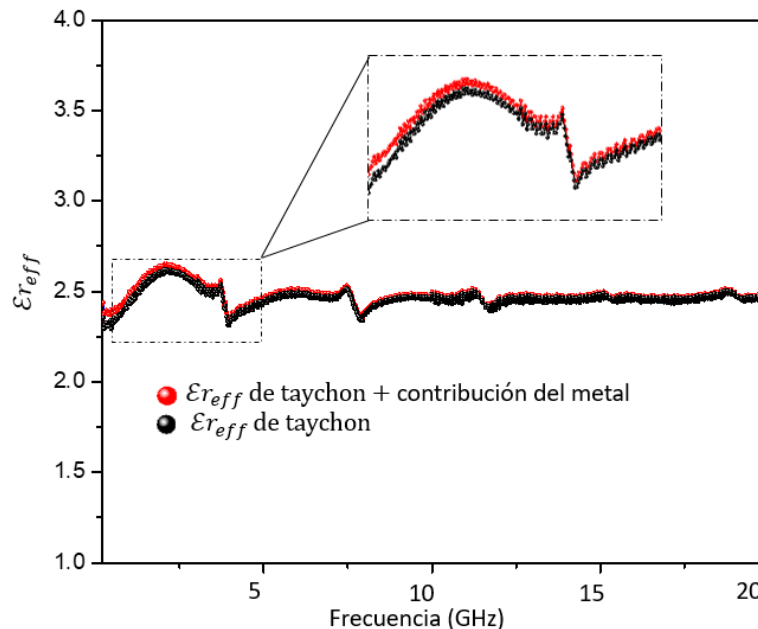


Figura 4.14 Permitividad dieléctrica relativa efectiva asociada con la línea microstrip. Incluye la contribución del sustrato hecho con el material Tachyon100G y del aire que cubre la línea. En este caso, los datos se obtuvieron a partir de la caracterización de líneas microcinta con plano de tierra adherido y tomando en cuenta la contribución del conductor.

seleccionado para el prototipo, se determinó una permitividad medida a 1,10 y 15 GHz de 3.07 según la hoja de datos del fabricante. Esto se compara con los resultados obtenidos aquí y mostrados en Figura 4.15.

Adicionalmente, al realizar las mediciones del prototipo y aplicar presión extra se ve reducido el contenido de aire en la región entre la muestra y el substrato. Esta presión se consiguió mediante el uso de pinzas de madera para mejorar la uniformidad de la superficie. Dicha técnica ha sido usada en prototipos caracterizados hasta 110 GHz como la presentada en la referencia [74]. De manera que posteriormente pudiera realizarse una comparación de la ventaja de aplicar esta presión adicional, se realizaron las mediciones con y sin ésta. Los resultados se presentan en las Figs. 4.16 y 4.17 donde se aprecia el cambio de contenido de aire ya que se da un cambio notorio de la permitividad efectiva obtenida bajo estas dos condiciones. A partir de esta observación, se concluye que para reducir el aire entre el substrato auxiliar y el tejido de fibra de vidrio a caracterizar, se debe realizar este paso para asegurar que el dieléctrico auxiliar este en contacto con la muestra.

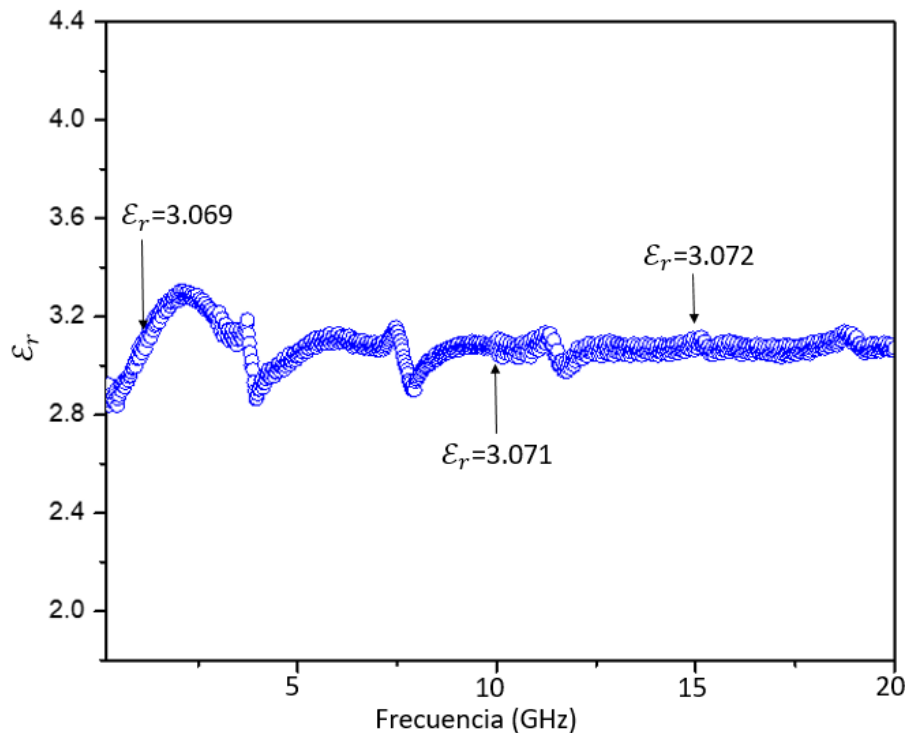


Figura 4.15 Permitividad relativa asociada únicamente con el substrato Taychyon100G. Ésta se obtuvo después de eliminar la contribución de las pérdidas por conductor y la contribución del aire. Se hace mención al hecho de que el fabricante reporta $\epsilon_r=3.07$ para frecuencias de 1,10 y 15 GHz

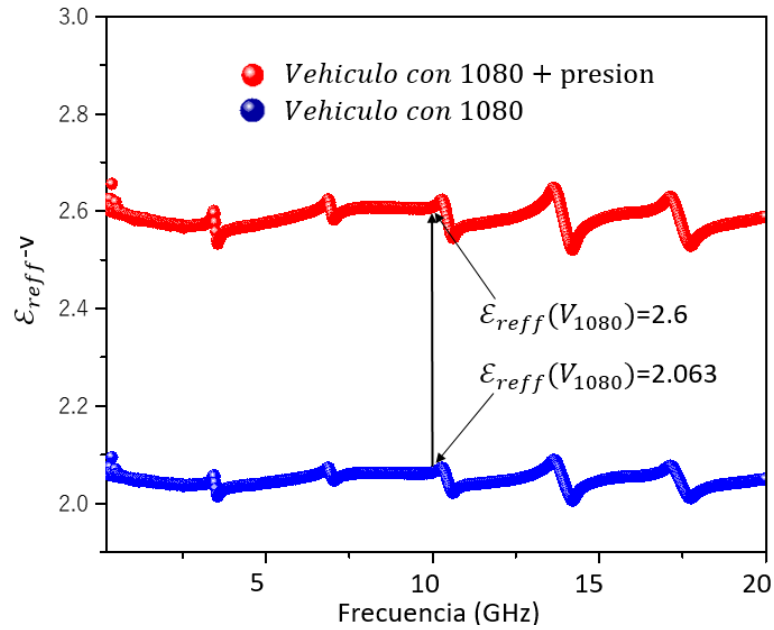


Figura 4.16 Permitividad relativa obtenida para el tejido estilo 1080; se aprecia el cambio en la curva al aplicar presión y se indica este cambio a 10 GHz.

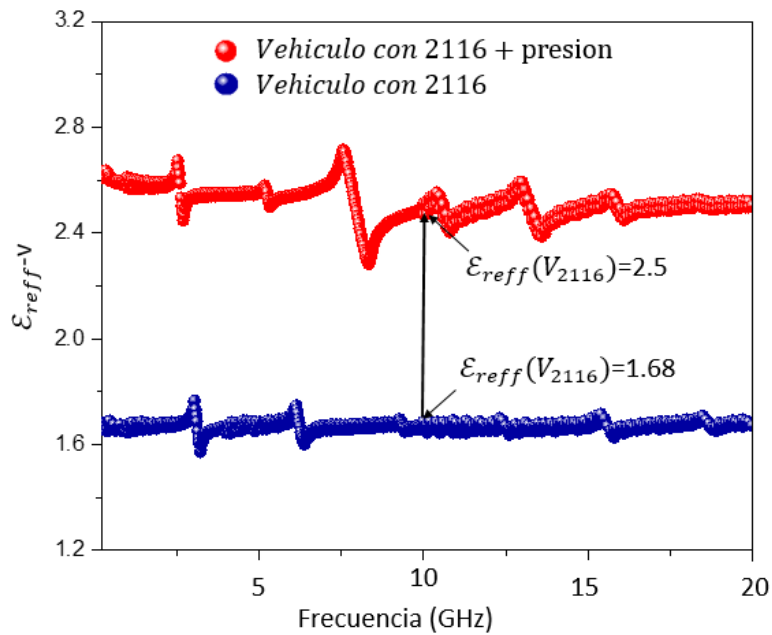


Figura 4.17 Permitividad relativa obtenida para el tejido estilo 2116; se aprecia el cambio en la curva al aplicar presión y se indica este cambio a 10 GHz.

Con la finalidad de separar las contribuciones a la permitividad efectiva total del vehículo de pruebas, es necesario cuantificar la permitividad del apilado del material Tachyon100G con la muestra y la del aire sobre la línea microstrip. Para esto, se sigue lo expuesto en la referencia [67], donde se obtiene el factor de llenado con las ecuaciones (3.9) y (3.10). Para los casos considerados, es decir el de la caracterización de los tejidos estilos 2116 y 1080 se utilizó la ecuación (3.11), donde $\epsilon_{\text{reff-v}}$ representa la permitividad efectiva obtenida directamente de las mediciones con el vehículo de pruebas, ϵ_{r1} es la contribución que se busca de la muestra y el aire contenida en ésta, y finalmente ϵ_{r2} es la contribución del material Tachyon100G previamente calculada.

Para encontrar la contribución de la muestra (que es la de mayor interés en este proyecto), se sustituyen los datos que se tienen hasta este punto y se realiza el ajuste de la ecuación (3.11); es decir, se sustituyen los valores de q_1 , q_2 y ϵ_{r2} de tal manera que sólo queda como incógnita la contribución de la muestra ϵ_{r1} . En las Figuras 4.18 y 4.19, se presentan los ajustes realizados para determinar la permitividad efectiva de los tejidos de fibra de vidrio estilos 1080 y 2116.

Hasta este punto, se han obtenido los valores de la permitividad efectiva de la capa correspondiente al tejido; sin embargo, los datos experimentalmente determinados de la permitividad aún sufren el efecto del aire. Entonces, para obtener solo la permitividad de la fibra de vidrio se utiliza la ecuación (3.12), cuyos parámetros se han calculado previamente a partir de mediciones de las dimensiones.

En las Figuras 4.20 y 4.21, se presenta la permitividad obtenida para cada tejido, donde se remarcan los datos presentados en la referencia [27] para estos tejidos, presentando una permitividad de 4.8 en ambos casos medidos a una frecuencia de 10 GHz. Aquí se nota la consistencia con los datos obtenidos con el proceso presentado en este trabajo.

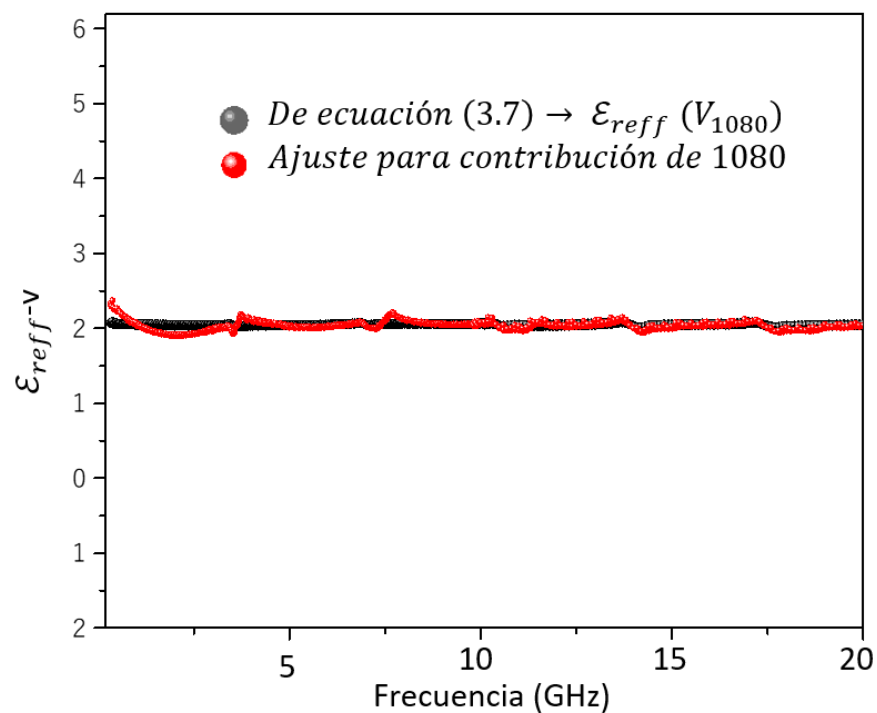


Figura 4.18 Determinación de la permitividad del tejido 1080 utilizando el prototipo y metodología propuestos.

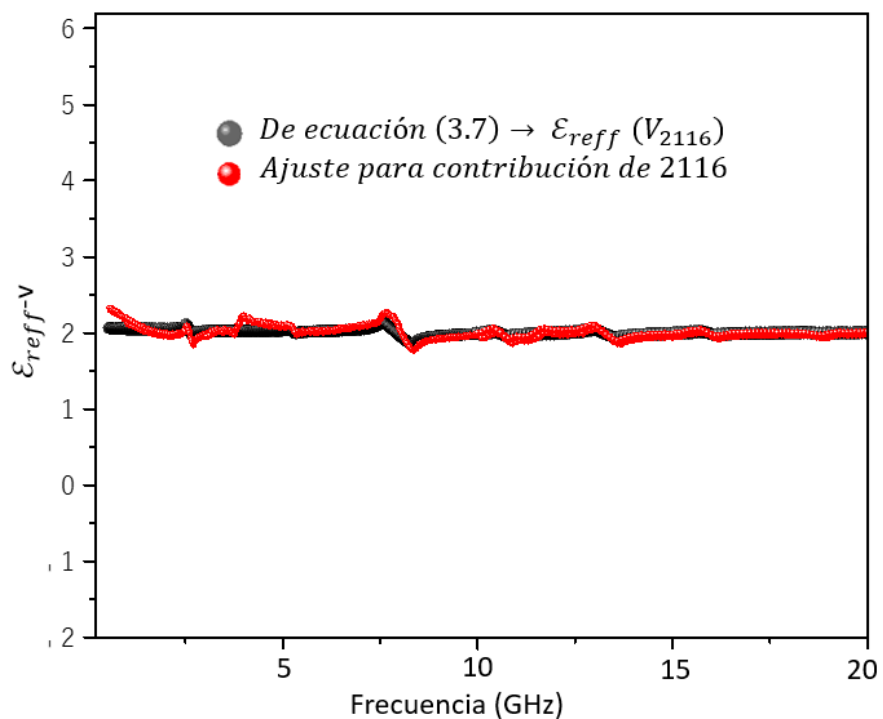


Figura 4.19 Determinación de la permitividad del tejido 2116 utilizando el prototipo y metodología propuestos.

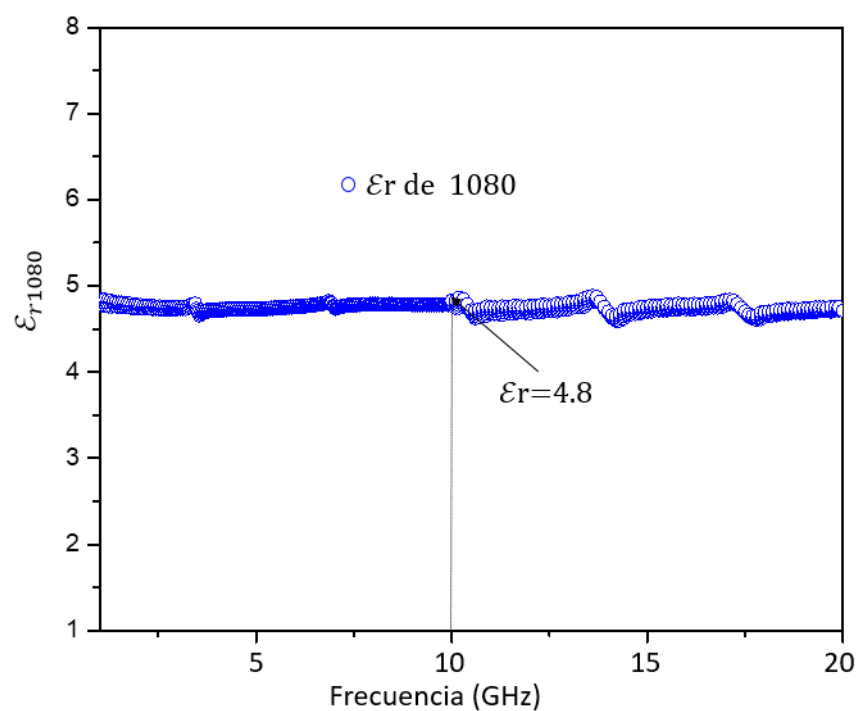


Figura 4.20 Comparación de los datos obtenidos y el ajuste realizado para obtener la contribución del tejido 1080.

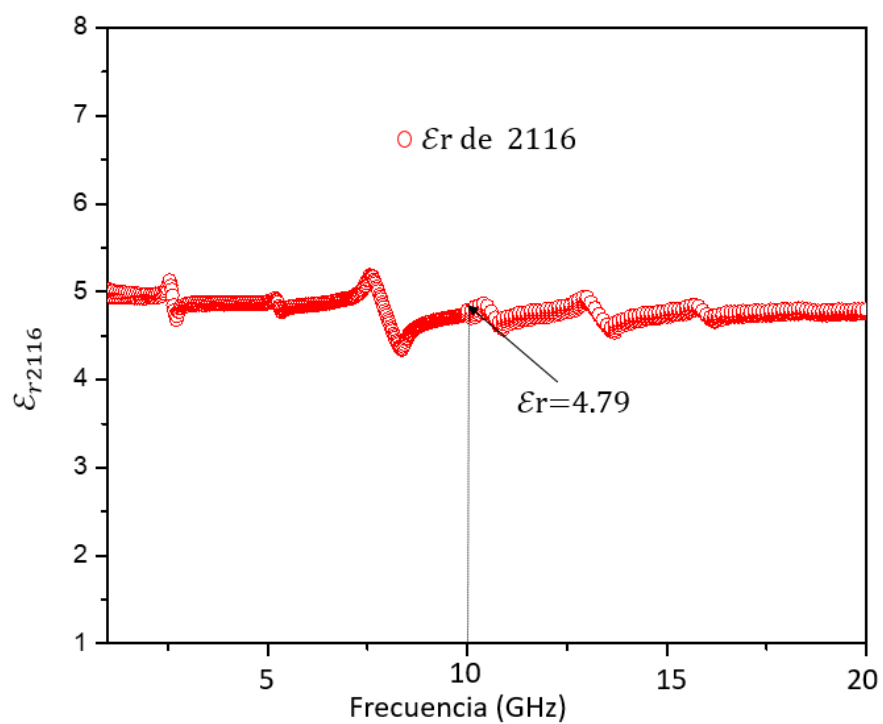


Figura 4.21 Comparación de los datos obtenidos y el ajuste realizado para obtener la contribución del tejido 2116.

4.8 CONCLUSIONES DEL CAPÍTULO

Con el prototipo, análisis y las consideraciones presentadas en este trabajo, se lograron obtener resultados cuasi-continuos en un rango de 70 MHz hasta 20 GHz consistentes con datos del fabricante de estos materiales, los datos se encuentran reportados a frecuencias puntuales. Estas mediciones en los tejidos de fibra de vidrio más usados en la industria PCB. La ventaja de haber obtenido es un rango amplio de frecuencias es que; esto permite predecir de manera adecuada la influencia de la permitividad en los circuitos fabricados en estos substratos que tienen como base a los tejidos de fibra de vidrio. Puntualmente, se logró lo siguiente:

- ❖ Se realizó la selección de los materiales para la construcción del DUT con base del estudio del impacto de la contribución de los materiales para lograr la separación de los parámetros eléctricos de los materiales.
- ❖ Se demostró que es viable fabricar un vehículo de pruebas basado en líneas de transmisión tipo microcinta, con el cual es posible obtener la permitividad de un MUT.
- ❖ Se logró el desarrollo de una metodología que parte de principios de caracterización de líneas de transmisión aplicando el método línea-línea, el cual permite usar líneas de transmisión de cualquier impedancia y de esa obtener de manera correcta los parámetros propios de los dieléctricos usado en su fabricación.
- ❖ Se obtuvieron los valores para la permitividad del tejido estilo 1080 y el 2116 en un rango de 70 MHz a 20 GHz y se comparó con lo reportado por los fabricantes y se obtuvieron datos congruentes.

CAPÍTULO 5: CONCLUSIONES

Este trabajo fue motivado por la necesidad de conocer las propiedades dieléctricas, en el rango de las microondas, de los materiales empleados en la fabricación de tarjetas de circuito impreso. Esto debido al amplio uso que se le da a esta tecnología en aplicaciones donde se trabaja a altas velocidades de procesamiento y transmisión de datos. Se observa particularmente la relevancia que tiene la variación de la permitividad de los tejidos de fibra de vidrio usados en la fabricación de los laminados PCB. El desarrollo de este proyecto se basa en la necesidad de tener bien definida la permitividad de los tejidos de fibra de vidrio de manera independiente a la resina epoxi usada en la fabricación de los dieléctricos, de modo tal que se puedan identificar las fuentes de degradación de las señales.

Entre los factores considerados en el análisis de los datos experimentales, se encontró el impacto de los planos metálicos, en el cual se estudió con el impacto debido a la rugosidad y la contribución a la permitividad relativa dada con la atenuación del conductor, otro de los factores a considerar fue el aire contenido en el MUT y el encontrado sobre el trazo de señal. Algunas observaciones y conclusiones del estudio realizado son presentadas en este capítulo final.

5.1 PERMITIVIDAD DE TEJIDOS DE FIBRA DE VIDRIO

A partir de lo analizado en este proyecto, se comprobó que es posible obtener la permitividad de tejidos de fibra de vidrio en un rango amplio de frecuencias, realizando una adecuada selección de materiales para la construcción de un prototipo basado en líneas microcinta. Además, a partir de las mediciones realizadas, fue posible definir las consideraciones necesarias para poder realizar la

separación de la permitividad relativa de las fibras de vidrio de la contribución dada por los otros materiales involucrados.

A pesar de que la naturaleza anisotrópica de las fibras usadas en los laminados PCB es evidente, esto no había sido tomando en cuenta en procesos de diseño de los circuitos hasta hace menos de una década, la razón de esto es que no se habían alcanzado las frecuencias a las que operan los sistemas electrónicos que actualmente llegan a las decenas de gigahertz. Las longitudes de onda de las señales se hacen comparables con las dimensiones de los tejidos, más aún, en otros trabajos se han demostrado que el error introducido al extrapolar los valores obtenidos de permitividad a partir de métodos que usan frecuencias puntuales es considerable. Esto demuestra la necesidad de llevar a cabo una caracterización de banda ancha de las propiedades dieléctricas de los materiales, esto permite la construcción de los laminados de PCB adecuados a las necesidades del diseñador de circuitos RF. Así mismo, las dimensiones de los tejidos afectan el valor efectivo de la permitividad relativa de los substratos, es por esto que, en este trabajo se obtuvo la permitividad dentro del rango de las microondas.

Teniendo el valor de la permitividad relativa de los tejidos de fibra de vidrio, es posible cuantificar la permitividad efectiva de un substrato tomando en cuenta el contenido de resinas y fibra.

La implementación de la metodología propuesta en este trabajo presenta la ventaja de poder realizar la caracterización sistemática de los materiales bajo prueba (en este caso los tejidos de fibra de vidrio) en un rango amplio de frecuencias llegando hasta 20 GHz. Se presentaron los experimentos y se recalcan los factores que se deben tomar en cuenta para obtener la permitividad relativa del MUT.

5.2 PROTOTIPO BASADO EN MICROCINTA

En el desarrollo de este trabajo, se analizaron diferentes métodos utilizados para la caracterización de materiales dieléctricos y se hizo hincapié en las ventajas y limitantes que estos presentan para ser aplicados en la medición de materiales

como los tejidos. Se identificó la oportunidad de contribuir con el estudio de la aplicación de un método adecuado, que presentara ventajas ante los métodos tradicionales, por lo que se optó por aplicar el método basado en líneas microcinta multicapa, usando esta estructura como vehículo de pruebas. De esta manera, se obtuvo un prototipo funcional con el cual se logró alcanzar el objetivo del trabajo

En esta tesis, se presentaron los resultados obtenidos con la implementación del prototipo propuesto y como se observó en la sección de resultados del capítulo cuatro, los datos obtenidos a partir de la propuesta fueron verificados al compararse con datos presentados por el fabricante. Se encontró que se obtuvo una buena correlación con los datos, por lo que se concluye que el prototipo funciona de manera correcta y que se tomaron en cuenta de manera correcta los factores que rodean al prototipo.

5.3 RETOS EN LA OBTENCIÓN DE LA PERMITIVIDAD DE FIBRA DE VIDRIO

Debido a la naturaleza de los tejidos analizados, se presentan efectos relacionados con las dimensiones de las ventanas y su periodicidad, cuando la abertura de ventana es comparable con la longitud de onda de las señales ocurre resonancias. Estos efectos se reflejaron con la variación de la permitividad de forma abrupta.

En el caso de este trabajo, se realizó la extracción de la permitividad considerando un caso práctico durante la fabricación, es decir, el trazo está colocado con respecto a la dirección de las fibras dispuestas a 90° con respecto al weft. Como trabajo futuro, se propone el analizar situaciones en que el trazo se encuentre en diferentes posiciones con respecto al usado en este trabajo, de tal manera que se tomen en cuenta otros de los casos que se pueden encontrar en aplicaciones reales. Para esto, se requiere estudiar con mayor detalle las características eléctricas, las geometrías de los tejidos y finalmente operar a frecuencias mayores de 20GHz para identificar múltiples resonancias.

REFERENCIAS

- [1] T. H. Ning, "History and future perspective of the modern silicon bipolar transistor," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 48, no. 11, pp. 2485–2491, 2001.
- [2] R. R. Tummala, "Moore's Law meets its match," *IEEE Spectr.*, vol. 43, no. 6, pp. 44–49, 2006.
- [3] P. Ranade, "Is Software Eating Silicon?," 20015. [Online]. Disponible: <https://medium.com/@magicsilicon/is-software-eating-hardware-too-a899d343644>.
- [4] R. R. Tummala, *Microelectronics Packaging Handbook, Partes I-III*. New York, 1997.
- [5] H. W. Johnson and M. Graham, *High-speed Signal Propagation: Advanced Black Magic*. 2003.
- [6] C. F. C. Jr., *Printed circuits handbook*, Sixth. McGraw-Hill, 2007.
- [7] D. Pozar, *Microwave Engineering Fourth Edition*. 2005.
- [8] S. H. Hall and H. L. Heck, *Advanced Signal Integrity for High-Speed Digital Designs*. 2009.
- [9] "Procesador Intel® Core™ i9-8950HK." [Online].disponible en: <https://www.intel.la/content/www/xl/es/products/processors/core/i9-processors/i9-8950hk.html>. [Accesado: 18-Apr-2018].
- [10] C. Organization, *Hardware and comuputer organization*. .
- [11] "Converting GT/s to Gbps | Paolo Fabio Zaino's Blog." [Online]. Disponible: <https://paolozaino.wordpress.com/2013/05/21/converting-gts-to-gbps/>. [Accesado: 25-Apr-2018].

- [12] R. C. T. Lee, M.-C. Chiu, and J.-S. Lin, *Communications engineering: essentials for computer scientists and electrical engineers*. 2008.
- [13] K. R. X. Lqlqj *et al.*, “2.4 GHz 20Mb/s FSK Receiver Front-end and Transmitter Modulation PLL Design for Energy Efficient Short-Range Communication,” pp. 291–294, 2016.
- [14] P. G. Huray, *The Foundations of Signal Integrity*. .
- [15] C. R. Paul, *Transmission Lines in Digital and Analog Electronic Systems*. 2010.
- [16] R. Prasad and C. Group, *Surface Mount Technology*. .
- [17] U. OSLOENSIS, “Technology Overview from dice to electronics Systems.”
- [18] H. Nakahara, *Printed circuits handbook*, 6th ed. 2007.
- [19] R. . Khandpur, *Printed circuit boards design, fabrication, assembly and testing*. .
- [20] I. Paper, Y. Ma, X. Zeng, and B. Yu, “Methodologies for Layout Decomposition and Mask Optimization : A Systematic Review.”
- [21] a. Zee, R. Massey, and H. Reischer, “Impact of surface treatment on high frequency signal loss characteristics,” *2009 4th Int. Microsystems, Packag. Assem. Circuits Technol. Conf.*, 2009.
- [22] “How to Choose Microwave Circuit Laminates & Substrates :: Hofstra Group.” [Online]. Disponible: <https://www.hofstragroup.com/article/how-choose-microwave-circuit-laminates-substrates/>. [Accesado: 23-Apr-2018].
- [23] K. Itoh, T. Lee, T. Sakurai, W. M. . Sansen, and D. Schmitt-Landsiedel, *Advanced Microelectronics*. 2006.
- [24] “Thermoplastic circuit board – uni Bayreuth.” [Online]. Disponible: <http://www.polymer-engineering.de/en/research/fields/functional-polymers/thermoplastic-circuit-board.html>. [Accesado: 04-Jun-2018].

- [25] J. D. Lincoln, J. C. Earthman, O. A. Ogunseitan, J. D. M. Saphores, and A. A. Shapiro, "Renewable-resource printed wiring board design using natural fibers and a bio-based thermosetting matrix," *IEEE Int. Symp. Electron. Environ.*, pp. 190–195, 2007.
- [26] "High Frequency PCB Materials: Thermoplastic vs Thermoset - Rogers Corporation Blog." [Online]. Disponible: <http://blog.rogerscorp.com/2016/07/22/high-frequency-pcb-materials-thermoplastic-vs-thermoset/>. [Accesado: 04-Jun-2018].
- [27] S. A. Campbell, "Fabrication Engineering at the Micro- and Nanoscale," in *New York*, 2008, pp. 356–436.
- [28] G. Romo, C. Nwachukwu, R. Torres, S. Baek, and M. Schauer, "Stack-up and routing optimization by understanding micro-scale PCB effects," 2011.
- [29] A. Morgan, "Low Loss / High Speed PCB Materials Where are the Losses ?," no. September, 2012.
- [30] "Printed Circuit Board (PCB) Materials - Sunstone Circuits." [Online]. Disponible: <http://www.sunstone.com/pcb-manufacturing-capabilities/detailed-capabilities/pcb-materials>. [Accessado: 10-Apr-2018].
- [31] Isola, "Laminate & Prepreg Manufacturing," 2011.
- [32] H. F. Applications, "IPC-4103A -Amendment 1 Specification for Base Materials for High Speed/High frequency applications," 2014.
- [33] J. Loyer, R. Kunze, and X. Ye, "Fiber weave effect:practical impact analysis and mitigation strategies," 2007.
- [34] R. H. Doremus *et al.*, *Ceramic and Glass Materials:Structure,properties and processing*. 2008.
- [35] S. Mcmorrow, T. Consulting, A. Division, and D. Blankenship, "Anisotropic Design Considerations for 28 Gbps Via to Stripline Transitions," *Des. 2007*, 2015.

- [36] ISOLA, "Dielectric Material Characterization." .
- [37] F. F. Ling, *structural analysis of printed circuit board systems*. 2006.
- [38] S. C. Sejas-García, R. Torres-Torres, R. Valderrama-B., and J. Molina, "Complex permittivity determination of thin-films through RF-measurements of a MIM capacitor," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 24, no. 11, pp. 805–807, 2014.
- [39] J. Molina *et al.*, "Influence of the surface roughness of the bottom electrode on the resistive-switching characteristics of Al/Al₂O₃/Al and Al/Al₂O₃/W structures fabricated on glass at 300 °c," *Microelectron. Reliab.*, vol. 54, no. 12, pp. 2747–2753, 2014.
- [40] C. Sen Lee and C. L. Yang, "Complementary split-ring resonators for measuring dielectric constants and loss tangents," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 24, no. 8, pp. 563–565, 2014.
- [41] T. T. Grove, M. F. Masters, and R. E. Miers, "Determining dielectric constants using a parallel plate capacitor," *Am. J. Phys.*, vol. 73, no. 1, pp. 52–56, 2005.
- [42] M. L. S. Teo, L. B. Kong, Z. W. Li, G. Q. Lin, and Y. B. Gan, "Development of magneto-dielectric materials based on Li-ferrite ceramics. II. DC resistivity and complex relative permittivity," *J. Alloys Compd.*, vol. 459, no. 1–2, pp. 567–575, 2008.
- [43] J. B. Kim, J. W. Yi, and J. E. Nam, "Dielectric polymer matrix composite films of CNT coated with anatase TiO₂," *Thin Solid Films*, vol. 519, no. 15, pp. 5050–5055, 2011.
- [44] L. Li, B. Cook, M. Veatch, and S. P. Sector, "Measurements of RF Properties of Glob Top and Under-Encapsulant Materials," no. 1, pp. 121–124, 2001.
- [45] Agilent Technologies, "Solutions for Measuring Permittivity and Permeability with LCR Meters and Impedance Analyzers," *Appl. Note*, pp. 1–5, 2014.

- [46] H. Kassem, V. Vigneras, and G. Lunet, "Characterization techniques for materials properties measurement," *Microw. Millim.*, pp. 289–315, 2010.
- [47] W. F. Hoon, S. P. Jack, M. F. A. Malek, and N. Hassan, "Alternatives for PCB Laminates: Dielectric Properties' Measurements at Microwave Frequencies," *Sci. Technol. Med. open access Publ.*, pp. 91–112, 2012.
- [48] F. Tercero, "Free-space W-band setup for the electrical characterization of materials and mm-wave components," 2017.
- [49] I. S. Seo, W. S. Chin, and D. G. Lee, "Characterization of electromagnetic properties of polymeric composite materials with free space method," *Compos. Struct.*, vol. 66, no. 1–4, pp. 533–542, 2004.
- [50] P. Skocik and P. Neumann, "Measurement of complex permittivity in free space," *Procedia Eng.*, vol. 100, no. January, pp. 100–104, 2015.
- [51] Agilent, "Basics of Measuring the Dielectric Properties of Materials."
- [52] D. Kajfez and P. Guillon, *Dielectric resonators*. 1986.
- [53] S. Seewattanapon and P. Akkaraekthalin, "Dielectric Constant Detection by Using a New Microstrip Ring Resonator System," no. Isap, pp. 1171–1174, 2009.
- [54] "Microwaves101 | Why Fifty Ohms?" [Online]. Disponible: <https://www.microwaves101.com/encyclopedias/why-fifty-ohms>. [Accesado: 15-May-2018].
- [55] S. Maurya, "An extensive study, design and simulation of mems guided media: Microstrip line," *Int. J. Smart Sens. Intell. Syst.*, vol. 3, no. 1, pp. 88–93, 2010.
- [56] P. By, "Planar Microwave Sensors for Complex Permittivity Characterization of Materials and Their Applications," *Appl. Meas. Syst.*, 2009.

- [57] J. A. Reynoso-Hernández, "Unified method for determining the complex propagation constant of reflecting and nonreflecting transmission lines," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 13, no. 8, pp. 351–353, 2003.
- [58] Di. M. Cortes-Hernandez, R. J. Sanchez-Mesa, S. C. Sejas-Garcia, and R. Torres-Torres, "Extraction of Frequency-Dependent Characteristic Impedance and Complex Permittivity in Single-Ended and Edge-Coupled Transmission Lines Using the Calculated Series Parasitic Effects," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 65, no. 9, pp. 3116–3122, 2017.
- [59] S. Chang, H. Kuan, and H. Wu, "Determination of microwave dielectric constant by two microstrip line method combined with em simulation," vol. 59, no. 11, pp. 2199–2201, 2006.
- [60] S. D. Constant, "Two Methods for the Measurement Substrate Dielectric Constant," vol. M, pp. 636–642, 1987.
- [61] S. K. Basu, G. V. Ujjwal, S. Kumari, and V. R. Gupta, "Measurement of effective dielectric constant : A comparison," *2011 IEEE Appl. Electromagn. Conf.*, no. 3, pp. 1–3, 2011.
- [62] S. F. Barot and J. T. Bernhard, "Permittivity measurement of layered media using a microstrip test bed," *IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp.*, pp. 1–4, 2008.
- [63] T. D. Sheet, "Universal Test Fixture 3680 Series."
- [64] "Tachyon® 100G." [Online]. Disponible: <http://www.isola-group.com/products/all-printed-circuit-materials/tachyon-100g/>. [Accesado: 15-May-2018].
- [65] M. Cauwe and J. De Baets, "Broadband Material Parameter Characterization for Practical High-Speed Interconnects on Printed Circuit Board," vol. 31, no. 3, pp. 649–656, 2008.

- [66] E. Y. Terán-bahena, S. C. Sejas-garcía, R. Torres-torres, and S. Member, "Characterization of Transmission Lines on PCB from S-Parameters by Determining the Dielectric and Conductor Losses at the Crossover Frequency," vol. 8, no. 5, pp. 867–874, 2018.
- [67] E. Y. Ter, "Impact of Neglecting the Metal Losses on the Extraction of the Relative Permittivity from PCB Transmission Line Measurements," pp. 81–84, 2017.
- [68] J. Svacina, "Analysis of multilayer microstrip lines by a conformal mapping method," *Microw. Theory Tech. IEEE ...*, vol. 40, no. 4, pp. 4–7, 1992.
- [69] "La microscopía electrónica de barrido SEM (I) Concepto y usos." [Online]. Disponible: <https://www.patologiasconstruccion.net/2012/12/la-microscopia-electronica-de-barrido-sem-i-concepto-y-usos/>. [Accesado: 23-May-2018].
- [70] E. A. López and S. D. Solares, "El microscopio de fuerza atómica: métodos y aplicaciones," *Revista de la Universidad del Valle Guatemala*. pp. 14–28, 2014.
- [71] L. Y. Lin, J. H. Lee, C. E. Hong, G. H. Yoo, and S. G. Advani, "Preparation and characterization of layered silicate/glass fiber/epoxy hybrid nanocomposites via vacuum-assisted resin transfer molding (VARTM)," *Compos. Sci. Technol.*, vol. 66, no. 13, pp. 2116–2125, 2006.
- [72] "All Printed Circuit Materials | Isola Group." [Online]. Disponible: <http://www.isola-group.com/products/all-printed-circuit-materials/>. [Accesado: 04-Jun-2018].
- [73] "Understanding IF Bandwidth In RF Signal Analyzers." [Online]. Disponible: <http://www.electronicdesign.com/test-amp-measurement/understanding-if-bandwidth-rf-signal-analyzers>. [Accesado: 24-May-2018].
- [74] Anritsu, "Anritsu Application Note on LRL / LRM Calibration Theory and Methodology."

- [75] A. Talai, F. Steinhöber, A. Bittner, U. Schmid, R. Weigel, and A. Koelpin, "A method for the determination of the complex permittivity by detuned ring resonators for bulk materials up to 110 GHz," *Int. J. Microw. Wirel. Technol.*, vol. 7, no. 3–4, pp. 251–260, 2015.