

INAOE

Modelado y Metodologías de Caracterización de Materiales Dieléctricos en Electrónica de Microondas

por

Dora Alejandra Chaparro Ortiz
M.C., INAOE

Tesis sometida como requisito parcial para
obtener el grado de:

**DOCTOR EN CIENCIAS EN LA
ESPECIALIDAD DE ELECTRÓNICA**

por el

**Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y
Electrónica**
Enero 2024
Tonantzintla, Puebla

Supervisada por:

Dr. Reydezel Torres Torres
Investigador Titular del INAOE

©INAOE 2024
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

El continuo avance tecnológico busca alcanzar velocidades de transmisión más altas y la miniaturización de los dispositivos, lo que provoca que algunos efectos antes considerados irrelevantes adquieran una gran importancia al degradar las señales que se transmiten en los sistemas de comunicación. De hecho, para los diseñadores los materiales utilizados en la fabricación de dispositivos y circuitos son fundamentales para garantizar la integridad de la señal y un correcto funcionamiento. Por lo tanto, es importante caracterizar y modelar las propiedades de los materiales ya que permite conocer sus limitaciones y además determinar la relación con la frecuencia. En este contexto, los materiales conductores, semiconductores y dieléctricos han sido ampliamente investigados y utilizados en múltiples aplicaciones tanto en entornos académicos como industriales. En esta tesis doctoral, el eléctrico es el objeto de estudio y está enfocado especialmente en la caracterización y extracción de las propiedades de los dieléctricos de muy baja pérdida, especialmente aquellos utilizados en plataformas de cómputo y circuitos integrados con aplicaciones en microondas. En este contexto, en el ancho de banda mencionado, es fundamental considerar la interacción de las ondas electromagnéticas con el material lo que permite evaluar el rendimiento de los dispositivos y circuitos. En lo que respecta a los materiales dieléctricos, esta interacción de las ondas electromagnéticas con el material da lugar a un efecto de dispersión y disipación asociados a las corrientes de polarización, resultado de la tendencia de los dipolos a alinearse en la dirección del campo eléctrico. No obstante, cualquier material que pueda ser mayormente categorizado como dieléctrico exhibirá, hasta cierto punto, propiedades conductoras debido a corrientes de carga libre. Estos efectos mencionados anteriormente, son los parámetros de interés que se desean caracterizar en este trabajo.

En base a lo anteriormente dicho, en esta tesis se realiza un análisis teórico respaldado experimentalmente para la representación de la dispersión y la disipación en dieléctricos considerados de baja pérdida. En este sentido, se emplean mediciones de parámetros S en el rango de las microondas de prototipos de líneas de cinta de diferente ancho de trazo y longitud. Lo que permite desarrollar y proponer metodologías de extracción de la permitividad compleja y la tangente de pérdidas. Estos resultados permitieron a su vez el planteamiento de modelos para evaluar las características de los dieléctricos en función de la temperatura y la frecuencia. En contraste, se realiza un estudio de las

propiedades de los dieléctricos donde ocurre transporte de carga y se cuantifica el impacto con la degradación. En este aspecto, se emplean datos experimentales en pequeña de transistores conformados por dieléctricos de películas delgadas de escala nanométrica.

Abstract

The continuous technological advancement aims to achieve higher transmission speeds and device miniaturization, causing some effects previously considered irrelevant to gain significant importance by degrading signals transmitted in communication systems. In fact, for designers, the materials used in the manufacturing of devices and circuits are crucial to ensuring signal integrity and proper functionality. Therefore, it is important to characterize and model the properties of materials, as it allows understanding their limitations and determining their relationship with frequency. In this context, conductive, semiconductive, and dielectric materials have been extensively researched and used in various applications in both academic and industrial environments. In this doctoral thesis, the focus is on the electrical aspect, specifically on the characterization and extraction of properties of very low-loss dielectrics, especially those used in computing platforms and integrated circuits with applications in microwaves. In this bandwidth context, it is crucial to consider the interaction of electromagnetic waves with the material, allowing the evaluation of device and circuit performance. Regarding dielectric materials, this interaction of electromagnetic waves with the material results in a dispersion and dissipation effect associated with polarization currents, stemming from the tendency of dipoles to align in the direction of the electric field.

Based on the considerations, this thesis undertakes a theoretically grounded experimental analysis for the representation of dispersion and dissipation in dielectrics considered to have low loss. In this regard, measurements of S parameters are employed in the microwave range for prototypes of microstrip lines with different trace widths and lengths. This approach allows for the development and proposal of methodologies for extracting complex permittivity and loss tangent. These results, in turn, facilitated the formulation of models to assess the characteristics of dielectrics as a function of temperature and frequency. In contrast, a study of dielectric properties is conducted in regions where charge transport occurs, and the impact on degradation is quantified. In this aspect, experimental data on small transistors consisting of nanoscale thin film dielectrics are utilized.

Lista de artículos derivados de esta tesis

- D. A. Chaparro-Ortiz and R. Torres-Torres, "A Stripline Width-Array Method for Determining a Causal Model for the Complex Permittivity," in *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 31, no. 3, pp. 328-331, March 2021, doi: 10.1109/LMWC.2020.3046221.
- D. A. Chaparro-Ortiz, S. C. Sejas-García and R. Torres-Torres, "Relative Permittivity and Loss Tangent Determination Combining Broadband S-parameter and Single-Frequency Resonator Measurements," in *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 64, no. 4, pp. 1243-1249, Aug. 2022, doi: 10.1109/TEMC.2022.3170532.
- M. A. Tlaxcalteco-Matus, D. A. Chaparro-Ortiz, E. Barajas and R. Torres-Torres, "Temperature-Dependent Characterization and RLGC Model Implementation for a Printed Circuit Board Interconnect," in *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 70, no. 7, pp. 3464-3471, July 2022, doi: 10.1109/TMTT.2022.3168701.
- D. A. Chaparro-Ortiz *et al.*, "Impact of Non-Conducting HCI Degradation on Small-Signal Parameters in RF SOI MOSFET," 2023 *IEEE International Reliability Physics Symposium (IRPS)*, Monterey, CA, USA, 2023, pp. 1-6, doi: 10.1109/IRPS48203.2023.10117622.

Agradecimientos

México ha sido mi hogar durante el posgrado, me ha brindado grandes oportunidades, he conocido a personas maravillosas y he compartido muchas experiencias que me han hecho crecer tanto en lo personal como en lo profesional. Por lo tanto, este espacio está dedicado para dar gracias a las personas y organizaciones que me acompañaron durante el desarrollo de la tesis de doctorado.

En primer lugar, a Dios por permitirme tener esta vida y alcanzar cada meta que me propongo.

Al CONACYT por el apoyo económico durante los cuatro años de doctorado.

Al Dr. Reydezel Torres Torres por compartirme su conocimiento, gracias por su apoyo y paciencia para poder cumplir con este trabajo. Más que un asesor de tesis ha sido como un padre, un buen amigo, guía y consejero.

A los doctores Svetlana Sejas-García, Miguel Tlaxcalteco-Matus, Edmundo Gutiérrez-D., P. Srinivasan y Oscar Huerta, por la colaboración que me permitió trabajar con prototipos de Isola, Intel y GlobalFoundries.

A los profesores del INAOE por sus clases impartidas, personal del laboratorio y del DFA quienes siempre estuvieron dispuestos a ayudar en cualquier momento.

A los sinodales Dr. Enrique Quiroga Gonzales, Dra. María Teresa Sanz Pascual, Dr. Librado Arturo Sarmiento Reyes, Dr. Daniel Durini Romero y Dr. Pedro Rosales Quintero, por el tiempo dedicado en la revisión del documento de tesis y sus sugerencias para mejorarlo, así como su participación en la defensa de tesis.

A mi esposo y mejor amigo Joseph quien ha sido mi mano derecha y mi cómplice en todo momento. Gracias por tu compañía, paciencia, y consejos. Sin ti no habría logrado todo esto, tú me impulsas a crecer y no rendirme.

A mi familia, mi papá Marco, mis hermanas Andrea y Sandra, y mi mamita Marina que está en el cielo. Gracias por creer siempre en mí y darme alientos. Su apoyo ha sido importante para seguir adelante.

A los amigos que hice durante mis estudios. Gracias por tantas vivencias compartidas, por hacer parte de esta etapa tan bonita y por dejar gratos recuerdos.

Contenido

CAPÍTULO 1	16
Propagación de señales en circuitos de microondas	16
1.1 Permitividad compleja	18
1.2 Modelo de Debye para la permitividad compleja	20
1.3 Relaciones de Kramers-Krönig para la permitividad	22
1.4 Conductividad	23
1.5 Línea de microcinta versus línea de cinta	24
1.6 Propósito de la tesis	26
1.7 Objetivos de la tesis	27
1.71 Objetivo general	27
1.72 Objetivos específicos	27
CAPÍTULO 2	29
Modelado de las propiedades dieléctricas en materiales de baja pérdida	29
2.1 Descripción de prototipos	31
2.2 Descripción de experimentos	32
2.3 Propuesta para obtener ϵ utilizando múltiples líneas de cinta	34
2.3.1 Cuantificación de las pérdidas a partir de datos experimentales	34
2.3.2 Dependencia de las pérdidas con el ancho	37
2.3.3 Extracción de la permitividad	38
2.3.4 Impedancia característica	40
2.3.5 Validación en el dominio del tiempo	41
2.4 Propuesta para obtener ϵ a partir de líneas de cinta de ancho fijo	42
2.4.1 Dependencia del conductor y el dieléctrico en la constante de propagación	42

2.4.2	Extracción de parámetros.....	43
2.4.3	Resultados del método con líneas de ancho fijo.....	46
2.5	Conclusiones de capítulo.....	49
CAPÍTULO 3		52
Modelado de interconexiones en PCB dependiente de temperatura.....		52
3.1	Descripción del prototipo.....	53
3.2	Experimentos	54
3.3	Conceptos relacionados con líneas acopladas	56
3.4	Extracción de parámetros de modo diferencial	58
3.4.1	Extracción de la permitividad compleja.....	58
3.4.2	Constante de atenuación	60
3.4.3	Impedancia característica.....	62
3.5	Modelado dependiente de temperatura.....	63
3.6	Validación en el dominio del tiempo	67
3.7	Conclusiones del capítulo.....	68
CAPÍTULO 4		70
Películas dieléctricas en RF.....		70
4.1	Descripción de dispositivos analizados	71
4.2	Mediciones.....	72
4.3	Análisis	74
4.4	Corrientes de transporte de carga (G_{ox})	78
4.5	Polarización del dieléctrico ($\epsilon'_r, \tan\delta$).....	82
4.6	Conclusiones.....	86
CAPITULO 5		88
Conclusiones generales.....		88
APÉNDICE A		93

APÉNDICE B.....	94
Lista de figuras.....	98
Referencias.....	104

CAPÍTULO 1

Propagación de señales en circuitos de microondas

En la electrónica moderna, el estudio de la interacción de microondas con dispositivos, circuitos y materiales es de gran relevancia [1]. Esto se debe a que las señales hoy en día se procesan y transmiten a gran velocidad; por ejemplo, en aplicaciones digitales, a decenas de gigabits por segundo. En consecuencia, es importante evaluar y caracterizar los materiales con los que se fabrican los sistemas electrónicos, ya que esto permite identificar los alcances y limitaciones de cierta tecnología, así como es de ayuda en los procesos de diseño, prototipado e implementación final. Por otro lado, debido a la complejidad de los sistemas, resulta conveniente analizar el desempeño de los diferentes componentes bajo las condiciones de operación de interés; más aún, deben determinarse los efectos negativos que introducen los materiales con los que están contruidos. Así, de manera general en la electrónica, se utilizan principalmente materiales conductores, semiconductores y dieléctricos, cada uno con sus propiedades correspondientes y que son ampliamente estudiadas por grupos de investigación académicos e industriales. Entonces, con esta motivación, en este proyecto de doctorado se estudian las características eléctricas de uno de estos materiales, el dieléctrico [2], y se enfoca la investigación correspondiente a aquellos más utilizados en la construcción de plataformas de cómputo y circuitos integrados: los de muy baja pérdida.

Ahora, en aplicaciones de alta frecuencia, es común utilizar materiales lineales, isótropos y homogéneos (LIH) ya que, por ejemplo, al implementar líneas de interconexión en substratos contruidos con dieléctricos de este tipo, se mitiga la aparición de los llamados fenómenos de orden superior, como resonancias por reflexiones de Bragg [3], dependencia de la permitividad con la orientación [4], además de que la respuesta lineal evita distorsión en las señales transmitidas. En este contexto, el término lineal se refiere a que la polarización de los dipolos de un dieléctrico ante un estímulo de campo eléctrico externo es directamente proporcional a su intensidad. Por otra parte, la isotropía se refiere a que las propiedades del material no dependen de la dirección espacial, mientras

que la homogeneidad tiene que ver con que sus propiedades y no dependen de la posición [5]. Es cierto que, en la práctica, contar con materiales que perfectamente cumplan con el criterio de ser LIH es imposible. Por ejemplo, es bien sabido que los laminados dieléctricos en PCBs (tarjetas de circuitos impresos, por sus siglas en inglés) son hechos con materiales compuestos cuyas propiedades no son idénticas, por lo que estrictamente no son homogéneos ni isotrópicos, ver Figura 1.1(a) [6], [7]. Sin embargo, considerando que los materiales con aplicaciones de microondas son fabricados con la intención de minimizar esta falta de idealidad, es posible considerar que para las longitudes de onda correspondientes las variaciones espaciales son despreciables y puede suponerse que presentan propiedades efectivas que se asemejan a las de los materiales LIH. En otras palabras, en términos prácticos es posible, previo análisis de la pertinencia de un determinado material en una aplicación dentro de un ancho de banda determinado, considerar que estos materiales sí son LIH.

Ahora, el estudio de las propiedades dieléctricas de los materiales no sólo es relevante en estructuras macroscópicas sino también en aquellas con alta escala de integración, como por ejemplo a nivel de circuitos integrados. En este caso, es también importante conservar la homogeneidad e isotropía en los materiales [8]. De hecho, en los transistores con estructura de metal-óxido-semiconductor (MOS), el crecimiento del óxido de compuerta debe realizarse de forma controlada y lentamente para cumplir con estrictos requerimientos de uniformidad, ya que esto es determinante en la distribución de los intensos campos eléctricos intrínsecos. En consecuencia, esta característica en gran medida define la confiabilidad del dispositivo [9], [10]. En la Figura 1.1(b) se puede observar el corte transversal de un transistor en el que el espesor del óxido de compuerta está en la escala nanométrica (~ 1.2 nm) [11].

Es entonces relevante definir figuras de mérito que permitan la evaluación del rendimiento de un

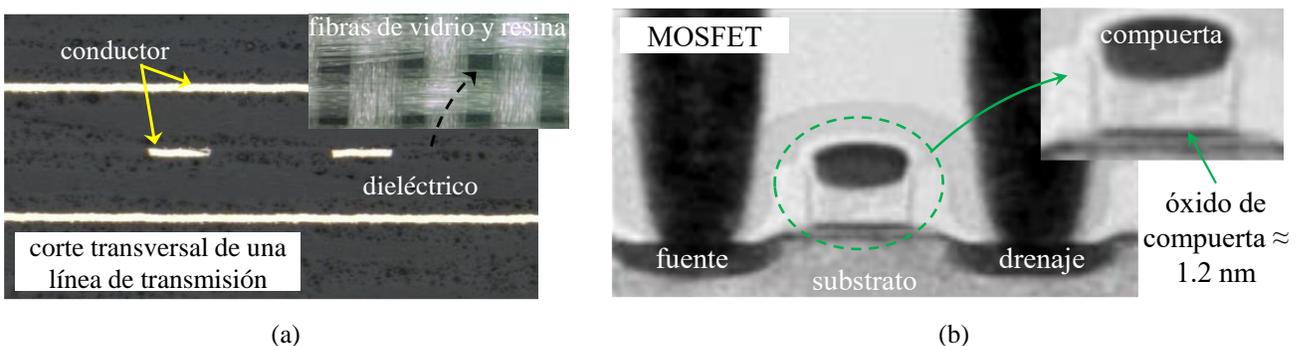


Figura 1.1 Corte transversal de dispositivos electrónicos mostrando materiales dieléctricos: (a) línea de transmisión fabricada en PCB [7], y (b) un MOSFET nanométrico [11].

material, ya sea en escala macroscópica o nanométrica. Por esta razón, en aplicaciones de radiofrecuencia en las que se requieren materiales de baja pérdida, la permitividad relativa y la tangente de pérdidas son los parámetros principales para considerar tanto en etapas de desarrollo como en el modelado de dispositivos y circuitos [12]. Sin embargo, es cierto que existen condiciones en las que es también relevante analizar los casos en que ocurre transporte de carga debida a fuga en el dieléctrico. Entonces, la conductividad del dieléctrico puede ser también utilizada como figura de mérito al caracterizar dieléctricos en aplicaciones prácticas. Por esta razón, en esta tesis se muestran ejemplos en los que la consideración de la conductividad es relevante y otros en los que no lo es.

1.1 Permitividad compleja

El estudio de las propiedades dieléctricas de los materiales requiere necesariamente comenzar con la revisión del concepto de permitividad, ya que permite describir la dispersión y disipación que experimentará una OEM (onda electromagnética) al propagarse en un medio. En términos generales es un número complejo variante con frecuencia. Esta es la razón por la cual, en el diseño de dispositivos electrónicos de microondas es importante conocer esta propiedad de manera que pueda determinarse la influencia del dieléctrico en la respuesta en frecuencia correspondiente. De otra manera, resulta muy difícil realizar simulaciones precisas que se asemejen estrechamente a casos reales. Entonces, los modelos que representan la variación de la permitividad compleja con la frecuencia hacen posible la evaluación del impacto de la disipación y dispersión de energía de un dispositivo dentro de determinados anchos de banda [13], [14], [15].

Particularmente, la permitividad permite cuantificar la disipación de energía y la velocidad de propagación de un campo electromagnético en un medio dieléctrico [16]. En este caso, se hace la suposición de que el material puede ser representado como un conjunto de dipolos eléctricos, cada uno representando una molécula o una estructura pequeña y eléctricamente neutra. Estos dipolos, bajo la influencia de un campo eléctrico variante en el tiempo eventualmente llevan a la ocurrencia del fenómeno de la polarización, ilustrado conceptualmente en la Figura 1.2. Siguiendo esta figura, inicialmente los dipolos están orientados de forma aleatoria y tienden a alinearse en la dirección de un campo eléctrico externo \hat{E} , moviéndose o vibrando y disipando energía debido a la llamada corriente de polarización [17], [18]. Por otro lado, la dependencia en frecuencia de la permitividad ($\hat{\epsilon}_r$) se debe

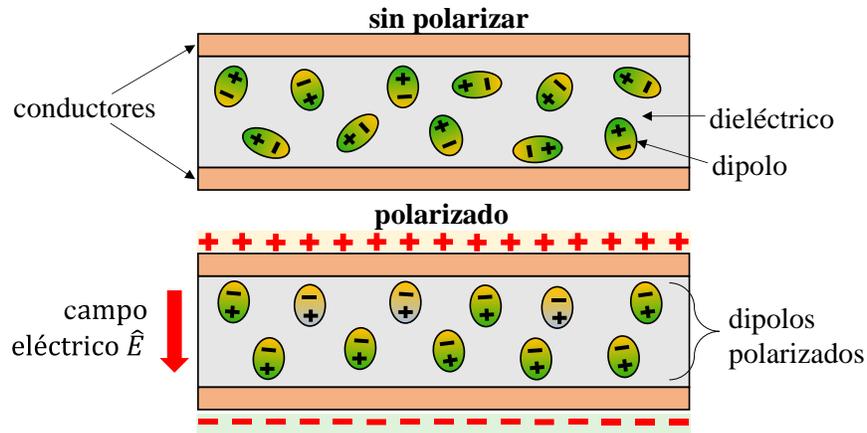


Figura 1.2 Orientación de los dipolos en un laminado dieléctrico antes y después de ser expuesto a un campo eléctrico.

a que la orientación de los dipolos en un material no cambia instantáneamente bajo la influencia de \hat{E} , lo que genera retraso en las señales que se propagan.

Una vez explicado lo anterior, la permitividad compleja se expresa de la siguiente manera:

$$\hat{\epsilon}_r = \epsilon_r' - j\epsilon_r'' \quad (1.1)$$

donde ϵ_r' es la constante dieléctrica asociada a la dispersión, ϵ_r'' es el factor de pérdida que representa la energía disipada, mientras que el signo ‘-’ se elige por convención [19]. Adicionalmente, para la evaluación de las pérdidas se define la figura de mérito muy utilizada en ingeniería, llamada tangente de pérdidas o factor de disipación, y está dada por el cociente de la parte imaginaria entre la parte real de la permitividad; o sea:

$$\tan\delta = \frac{\epsilon_r''}{\epsilon_r'} \quad (1.2)$$

De hecho, las componentes real e imaginaria de la permitividad tienen una diferencia de fase de 90° como se muestra en la Figura 1.3, las cuales permiten determinar $\tan\delta$.

Con el fin de proponer modelos para la permitividad, es relevante conocer el mecanismo por el cual a diferentes frecuencias un material responde a un campo eléctrico aplicado. Estos generalmente se clasifican como relajación dipolar, relajación iónica, vibración de la red y polarización electrónica [20]

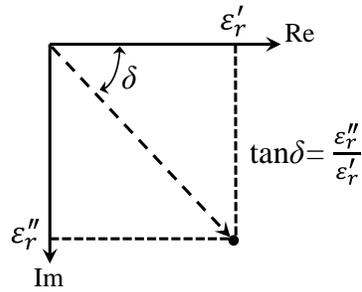


Figura 1.3 Tangente de pérdidas definida en términos de las componentes real e imaginaria de la permitividad compleja.

que brevemente se describen a continuación:

- Relajación iónica: asociada al movimiento de los iones en respuesta a la presencia de un campo eléctrico.
- Relajación dipolar: se refiere al tiempo que requieren los dipolos para relajarse y volver a una posición aleatoria después de haber sido alineados por la influencia de un campo eléctrico.
- Vibración de la red: asociada al movimiento de las moléculas y estados de rotación por vibraciones.
- Polarización electrónica: debida a la interacción entre un dipolo en un átomo y un campo eléctrico, la densidad electrónica se desplaza lo que produce una carga opuesta y de igual magnitud.

La Figura 1.4 muestra la dependencia de la permitividad compleja con la frecuencia y los diferentes mecanismos que ocurren en un material dieléctrico convencional, siendo la relajación dipolar el dominante en el rango de microondas. En este sentido, la dependencia de la permitividad con la frecuencia debida a la relajación dipolar matemáticamente puede expresarse mediante el modelo de Debye [21].

1.2 Modelo de Debye para la permitividad compleja

El modelo de Debye es una expresión que describe la dependencia causal de la permitividad compleja

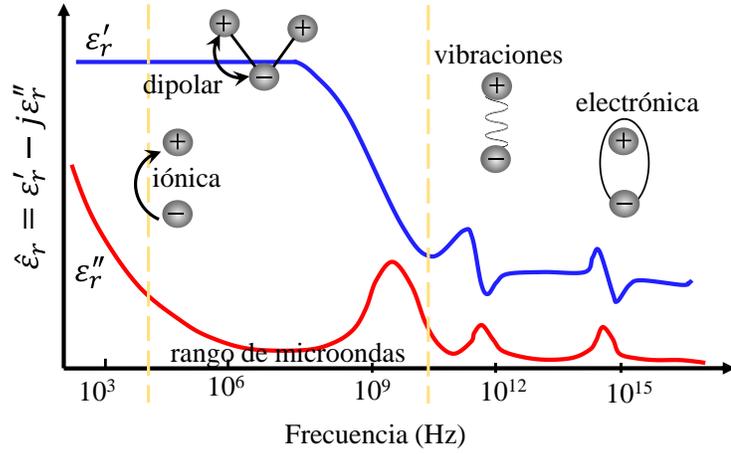


Figura 1.4 Representación conceptual de la dependencia de la permitividad compleja con la frecuencia y los diferentes mecanismos dieléctricos.

con la frecuencia y se escribe, para el caso de un solo mecanismo de relajación, como [21], [22]:

$$\hat{\epsilon}_r = \epsilon_\infty + \frac{\epsilon_s - \epsilon_\infty}{1 + j\omega\tau_e} \quad (1.3)$$

donde ϵ_s y ϵ_∞ son la permitividad a bajas y altas frecuencias, respectivamente; ω es la frecuencia angular, y τ_e es el tiempo de relajación asociada con un mecanismo en particular. De la ecuación (1.3), la parte real de la permitividad es:

$$\epsilon'_r = \epsilon_\infty + \frac{\epsilon_s - \epsilon_\infty}{1 + (\omega\tau_e)^2} \quad (1.4)$$

Nótese que a medida que ω aumenta, el segundo término se vuelve cada vez más pequeño, y por lo tanto ϵ'_r tiende a ϵ_∞ a muy altas frecuencias. Por otro lado, de la ecuación (1.3), la parte imaginaria de $\hat{\epsilon}_r$ se expresa como:

$$\epsilon''_r = -\frac{(\epsilon_s - \epsilon_\infty)\omega\tau_e}{1 + (\omega\tau_e)^2} \quad (1.5)$$

La importancia del modelo de Debye para el desarrollo de esta tesis por una parte es debida a que

proporciona información sobre la dependencia de la permitividad compleja con la frecuencia; por otra parte, nótese que el modelo es auto-consistente. Es decir, una vez determinados los parámetros para la parte real, es posible reconstruir la parte imaginaria sin ningún parámetro adicional, y viceversa. Entonces, realizando una extracción sistemática de parámetros es posible obtener información redundante de datos experimentales para facilitar la caracterización de un dieléctrico. Por esta razón, y como se muestra en este documento, se aplica una nueva estrategia de modelado basada en el modelo de Debye para la caracterización de diferentes materiales dieléctricos descritos en un amplio rango de frecuencias. De hecho, este modelo está fundamentado en las relaciones de Kramers-Krönig [23], lo que garantiza el cumplimiento del principio de causalidad en la representación de la permitividad.

1.3 Relaciones de Kramers-Krönig para la permitividad

En el desarrollo y propuesta de modelos que tienen como objetivo representar ciertos fenómenos físicos, a menudo no se presta suficiente atención a las relaciones causales subyacentes, como las asociadas con la permitividad compleja. Por ejemplo, es común suponer que la tangente de pérdidas es constante o incluso igual a cero, lo cual carece de sustento físico. Para explicar la invalidez de esta suposición se recurre nuevamente a la explicación que dice que un material dieléctrico puede almacenar energía y luego disiparla debido a las vibraciones de dipolos cuando se polarizan, estos efectos se representan mediante la parte real e imaginaria de la permitividad. Dichos fenómenos son interdependientes y están ligados, no puede ocurrir uno sin que ocurra el otro de la misma manera que no puede variar uno con la frecuencia mientras que el otro permanezca constante. Matemáticamente, puede entonces establecerse una relación causal entre ambas partes considerando las relaciones de Kramers-Krönig; estas relaciones, para el caso en particular de la permitividad compleja se escriben como [23]:

$$\varepsilon_r' = 1 + \frac{2\omega_0}{\pi} \int_0^\infty \frac{\varepsilon_r''(\omega) - \varepsilon_r''(\omega_0)}{\omega^2 - \omega_0^2} d\omega \quad (1.6)$$

$$\varepsilon_r'' = \frac{-2\omega_0}{\pi} \int_0^\infty \frac{\varepsilon_r'(\omega) - \varepsilon_r'(\omega_0)}{\omega^2 - \omega_0^2} d\omega \quad (1.7)$$

donde ω_0 es la frecuencia en la cual se desea determinar la permitividad. Note que las ecuaciones anteriores tienen una dependencia entre ellas, por lo que es necesario conocer al menos una para determinar la otra; por ejemplo, si se desea ϵ_r' es necesario evaluar ϵ_r'' en todo el rango de frecuencia de interés y en la frecuencia de ω_0 , por lo tanto se requiere del conocimiento previo de ϵ_r'' en frecuencia, esto mismo aplica cuando se desea conocer ϵ_r'' .

En el contexto de esta tesis, el concepto anterior es muy relevante debido a que en dieléctricos de baja pérdida la obtención experimental de la parte imaginaria de la permitividad se consigue con una alta incertidumbre. Entonces, aprovechando el principio de causalidad es posible evitar este problema implementando un modelo para la parte real, consiguiendo la determinación de los parámetros correspondientes a partir de mediciones eléctricas y finalmente obtener la parte imaginaria de manera indirecta utilizando estos parámetros. Este principio llevó a la propuesta de dos nuevos métodos de caracterización de dieléctricos descritos en el Capítulo 2 de esta tesis.

1.4 Conductividad

En el desarrollo de nuevos materiales dieléctricos, para una aplicación específica también es importante conocer y cuantificar las características conductoras, ya que degradan su funcionalidad. En este sentido, la conductividad describe la capacidad de un material para permitir el flujo de corriente eléctrica al exponerse a un campo eléctrico. Generalmente, un material conductor exhibe una conductividad más alta en comparación con un dieléctrico, puesto que en su estructura existen muchos electrones con enlaces débiles que favorecen el flujo de corriente y su efecto es dependiente de la temperatura, la estructura, la presión y la frecuencia [5]. Sin embargo, en un material dieléctrico, ante campos eléctricos muy altos las cargas pueden adquirir suficiente energía para contribuir en el flujo de corriente o estimularlo [24]. Así, para la evaluación de la conductividad, ésta es denotada con el símbolo σ (inverso de la resistividad (ρ)) y se expresa de la forma:

$$\sigma = \frac{1}{\rho} = \frac{\hat{j}}{\hat{E}} \quad (1.8)$$

En (8), σ está relacionada con la densidad volumétrica de corriente por conducción (\hat{j}) y el campo eléctrico (\hat{E}). Sin embargo, para analizar el efecto de pérdida en los dieléctricos, es conveniente usar la

conductancia (G); en algunas aplicaciones, como en las líneas de transmisión, es común expresar matemáticamente la conductancia efectiva total de la siguiente manera:

$$G = G_0 + \omega C \tan \delta \quad (1.9)$$

donde, G_0 es la contribución de la corriente de conducción y el segundo término del lado derecho se asocia con la corriente de polarización descrita anteriormente; en este caso, C es la capacitancia asociada al dieléctrico [25]. De hecho, este concepto también puede ser aplicado en circuitos de escala nanométrica como el caso del MOSFET. Así como en las líneas de transmisión, el óxido de compuerta en los transistores puede ser representado por una capacitancia y al ser un dieléctrico los efectos de pérdida son cuantificados a partir de $\tan \delta$.

La correcta identificación y separación de las dos contribuciones expresadas en la ecuación (1.9) también fue realizada en este trabajo en el caso de los dieléctricos nanométricos empleados en MOSFETs de tecnología avanzada. Esto porque el efecto de G_0 es despreciable en PCBs y es necesario mostrar que emplear modelos que se aplican en dieléctricos con estructura macroscópica puede llevar a errores significativos cuando se aplican en el caso de estructuras en que incluso llegan a aparecer fenómenos cuánticos.

1.5 Línea de microcinta versus línea de cinta

Un punto que debe abordarse en este capítulo introductorio es el de las estructuras incluidas en los vehículos de prueba que fueron estudiados experimentalmente. Estas estructuras deben ser lo más simple posible de manera que se limiten el número de efectos a considerar. En este sentido, las líneas planares son las que presentan más ventajas debido a su estructura y fácil medición. Entonces, para poder proponer metodologías y modelos para representar la permitividad, es esencial el conocimiento de la teoría de estas líneas operando en el rango de las microondas.

Una línea de transmisión es una estructura que permite propagar señales de manera eficiente en forma de ondas electromagnéticas y es comúnmente usada en aplicaciones de alta frecuencia donde la longitud de onda de las señales es comparable con la longitud de la línea. En ingeniería electrónica, las líneas más comunes constan de dos rutas conductoras. Por conveniencia, a una de estas rutas se le considera la que lleva la señal y a la otra la referencia o plano de tierra. Ejemplo de esto son las líneas

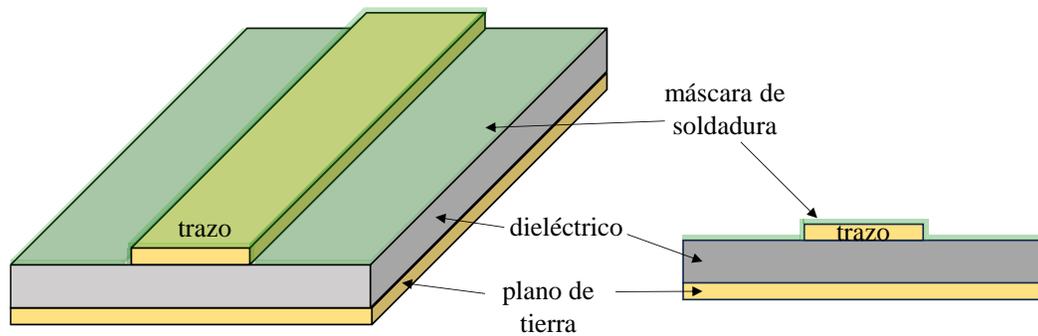


Figura 1.5 Perspectiva y sección transversal de una línea de terminación simple de microcinta.

coaxiales, las bifilares y en PCB las de cinta y de microcinta. A todas ellas se les clasifica como líneas de dos conductores. La Figura 1.5 muestra la representación de una línea de microcinta especificando las partes que la conforman como lo son los planos conductores, el dieléctrico y la mascarilla de soldadura; esta última es usada para evitar posibles cortocircuitos, previene la oxidación y la corrosión [26].

De hecho, para el análisis de las propiedades que presentan las líneas en la transmisión de señales debe de identificarse su modo de propagación, que se define como la forma en la que se configuran los campos eléctrico y magnético para propagarse. Específicamente, para líneas de dos conductores el modo fundamental es idealmente el transversal electromagnético o TEM, aquí los campos eléctrico (\hat{E}) y magnético (\hat{H}) son perpendiculares a la dirección de propagación y además son perpendiculares entre ellos; sin embargo, debido a las pérdidas y diferentes condiciones de frontera en líneas reales se presenta un modo aproximado al TEM, que se le conoce como modo cuasi-TEM [18]. No obstante, el modo de propagación se puede aproximar al TEM para simplificar el análisis de líneas.

Por otra parte, para la caracterización de laminados dieléctricos en PCB, la configuración de las ondas electromagnéticas permite definir el tipo de estructura más conveniente para extraer las propiedades asociadas al dieléctrico. Así, por la simplicidad del diseño, en el desarrollo de esta tesis las líneas de cinta son las más adecuadas sobre las de microcinta debido a que las líneas de campo \hat{E} y \hat{H} están confinadas completamente en el dieléctrico. El empleo de líneas de microcinta requiere un mayor análisis y procesamiento debido a que los campos se propagan en dos medios de diferente permitividad. En la Figura 1.6 se muestra la distribución de las líneas de campo \hat{E} y \hat{H} para los dos tipos de línea, observe que para la línea de microcinta, transversalmente las ondas se propagan en el aire y en el dieléctrico; al ser uno de los objetivos de esta tesis determinar las características dieléctricas

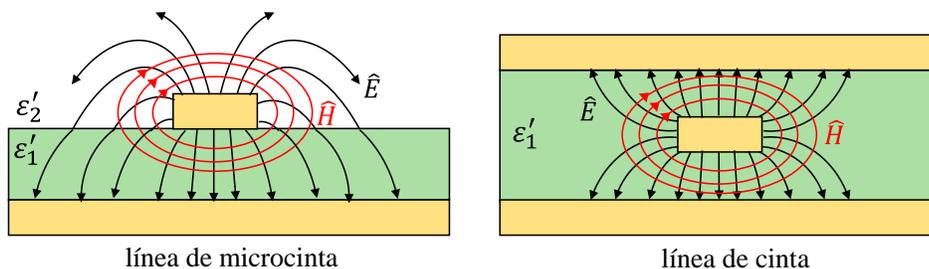


Figura 1.6 Estructura básica y configuración de los campos electromagnéticos en una línea de transmisión de microcinta y una de cinta.

en laminados de baja pérdida, emplear líneas de microcinta requiere estrictamente separar los efectos asociados a los campos electromagnéticos propagados en el aire y en el medio dieléctrico de las estructuras de prueba. Por lo tanto, las líneas de cinta con las más adecuadas para el desarrollo de metodologías y modelos que permiten representar las propiedades del dieléctrico.

1.6 Propósito de la tesis

El propósito de este trabajo consiste en realizar un análisis teórico respaldado experimentalmente para la identificación y cuantificación de las características dieléctricas asociadas a las pérdidas en dispositivos y circuitos de microondas. En este sentido, es fundamental proponer e implementar modelos y metodologías para la representación de la permitividad y la tangente de pérdidas en función de la frecuencia en sustratos de baja pérdida como lo son los laminados de PCB. Además, evaluar dieléctricos donde sí ocurre pérdidas por conducción eléctrica especialmente enfocado películas delgadas de óxido de compuerta en transistores los cuales presentan conducción asistida por trampas.

Los conceptos descritos en las secciones anteriores son elementales para el desarrollo de esta tesis, estos permiten entender los efectos asociados a los materiales dieléctricos, sus características y su dependencia con la frecuencia. Por otra parte, existe una sesión adicional enfocada a la propagación de las ondas electromagnéticas en líneas de transmisión, esto es importante debido al hecho de que parte de este trabajo está enfocado a la caracterización de dieléctricos empleados en la fabricación de PCBs. Además, la comprensión de estos conceptos posibilita la elección estratégica de la estructura más propicia para la extracción de parámetros.

1.7 Objetivos de la tesis

1.71 Objetivo general

Llevar a cabo un análisis teórico, respaldado experimentalmente que permita la identificación y cuantificación de los efectos de disipación y dispersión asociados con los materiales dieléctricos en dispositivos y circuitos de microondas.

1.72 Objetivos específicos

- Implementar modelos para la representación de la permitividad efectiva compleja y variante con la frecuencia en sustratos de baja pérdida; es decir, en sustratos en que el transporte de carga (i.e., fenómenos de conducción eléctrica) sean despreciables. Al cumplirse estas condiciones para circuitos impresos de microondas, los vehículos de prueba se implementarán en esta tecnología.
- Desarrollar metodologías de extracción de parámetros para cumplir con el objetivo anterior.
- Aplicar las metodologías propuestas para el desarrollo de un modelo para dieléctricos de baja pérdida dependiente que tome en cuenta la variación de las propiedades con la temperatura.
- Aplicar las metodologías propuestas para la evaluación de dieléctricos en los que sí ocurre pérdidas por conducción eléctrica. En este caso, los vehículos de prueba serán transistores en que la película aislante de la compuerta presenta conducción asistida por trampas.

CAPÍTULO 2

Modelado de las propiedades dieléctricas en materiales de baja pérdida

Dos de las más importantes contribuciones obtenidas en este proyecto de tesis se presentan en este capítulo. Son metodologías que permiten la determinación simultánea de la permitividad relativa y la tangente de pérdidas en materiales de baja pérdida, como los que permiten la fabricación de los laminados dieléctricos en PCBs. A partir de los parámetros obtenidos, es posible implementar modelos para el material, que a su vez son útiles en la representación de interconexiones y estructuras en esta tecnología. La dificultad de obtener estos parámetros radica en el efecto dominante de la dispersión de las ondas electromagnéticas en comparación con la absorción de energía por parte del material. Así, determinar $\tan\delta$ es complicado, pero necesario, ya que aun siendo $\tan\delta \ll 1$ (i.e., baja pérdida) la absorción de energía correspondiente en el rango de las microondas es sustancial, ya que la pérdida en el dieléctrico debida a corrientes de polarización es aproximadamente proporcional a la frecuencia.

En un primer método propuesto, se hace uso de un arreglo de líneas con diferente ancho, lo que es viable cuando se cuenta con recursos y espacio en un prototipo. Sin embargo, una segunda propuesta es hecha cuando se cuenta con líneas de un solo ancho, con la condición de que la permitividad compleja debe ser determinada adicionalmente en al menos en un punto de frecuencia con un método independiente. Ambas alternativas encuentran aplicación en el diseño y caracterización de PCBs [27], [28].

Entonces, para comenzar la explicación de las metodologías propuestas para dieléctricos en PCB, se considera que las curvas de permitividad relativa (ϵ_r') y tangente de pérdidas ($\tan\delta$), son figuras de mérito que requieren los diseñadores. Aunque en las hojas de especificaciones de los fabricantes de PCB se proporcionan valores de los parámetros dieléctricos a una frecuencia específica, es importante conocer su variación en un ancho de banda incluso de pocos gigahertz [14], [15]; de lo contrario, considerar ϵ_r' constante implica que $\epsilon_r'' = 0$ (i.e., no existen pérdidas en el dieléctrico), lo que no es válido e impide la implementación de modelos causales [29].

Existen diversos métodos experimentales a partir de los cuales puede obtenerse la permitividad de un dieléctrico. Desde los métodos capacitivos, hasta resonadores y antenas que utilizan la técnica de propagación en el espacio libre. Sin embargo, con el uso generalizado de los analizadores de redes vectoriales (VNAs), la obtención de la permitividad a partir de mediciones a líneas de transmisión se ha convertido en una de las más populares. Esto debido a que es posible llevar a cabo la caracterización de sus materiales constituyentes en un amplio ancho de banda.

La caracterización de dieléctricos utilizando mediciones eléctricas de líneas de transmisión se basa en el análisis de la transmisión de las ondas electromagnéticas en estructuras uniformes longitudinalmente y que propagan los campos eléctrico y magnético de manera ordenada. A esta manera ordenada se le conoce como modo de propagación y tiene asociada un parámetro fundamental que la describe, la constante compleja de propagación (γ). Este proporciona información acerca de la atenuación (α) y retraso (β) de la señal al propagarse en un modo específico; por ejemplo, el modo transversal electromagnético. Por lo tanto, γ puede ser escrita como $\gamma = \alpha + j\beta$ y experimentalmente, se puede determinar a partir de mediciones de parámetros-S de las líneas. Sin embargo, ya que éstas son fabricadas con laminados dieléctricos y materiales conductores, la atenuación y el retraso son influenciadas por una combinación de efectos asociados a cada material [22], [30], [31]. Asimismo, debido a que parte del propósito de la tesis descrito en este capítulo es determinar la permitividad y tangente de pérdidas del laminado dieléctrico, para su correcta extracción es necesario proponer estrategias para separar y cuantificar los efectos del conductor y el dieléctrico. No obstante, estas contribuciones no son fácilmente identificables, lo que aumenta la incertidumbre para obtener $\tan\delta$, ya que presenta valores pequeños [32], [33].

Con el fin de extraer las propiedades de los dieléctricos, se ha realizado aquí una revisión bibliográfica de metodologías para determinar la permitividad relativa. En este sentido, en algunas se hace la extracción de ϵ_r' a una frecuencia específica, a partir de datos experimentales obtenidos de la medición de estructuras como resonadores, guías de onda o arreglos de antenas [34], [35], [36], [37]. Sin embargo, al existir una dependencia de ϵ_r' con la frecuencia, es necesario construir estructuras para cada punto en frecuencia donde se desea conocer el valor de permitividad relativa. Por otro lado, algunos autores optan por mediciones de prototipos basados en líneas de cinta para la extracción de ϵ_r' y $\tan\delta$ así como se describe en [21], [38]; éstos consisten en líneas de cinta fabricadas con laminados

de cobre que presentan diferente rugosidad superficial. No obstante, el procesamiento de los datos y la aplicación de estos métodos requiere mayor esfuerzo debido a que se deben hacer pruebas adicionales para conocer el perfil de la rugosidad del material; por ejemplo, se debe cortar la muestra para realizar mediciones ópticas y un procesamiento de imágenes para determinar la rugosidad del laminado [39]. Alternativamente, en [40] se proponen funciones auxiliares para extraer ϵ_r' y $\tan\delta$ a partir de datos obtenidos de simulaciones EM de líneas de cinta de dos anchos diferentes [40]; no obstante, este método requiere del conocimiento preciso de las dimensiones de la línea y del perfil de rugosidad.

A pesar de que existen estrategias de extracción para determinar las propiedades dieléctricas, resulta preferible emplear métodos más simples como los reportados en este capítulo. Aquí se presentan dos métodos de extracción de ϵ_r' y $\tan\delta$ hasta una frecuencia de 30 GHz. Ambas propuestas involucran datos experimentales de líneas de cinta que se utilizan para extraer γ y los efectos asociados al conductor y al dieléctrico, lo que permite finalmente la obtención de los parámetros de interés. Además, estos métodos no requieren de mediciones ópticas adicionales para conocer específicamente la geometría de las estructuras, y su implementación resulta de menor costo ya que no requiere de múltiples prototipos. De hecho, solo es necesario un prototipo que contiene líneas de diferentes longitudes y anchos.

2.1 Descripción de prototipos

Para el desarrollo y verificación de las propuestas presentadas en este capítulo, como me mencionó en el Capítulo 1, las líneas de cinta ofrecen una mayor ventaja sobre las líneas microcinta debido a que el trazo de señal está rodeado de dieléctrico, de forma que las ondas electromagnéticas se propagan únicamente a través del medio que se desea caracterizar. En este sentido, se fabricó un arreglo de líneas de cinta dentro de un mismo prototipo de diferentes anchos $w = 0.23$ mm, 0.26 mm y 0.29 mm en tecnología PCB multicapa para aplicaciones de microondas. Además, para el procesamiento de las mediciones y el planteamiento de los métodos propuestos, parte fundamental para el desarrollo es la extracción de la constante de propagación. Por esta razón, el prototipo incluye cuatro longitudes diferentes para cada ancho de línea, $l = 30$ mm, 100 mm, 127 mm y 356 mm, que permite obtener γ utilizando el algoritmo multilínea [41]. En la Figura 2.1 se muestra una representación de la sección transversal de la línea de transmisión de cinta y las dimensiones correspondientes. Con respecto al laminado dieléctrico, las líneas están fabricadas con el laminado ASTRA MT77 de Isola cuyo espesor

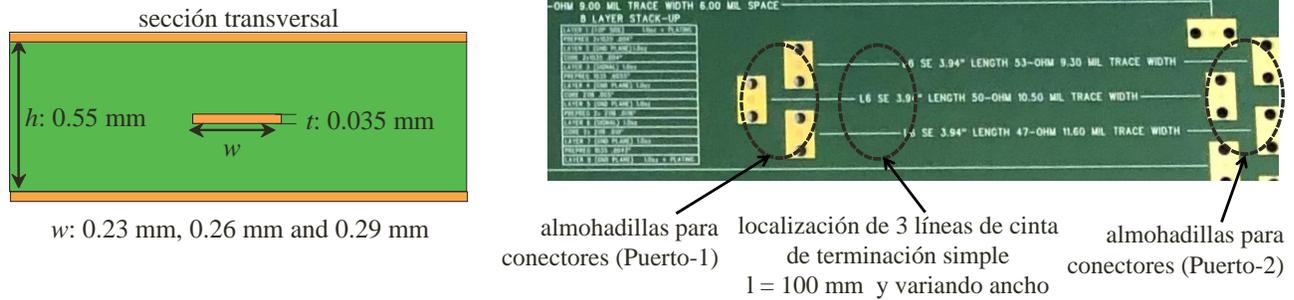


Figura 2.1 Diagrama básico que ilustra la vista de la sección transversal de las líneas de transmisión de cinta acompañado de una fotografía del prototipo real que muestra la ubicación de tres de estas líneas.

es de $h = 0.55$ mm. Este material posee una permitividad relativa nominal $\epsilon'_{r10\text{GHz}} = 3$ y una tangente de pérdidas $\tan\delta_{10\text{GHz}} = 0.0017$ [42]. El subíndice en estos parámetros indica que midieron a una frecuencia de 10 GHz. Estos valores son obtenidos a partir de mediciones de un resonador. De hecho, ésta es una medición estándar usada en la industria para determinar los valores nominales de las propiedades dieléctricas, y ha sido establecida por el Instituto para la Interconexión y el Empaquetado de Circuitos Electrónicos (con siglas en inglés, IPC) bajo el nombre de método IPC-TM 2.5.5.5 [43]. Continuando con la descripción de los prototipos, los laminados conductores de la PCB están fabricados de cobre cuyo espesor es de $t = 35$ μm , y la altura media cuadrática h_{rms} de los picos que describen el perfil de rugosidad es menor que 0.3 μm . Este valor corresponde a láminas de cobre categorizadas por ser de extremadamente bajo perfil de rugosidad (HVLP, por sus siglas en inglés) [44]. La ventaja de estos laminados es que ayudan a minimizar las pérdidas del conductor, y a su vez reducen la incertidumbre en la determinación de las propiedades del laminado dieléctrico mediante las mediciones de líneas de cinta. Adicionalmente, en la Figura 2.1 se muestra que los extremos de las líneas fueron terminados con almohadillas conductoras (en inglés *pads*); esto permiten el acceso a las estructuras para realizar las mediciones correspondientes.

2.2 Descripción de experimentos

Las estructuras de prueba se midieron a través de un VNA marca Anritsu. Con este propósito, las líneas de cinta ubicadas en la capa 6 (L6) de la PCB, se terminaron con conectores coaxiales tipo K colocados sobre las huellas a los extremos de la línea con el fin de medir los parámetros-S de dos puertos. Inicialmente, el equipo se calibró para eliminar errores sistemáticos, errores de conmutación y además desplazar el plano de las mediciones desde los puertos del equipo hasta el plano de referencia como se

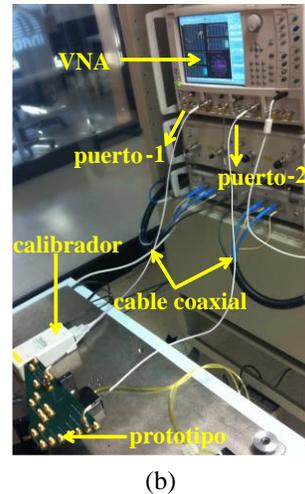
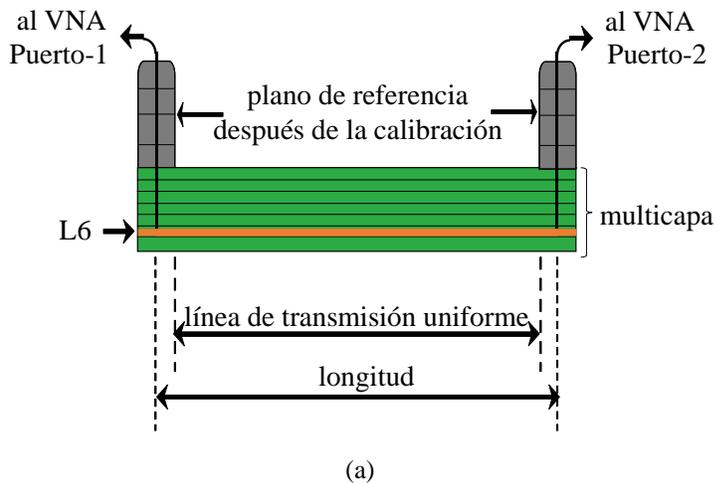


Figura 2.2 Descripción de la medición: (a) representación de la línea dispuesta longitudinalmente indicando los planos de medición, y (b) configuración del VNA, las sondas y la estructura de medición.

puede ver en la Figura 2.2(a). La calibración se realizó a través de un calibrador automático que aplica un algoritmo TRL (a través – reflector – línea) en un rango de frecuencias desde 100 MHz hasta 30 GHz. Una vez terminada la calibración, se midieron los parámetros-S de las líneas de transmisión como muestra la Figura 2.2(b).

De los parámetros-S medidos, se extrae la constante de propagación γ ; sin embargo, debido a las transiciones entre los conectores y la línea se presentan discontinuidades eléctricas (i.e., donde los campos electromagnéticos cambian de modo de propagación) que deben ser removidas y así determinar γ de la línea uniforme. Para remover esos efectos indeseados se utiliza la solución de eigenvalores del método TRL, que emplea dos líneas de diferente longitud e igual sección transversal [45]. Sin embargo, en la fabricación de líneas o conectores no siempre se obtienen dispositivos completamente idénticos; esto se debe a que existe variabilidad en los procesos, que a su vez generan diferencias entre un dispositivo y otro. Esto produce un error en la extracción de γ , ya que las transiciones no son iguales al cambiar de líneas o conectores [46]. Por lo tanto, para el desarrollo de esta tesis, aunque los resultados obtenidos con el método convencional de dos líneas mostraron coherencia física, se hizo un promedio ponderado de las mediciones considerando cuatro longitudes diferentes de líneas de cinta; esto reduce las irregularidades y el ruido presente en las curvas de γ [47].

2.3 Propuesta para obtener $\hat{\epsilon}$ utilizando múltiples líneas de cinta

El método descrito en esta sección permite obtener la permitividad y la tangente de pérdidas en banda ancha de un laminado dieléctrico de baja pérdida utilizado en la fabricación de PCBs. Con este propósito, se extrae γ y las contribuciones asociadas conductor y al dieléctrico de la atenuación α . Además, al emplear líneas de diferentes anchos se propone una metodología basada en regresiones lineales para extraer los parámetros de interés. Los resultados de ϵ_r' y $\tan\delta$ son validados con el modelo de Debye y usados para determinar la impedancia característica de la línea. Este método se describe detalladamente en las subsecciones siguientes.

2.3.1 Cuantificación de las pérdidas a partir de datos experimentales

Anteriormente, se ha mencionado la importancia de γ en el desarrollo de modelos para las propiedades dieléctricas. En esta sección se describe el método de extracción de las características del conductor y del dieléctrico asociadas a la constante de propagación. Dicho esto, la parte real de γ expresada como $\alpha = \text{Re}(\gamma)$ proporciona información de la atenuación de las señales que se propagan en la línea; así como la parte imaginaria $\beta = \text{Im}(\gamma)$ es la constante de fase o el retraso de la señal descrita; por lo tanto, γ se escribe de la forma:

$$\gamma = \alpha + j\beta. \quad (2.1)$$

Por otro lado, también se han mencionado los efectos asociados al conductor y al dieléctrico; de hecho, éstos son distinguibles en α al superar la frecuencia de encendido del efecto piel. Para proponer un método de extracción de cada uno, se parte de la ecuación descrita en [21], en la cual α puede escribirse en términos dependientes de la frecuencia como:

$$\alpha = A\sqrt{\omega} + B\sqrt{\omega} + C\omega + D\omega^2 + E\omega + F\omega^2 \quad (2.2)$$

donde ω es la frecuencia angular, y los demás coeficientes se consideran constantes. De hecho, de la

ecuación (2.2) se pueden identificar términos para la atenuación del conductor y el dieléctrico. Es importante mencionar en este punto que a pesar de que esta ecuación podría considerarse de ajuste arbitrario, cada uno de los términos está justificado por la forma funcional que describen distintas interacciones de las ondas electromagnéticas con los materiales [38]. Por ejemplo, las raíces cuadradas son asociadas con el efecto piel, los términos lineales con la vibración de los dipolos eléctricos en el material dieléctrico y con la acentuación de la interacción de las ondas con las protuberancias asociadas con la rugosidad, mientras que los términos cuadráticos tienen que ver con efectos de orden superior, como la dependencia de las propiedades efectivas de los materiales con la frecuencia. Con esto en mente, puede identificarse la atenuación del conductor como: $\alpha_c = A\sqrt{\omega} + B\sqrt{\omega} + C\omega + D\omega^2$, donde $A\sqrt{\omega}$ representa la atenuación cuando la superficie del conductor es lisa y la suma $B\sqrt{\omega} + C\omega + D\omega^2$ considera el efecto de la rugosidad. Por otra parte, las pérdidas del dieléctrico están definidas por $\alpha_d = E\omega + F\omega^2$. Ahora, para facilitar la extracción de las constantes se reescribe (2.2) de la forma:

$$\alpha = K_1\sqrt{\omega} + K_2\omega + K_3\omega^2 \quad (2.3)$$

donde $K_1 = A + B$, $K_2 = C + E$, y $K_3 = D + F$. Es importante mencionar que cada una de las constantes en (2.3) tiene influencia a diferente frecuencia; por ejemplo, K_1 es acentuada a relativamente bajas frecuencias que se consideran debajo de 1.5 GHz para líneas típicas en PCB. Esto quiere decir que el efecto de pérdida dominante está mayormente influenciado por una función que involucra la raíz cuadrada de la frecuencia, la cual está relacionada con la profundidad de piel en la superficie conductora a bajas frecuencias. De forma análoga, los términos K_2 y K_3 son distinguibles a frecuencias mayores a 10 GHz, cuando el efecto de las pérdidas en el dieléctrico es más acentuado.

Dicho esto, para extraer los valores correspondientes a cada parámetro en (2.3) se reescribe la ecuación (2.3) de la siguiente manera:

$$Y_1 = \alpha\omega^{-1/2} = K_1 + K_2\sqrt{\omega} + K_3\omega^{3/2}. \quad (2.4)$$

Al extraer α de los datos experimentales de la línea de ancho 0.26 mm, y graficar Y_1 versus ω , se observa una tendencia plana a frecuencias menores a 1.3 GHz, como muestra la Figura 2.3(a), cuyo valor corresponde a K_1 . Después de obtener el valor de K_1 , se reescribe la ecuación (2.3) para encontrar

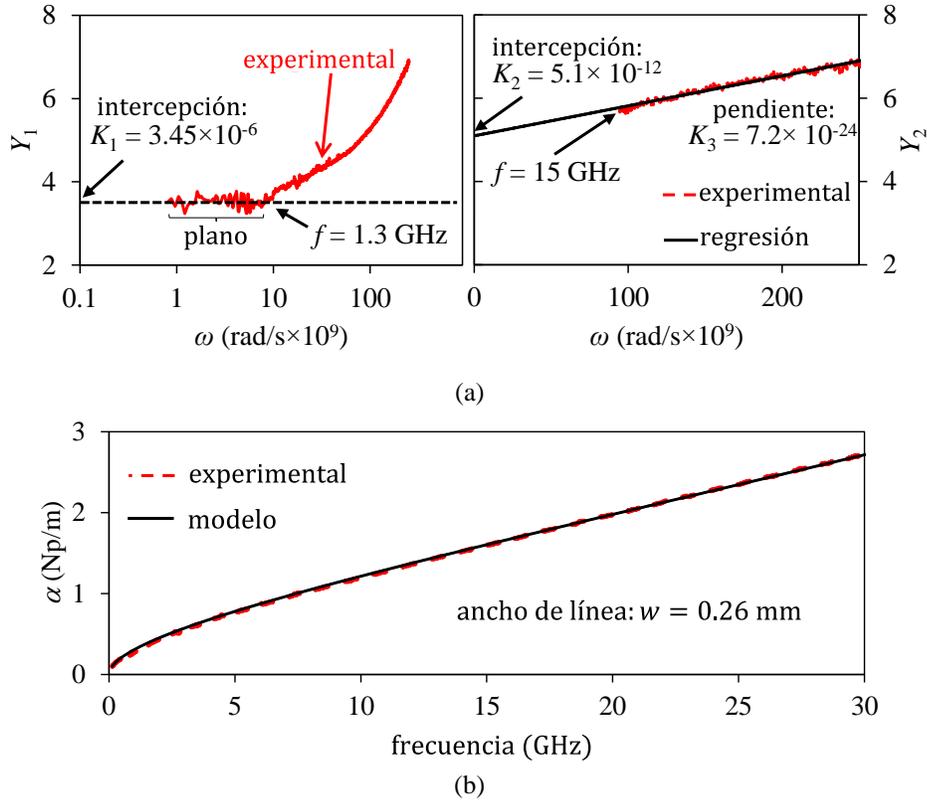


Figura 2.3 Implementación del modelo para líneas de $w = 0.26$ mm: (a) determinación de los parámetros K_1 , K_2 , and K_3 , y (b) correlación del modelo-experimento para α .

K_2 y K_3 de la siguiente manera:

$$Y_2 = \alpha\omega^{-1} - K_1\omega^{-1/2} = K_2 + K_3\omega. \quad (2.5)$$

Notar que Y_2 depende de α y K_1 los cuales se determinaron de la regresión de Y_1 versus ω ; ahora, si se grafica (2.5) en función de ω como se muestra en la Figura 2.3(a), K_2 y K_3 corresponden a la intercepción con las ordenadas y la pendiente respectivamente, lo que completa la extracción de las constantes en (2.3). Para verificar que las constantes se determinaron de manera correcta, se compara α obtenida de (2.3) con la curva de atenuación extraída de datos experimentales cuyos resultados se muestran en la Figura 2.3(b). Estos presentan una correlación entre los datos obtenidos experimentalmente y el modelo para el caso de una línea de ancho $w = 0.26$ mm.

Es importante mencionar que, debido al efecto de la rugosidad en la superficie del conductor, las pérdidas dieléctricas se acentúan a frecuencias más altas. Por lo tanto, para un laminado HVLP

como el considerado en los prototipos empleados, el efecto de las pérdidas del dieléctrico es más notable a frecuencias mayores a 10 GHz [48], razón por la cual se extraen los parámetros a partir de 15 GHz y la tendencia de la curva de Y_2 es aproximadamente lineal.

2.3.2 Dependencia de las pérdidas con el ancho

En el método propuesto, para extraer la permitividad del laminado dieléctrico es necesario separar la contribución de las pérdidas del conductor rugoso y las del dieléctrico de las variables K_2 y K_3 de la sección anterior. Para un dieléctrico homogéneo, a pesar de que E y F en (2.2) son independientes del ancho de la línea, C y D muestran dependencia debido a la magnitud de la resistencia introducida por el efecto de rugosidad en la superficie del conductor. No obstante, esta resistencia disminuye conforme las superficies rugosas del trazo de señal aumentan con el ancho w , siempre y cuando $w \gg t$ [49]. Además, para líneas muy anchas el efecto de rugosidad se reduce comparado con la pérdida dieléctrica que se mantiene constante, por lo que se espera que $\alpha_d \gg \alpha_c$. Por lo tanto, aunque la forma precisa en que C y D están relacionados con w es difícil de determinar de manera exacta. En este contexto se utiliza una aproximación lineal para simplificar el cálculo, así las ecuaciones propuestas se expresan como:

$$K_2 = C'w^{-1} + E \quad (2.6)$$

$$K_3 = D'w^{-1} + F \quad (2.7)$$

donde $C = C'w^{-1}$, $D = D'w^{-1}$, mientras que C' y D' se suponen constantes. De esta manera, así como K_2 y K_3 son obtenidos previamente en la Figura 2.3(a) para los anchos disponibles, las regresiones en la Figura 2.4 permiten determinar C' y D' al graficar K_2 y K_3 versus w^{-1} . De ahí, se obtiene C' y D' de la pendiente, y E y F del cruce con las ordenadas. Es importante tener en cuenta que las ecuaciones (2.6) y (2.7) son aplicables bajo la condición de que la distribución de corriente a lo largo del ancho de las líneas puede considerarse aproximadamente uniforme. Por lo tanto, al diseñar el prototipo, es necesario respetar los efectos de concentración de corriente para garantizar la precisión de los resultados [50].

En este punto, conocidos los parámetros anteriores es posible separar la contribución del conductor (α_c) y el dieléctrico (α_d) de la ecuación (2.2).

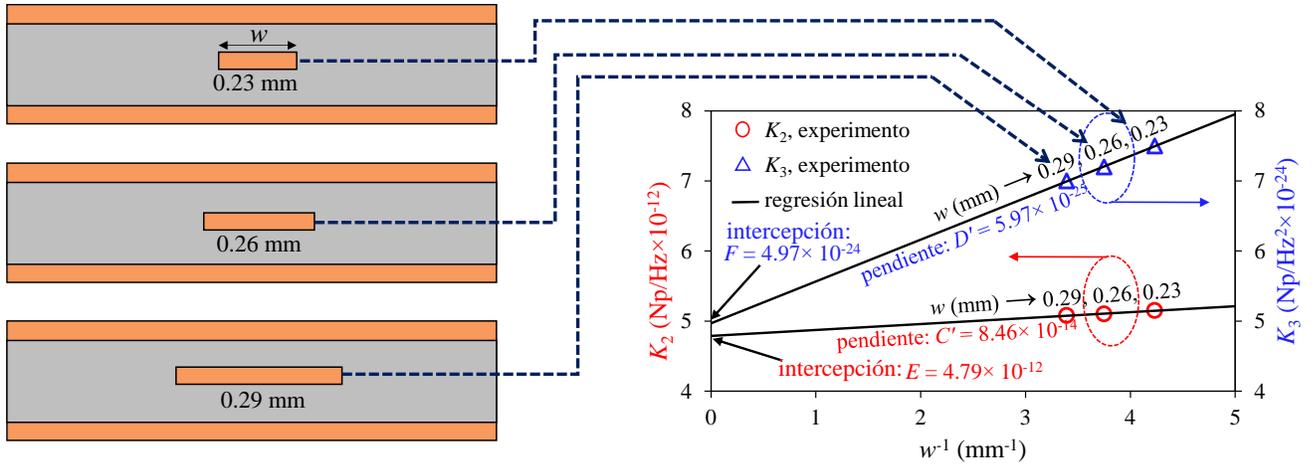


Figura 2.4 Regresiones en función del ancho de las líneas usadas para obtener las constantes de (2.6) y (2.7).

2.3.3 Extracción de la permitividad

El objetivo del método propuesto es determinar ϵ'_r y $\tan\delta$ del laminado dieléctrico en una PCB. Con este fin, en la sección anterior se extraen los efectos relacionados con las pérdidas del conductor y el dieléctrico ya que es posible extraer los parámetros característicos del laminado dieléctrico al conocer el efecto del conductor.

Por lo tanto, la parte real e imaginaria de la permitividad se obtiene de las siguientes ecuaciones:

$$\epsilon'_r = (c \cdot (\beta - \alpha_c) / \omega)^2 \quad (2.8)$$

$$\epsilon''_r = 2c\alpha_a\sqrt{\epsilon'_r} / \omega \quad (2.9)$$

donde c es la velocidad de la luz en el vacío, β proviene de los datos experimentales y α_c se considera una aproximación para el retraso de fase introducido por la rugosidad de la superficie del conductor [38], siempre y cuando el valor h_{rms} sea de al menos $2.6 \mu\text{m}$. Finalmente, de las ecuaciones (2.8) y (2.9) se calcula $\tan\delta = \epsilon''_r / \epsilon'_r$ para completar con la extracción de los parámetros de interés.

La Figura 2.5 muestra los resultados de la permitividad y tangente de pérdida en función de la frecuencia, donde se puede observar que los datos extraídos ajustaron a los de la medición del resonador a una frecuencia de 10 GHz. Por otra parte, a bajas frecuencias ϵ'_r tiene una variación notable que se

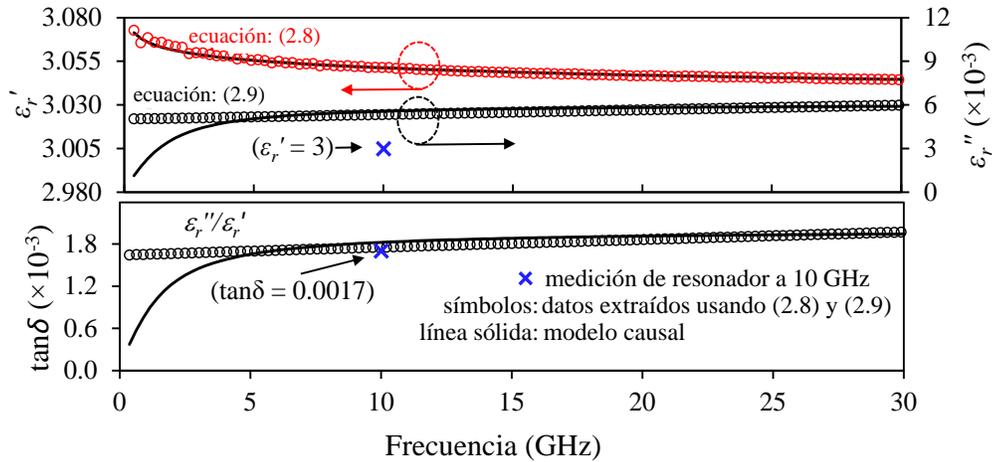


Figura 2.5 Curvas de la permitividad compleja y la tangente de pérdidas obtenidas de la metodología propuesta e implementando un modelo causal.

espera que se presente también en ϵ_r'' y $\tan\delta$ para que se cumplan las relaciones de Kramers-Kronig [23]. Sin embargo, el comportamiento que muestra es una tendencia plana, esto ocurre porque en (2.2) el término asociado a la variación en bajas frecuencias se omite para que el modelado y extracción sea más simple [21]. De hecho, el modelo multi-polo de Debye [51], se usa para corregir esta tendencia y que la respuesta sea un comportamiento causal, es decir que un aumento en la parte real de la permitividad también refleje un cambio en la parte imaginaria. Es importante mencionar que las curvas de la Figura 2.5 son iguales para los diferentes anchos de línea, ya que los parámetros ϵ_r' , ϵ_r'' y $\tan\delta$ son independientes de la geometría de la estructura y está solamente asociado a las propiedades del dieléctrico.

De forma complementaria, en la Figura 2.6 se muestran las curvas de α extraídas de datos

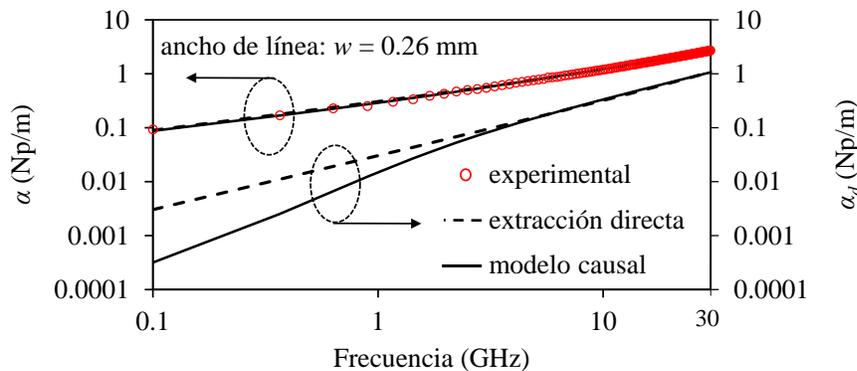


Figura 2.6 Correlación entre datos experimentales y el modelo para curvas de atenuación total, junto con la comparación de α_d obtenido del método propuesto y el modelo de permitividad causal.

experimentales, del método propuesto y del modelo causal. Observe que, a frecuencias bajas, un modelo causal para el valor de atenuación α_d pronostica una atenuación significativamente menor en comparación con los datos reales extraídos. Esto se debe a que se espera que las pérdidas en los laminados de PCB sean muy pequeñas en bajas frecuencias [52].

2.3.4 Impedancia característica

Uno de los principales parámetros al hablar de líneas de transmisión es la impedancia característica, ya que junto con la constante de propagación permite la descripción completa de una línea de transmisión uniforme y operando en un modo de propagación. De hecho, mediante las mediciones de parámetros-S es posible extraer las curvas dependientes de la frecuencia para la parte real e imaginaria de la impedancia. Sin embargo, los resultados obtenidos directamente de las mediciones presentan fluctuaciones inesperadas debidas a reflexiones en las terminaciones de la línea. Esto se debe a que el efecto parásito de las almohadillas o las vías necesita ser removido para obtener una impedancia físicamente esperada. Esto se logra al usar los parámetros determinados a partir del método propuesto como lo es la permitividad relativa y la tangente de pérdidas. Por lo tanto, se puede calcular la impedancia de la siguiente ecuación:

$$Z_c = \frac{\beta}{\omega K_p \epsilon_r' \epsilon_0} - j \frac{\alpha - \beta \tan \delta}{\omega K_p \epsilon_r' \epsilon_0} \quad (2.10)$$

donde ϵ_0 es la permitividad del vacío. Además, α es conocida de la ecuación (2.3) y β de los datos experimentales. Observe que el único término desconocido en (2.10) es K_p puesto que los demás términos han sido extraídos previamente. Este parámetro es constante con la frecuencia y representa el coeficiente de escala de la capacitancia. Para determinar su valor es posible hacerlo mediante un ajuste de curvas entre datos experimentales y el modelo, así como se describe en [53]. Siguiendo esta metodología, los resultados de la impedancia característica para la línea de transmisión libre de discontinuidades se muestran en la Figura 2.7. Observar que asignar un valor inapropiado a la constante K_p no reproduce las curvas de impedancia correctamente generando un aumento o disminución de ésta.

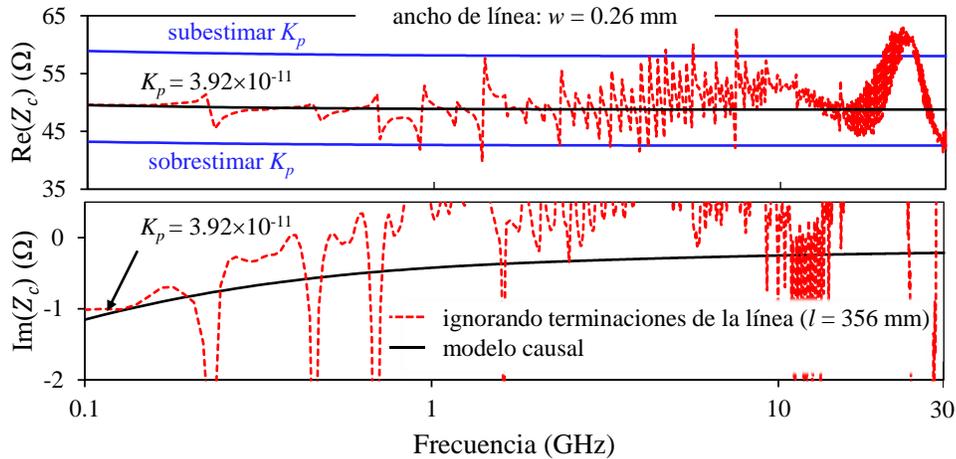


Figura 2.7 Correlación de la impedancia característica extraída de datos experimentales y la obtenida de la ecuación (2.10).

2.3.5 Validación en el dominio del tiempo

Los parámetros extraídos previamente como la permitividad, tangente de pérdidas, impedancia característica y constante de propagación, permitieron reconstruir nuevamente los parámetros-S sin el efecto de las discontinuidades [54]. Por otra parte, para evaluar la línea en el dominio del tiempo se determina la transformada inversa de Fourier a los parámetros-S y se comparan con los datos predichos por el software ADS de Keysight, el cual usa un algoritmo que garantiza la causalidad. Al definir un tiempo de subida $t_r = 34$ ps, los resultados muestran que existe una correlación entre estos dos como se observa en la Figura 2.8. Por otra parte, al reconstruir los parámetros-S suponiendo una permitividad constante, en el dominio del tiempo esto se refleja como una disminución en el voltaje debido a una

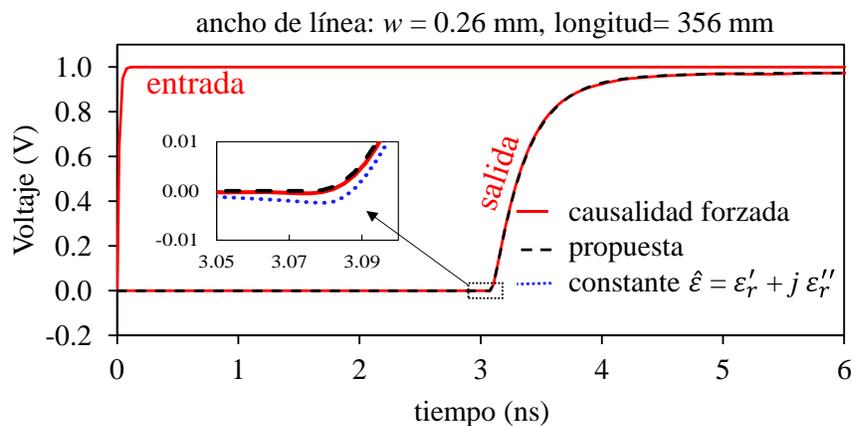


Figura 2.8 Validación de la implementación del modelo causal, con la respuesta generada por ADS al aplicar un estímulo escalón.

sobreestimación de las pérdidas a bajas frecuencias [55], y se acentúa en laminados dieléctricos con pérdidas más considerables.

2.4 Propuesta para obtener $\hat{\epsilon}$ a partir de líneas de cinta de ancho fijo

El método presentado en la sección anterior permite determinar ϵ_r' y $\tan\delta$ directamente de mediciones eléctricas hechas a líneas de transmisión. Sin embargo, para su aplicación es necesario contar con líneas de diferente ancho, lo cual no siempre es posible por limitaciones de espacio en los prototipos o simplemente por el hecho de que es costumbre generalizada el incluir en prototipos líneas de un solo ancho que exhiban una impedancia de referencia específica (e.g. 50Ω). En estos casos, es necesario contar con una alternativa para la caracterización del medio dieléctrico como la que aquí se presenta. Igual que en el caso anterior, es necesario medir líneas de diferentes longitudes para calcular γ , con la ventaja de que es esencial que estas líneas sean de un único ancho. Sin embargo, adicionalmente ϵ_r' y $\tan\delta$ deben de ser conocidos a una frecuencia específica. Afortunadamente, este requerimiento puede ser satisfecho de diferentes maneras, llevando a cabo una medición independiente, por ejemplo, utilizando técnicas de espacio libre o resonadores. En las subsecciones siguientes se describe el método para la extracción de los parámetros y los resultados obtenidos.

2.4.1 Dependencia del conductor y el dieléctrico en la constante de propagación

Para el desarrollo de este método, la ecuación (2.1) en la Sección 2.3 muestra que γ se expresa en términos de la atenuación (α) y el retraso de fase (β). De hecho, cada uno a su vez exhibe contribuciones debido a efectos en el conductor y en el dieléctrico, como describen las ecuaciones siguientes:

$$\alpha = \alpha_c + \alpha_d \quad (2.11)$$

$$\beta = \beta_c + \beta_d \quad (2.12)$$

En (2.11), β_c representa el efecto de la inductancia interna en los laminados conductores (trazos de

línea y planos de tierra), solo es significativo en β a frecuencias por debajo de la frecuencia de encendido del efecto piel.

Por otra parte, los términos relacionados con el dieléctrico en función de la frecuencia se expresan así:

$$\alpha_d = \pi f \sqrt{\varepsilon_r'} \tan \delta / c \quad (2.13)$$

$$\beta_d = 2\pi f \sqrt{\varepsilon_r'} / c \quad (2.14)$$

Además, una forma de representar α_c es mediante la ecuación [56]:

$$\alpha_c = a_0 \sqrt{f} + a_1 f \quad (2.15)$$

donde a_0 y a_1 son constantes con la frecuencia. Es importante mencionar que en (2.15) se puede incluir el término f^2 como en la ecuación (2.3). Sin embargo, se ha demostrado que este término se puede ignorar para laminados de cobre de muy baja rugosidad sin causar un impacto indeseado en los resultados; esto se debe a que la influencia del término cuadrático se reduce conforme disminuye el perfil de rugosidad [21], por lo tanto, para las láminas HVLP este término es despreciable.

En este contexto, al superar la frecuencia de encendido del efecto piel, la impedancia superficial del conductor está relacionada con α_c y β_c [29]. Aunque anteriormente se han obtenido buenos resultados al suponer condiciones de conductor liso para β_c [57], en el método propuesto se incluye un término lineal para mantener la consistencia entre las expresiones de α_c y β_c ; entonces:

$$\beta_c = b_0 \sqrt{f} + b_1 f \quad (2.16)$$

donde b_0 y b_1 son constantes con la frecuencia.

2.4.2 Extracción de parámetros

En esta sección se explica el proceso de extracción y las consideraciones necesarias para obtener los valores de las constantes asociadas al conductor y el dieléctrico. Es importante tener conocimiento de

que los términos $a_0\sqrt{f}$ y $b_0\sqrt{f}$ en (2.15) y (2.16) pueden variar en el caso cuando la superficie de conductor es rugosa, esto se debe a que para laminados con rugosidades considerables el impacto es diferente en la atenuación y en el retraso. Por el contrario, para un conductor liso o con un muy bajo perfil de rugosidad no existe una variación significativa entre a_0 y b_0 [21]. Así que es posible afirmar:

$$\alpha_c = \alpha_{c_liso} + a_1 f \quad (2.17)$$

$$\beta_c = \beta_{c_liso} + b_1 f \quad (2.18)$$

donde $\alpha_{c_liso} = a_0\sqrt{f}$ y $\beta_{c_liso} = b_0\sqrt{f}$. Además, se pueden relacionar los términos α_{c_liso} y β_{c_liso} con la impedancia superficial para un laminado conductor liso (Z_{s_liso}) de la forma [18]:

$$\alpha_{c_liso} = \text{Re}(Z_{s_liso})/2\text{Re}(Z_c) \quad (2.19)$$

$$\beta_{c_liso} = \text{Im}(Z_{s_liso})/2\text{Re}(Z_c). \quad (2.20)$$

De hecho, para laminados de cobre lisos se puede afirmar que $\text{Re}(Z_{s_liso}) = \text{Im}(Z_{s_liso})$ [29], por lo tanto $\alpha_{c_liso} = \beta_{c_liso}$ y así $a_0 = b_0$. Ahora, para conocer el valor de a_0 se realiza una básica simulación EM de la sección transversal de la línea de cinta definiendo el conductor liso. El resultado de la simulación es la curva de la atenuación α_{c_liso} mostrado en la Figura 2.9(a), la cual se ajusta mediante una función de raíz cuadrada para determinar a_0 . El paso siguiente en la extracción es sustituir (2.13) en (2.11). Luego, se despeja el término α_c y se evalúa a una frecuencia de 10 GHz ($\alpha_{c10\text{GHz}}$):

$$\alpha_{c10\text{GHz}} = \alpha_{10\text{GHz}} - \frac{\pi \times 10 \text{ GHz}}{c} \sqrt{\epsilon'_{r10\text{GHz}}} \tan\delta_{10\text{GHz}} \quad (2.21)$$

donde $\alpha_{10\text{GHz}}$ es la atenuación experimental total a 10 GHz. Además, $\epsilon'_{r10\text{GHz}}$ y $\tan\delta_{10\text{GHz}}$ corresponde a los valores de permitividad y tangente de pérdidas proporcionados medidos a través del resonador. Entonces, conocido a_0 , a_1 se puede determinar mediante ajuste al hacer coincidir (2.15) a $\alpha_{c10\text{GHz}}$ como se muestra en la Figura 2.9(b), lo que finalmente permite completar la extracción de α_c .

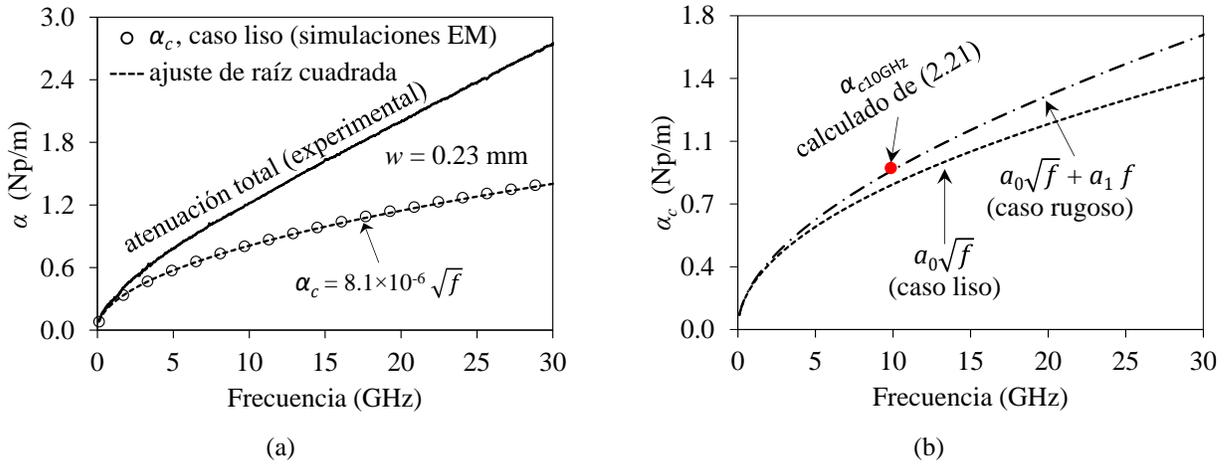


Figura 2.9 Extracción de parámetros del modelo de atenuación para una línea con ancho $w = 0.23$ mm: (a) obtención de $a_0 = 8.1 \times 10^{-6}$ (Np/m·Hz^{-1/2}), y (b) obtención de $a_1 = 9 \times 10^{-12}$ (Np/m·Hz⁻¹).

Ahora bien, para conocer ϵ'_r , es importante mencionar que se obtiene de [18] y que además tiene una dependencia con β_d así como lo muestra la ecuación:

$$\epsilon'_r \approx (c\beta_d/2\pi f)^2 \quad (2.22)$$

De hecho, debido a la gran dificultad para determinar β_d , típicamente se supone que $\beta_d \approx \beta$, donde β se conoce de datos experimentales [45]. No obstante, como se observa en la Figura 2.10, esto introduce un aumento inesperado de la magnitud de la permitividad en bajas frecuencias y que no está relacionado con efectos dieléctricos y por lo tanto no es causal [58]. Por lo que una alternativa para calcular ϵ'_r es combinar (2.12), (2.16) y (2.22) para obtener:

$$\epsilon'_r = (c(\beta - b_0\sqrt{f} - b_1f)/2\pi f)^2 \quad (2.23)$$

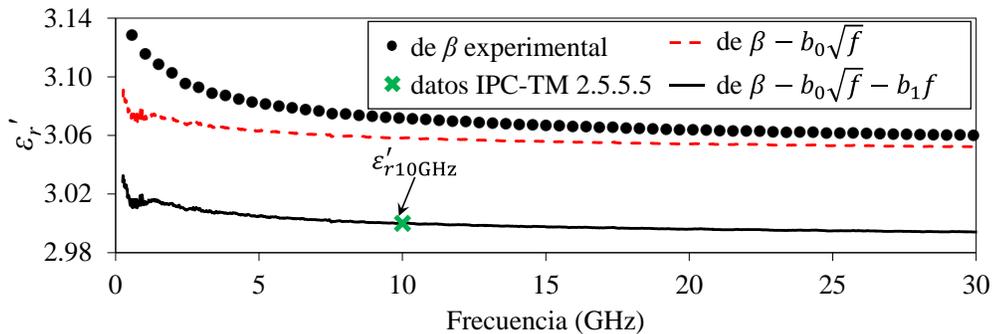


Figura 2.10 Curvas de permitividad para una línea con ancho $w = 0.23$ mm.

Previamente se ha demostrado que $b_0 = a_0$, al calcular la permitividad despreciando el término $b_1 f$, da como resultado la curva roja discontinua en la Figura 2.10. Observe en este caso que los datos no coinciden a los proporcionados por el fabricante a 10 GHz, por lo que es relevante conocer la constante b_1 . Análogamente a la extracción de a_1 , mediante ajuste de b_1 se hace coincidir ϵ'_r con el valor de permitividad proporcionada en hoja de especificaciones ($\epsilon'_{r10\text{GHz}}$), ver Figura 2.10.

En efecto, conocidas todas las constantes en (2.15) y (2.16) se puede calcular α_c y β_c , para luego calcular α_d y β_d en función de la frecuencia al resolver las ecuaciones (2.11) y (2.12). Lo que finalmente permite determinar la tangente de pérdidas de la expresión:

$$\tan\delta = 2\alpha_d/\beta_d \quad (2.24)$$

2.4.3 Resultados del método con líneas de ancho fijo

En esta sección se muestran los resultados obtenidos al aplicar el método propuesto a líneas de cinta de diferentes anchos. En la Figura 2.11 se muestran las curvas de permitividad y tangente de pérdidas extraídas para cada ancho, observar que estos datos coinciden con los parámetros medidos a 10 GHz debido a que el método propuesto se hace basado en el ajuste de la permitividad relativa a esta frecuencia específica. Además, en esta figura también se puede ver que efectivamente la variación de la permitividad es insignificante entre los diferentes anchos como se esperaba, porque esta no depende

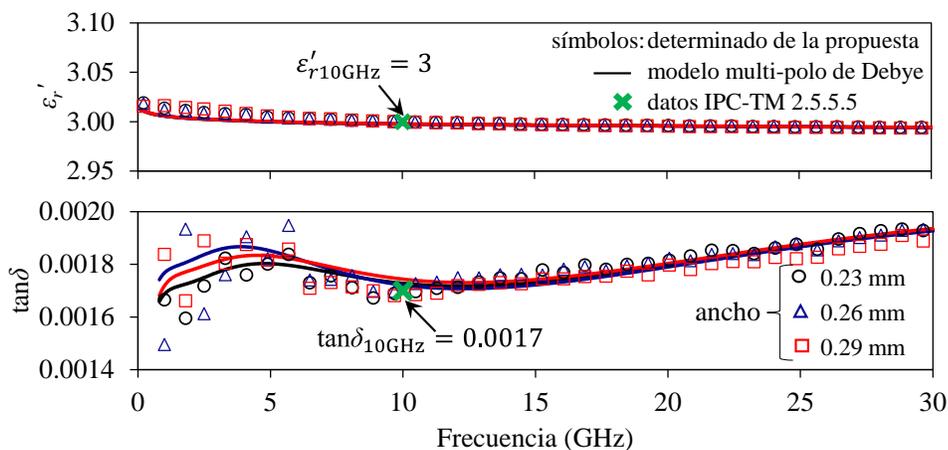


Figura 2.11 Curvas de permitividad y tangente de pérdidas obtenidas de la metodología propuesta comparadas con un modelo causal multi-polo de Debye para líneas de diferentes anchos.

de las características del conductor sino del dieléctrico. Esto significa que las contribuciones del conductor y el dieléctrico para cada caso se separaron adecuadamente. Además, para verificar la causalidad del método, los resultados se validaron con el modelo multi-polo de Debye [51].

De los parámetros obtenidos de la metodología propuesta, se determinó la impedancia característica para las líneas con diferentes anchos usando la ecuación (2.10) donde α y β se definen por:

$$\alpha = a_0\sqrt{f} + a_1f + \pi f\sqrt{\varepsilon_r'} \tan\delta/c \quad (2.25)$$

$$\beta = b_0\sqrt{f} + b_1f + 2\pi f\sqrt{\varepsilon_r'}/c. \quad (2.26)$$

Además, las curvas de impedancia obtenidas para diferentes anchos se compararon con los resultados de una simulación electromagnética en 2D usando la opción Q3D de Ansys HFSS; los resultados se compararon con la impedancia extraída directamente de las mediciones para un ancho $w = 0.26$ mm. Observar en la Figura 2.12 que las curvas de impedancia determinada del modelo corresponden con las de la simulación y la medición a bajas frecuencias. En la impedancia calculada de datos experimentales, las discontinuidades se deben a efectos de las almohadillas y las vías que no han sido removidos.

Como forma de validación adicional, se plantea lo siguiente. Una línea de transmisión se puede

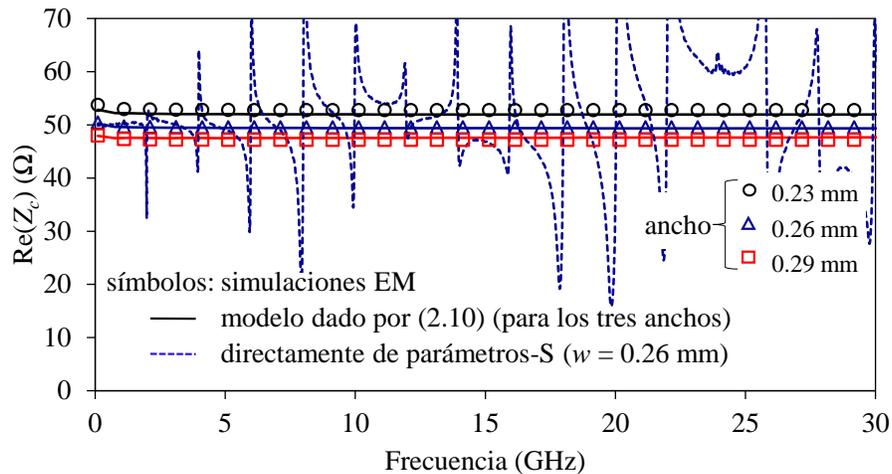


Figura 2.12 Curvas de impedancia característica obtenidas a partir de los parámetros del método propuesto, de simulaciones y de datos experimentales.

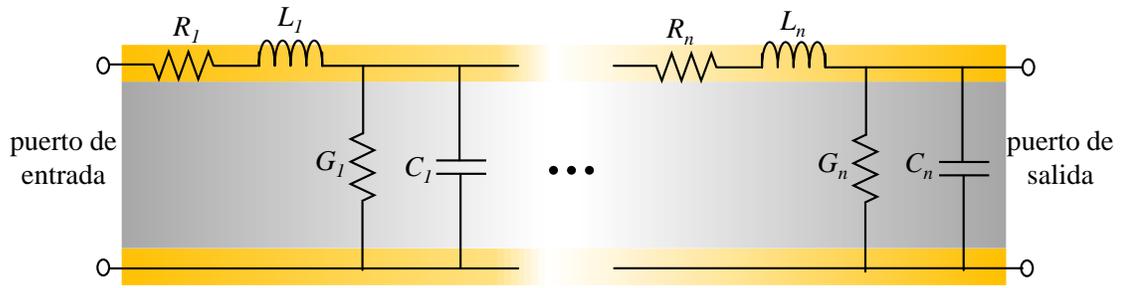


Figura 2.13 Representación distribuida de los elementos *RLGC* de una línea de transmisión en PCB.

representar eléctricamente mediante una red distribuida de elementos pasivos como se muestra en la Figura 2.13, donde las etapas conectadas en cascada permiten considerar la longitud física de la línea. Los elementos *RLGC* (resistencia, inductancia, conductancia y capacitancia) son dependientes de la frecuencia; de hecho, la constante de propagación y la impedancia característica, permiten extraer estos elementos empleando las ecuaciones siguientes:

$$R = \text{Re}(\gamma \cdot Z_c) \quad (2.27)$$

$$L = \text{Im}(\gamma \cdot Z_c) / \omega \quad (2.28)$$

$$G = \text{Re}(\gamma / Z_c) \quad (2.29)$$

$$C = \text{Im}(\gamma / Z_c) / \omega \quad (2.30)$$

De la impedancia calculada a partir de la ecuación (2.10) y de γ reconstruida de (2.25) y (2.26), se determinan los elementos *RLGC* en función de la frecuencia, los resultados para líneas de diferente ancho se presentan en Figura 2.14(a) y Figura 2.14(b). Observar que los datos determinados muestran una correlación con aquellos obtenidos de los parámetros experimentales.

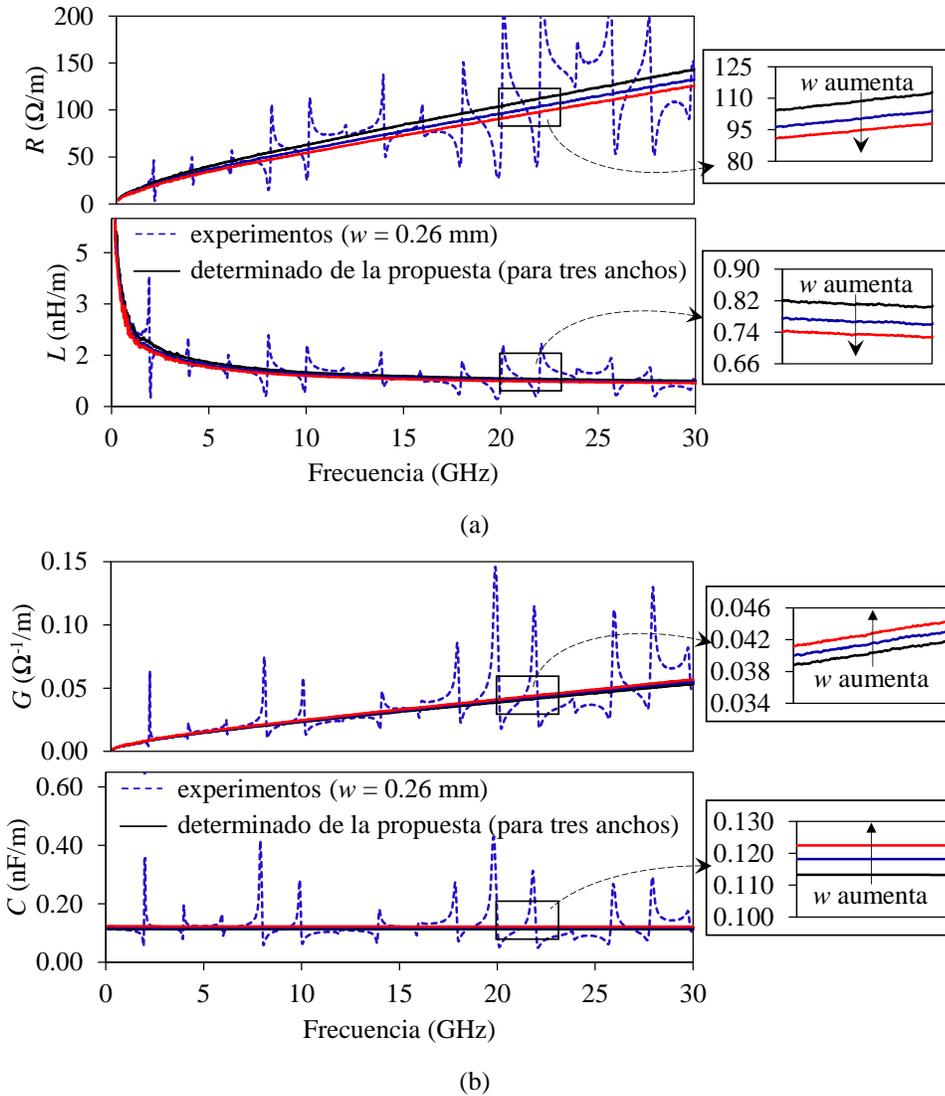


Figura 2.14 Correlación de los parámetros *RLGC* para líneas de diferente ancho obtenidos del método propuesto y de parámetros experimentales: (a) resistencia e inductancia, y (b) conductancia y capacitancia.

2.5 Conclusiones de capítulo

En este capítulo se presentan los detalles y resultados de dos nuevos métodos para extraer la permitividad y la tangente de pérdidas de laminados dieléctricos de PCB de baja pérdida. Se demuestra que la constante compleja de propagación obtenida de mediciones de parámetros-S de líneas de transmisión de cinta es suficiente para llevar a cabo estas extracciones. Esto se debe a que la forma funcional de las curvas de atenuación y retraso de fase contra frecuencia son determinadas por los efectos asociados al dieléctrico y conductor. Entonces, haciendo un análisis sistemático para la

identificación y separación de estos efectos hace posible la obtención de ϵ_r' y $\tan\delta$ en un amplio rango de frecuencias. Es cierto que debido a la similitud entre las funciones que describen las interacciones electromagnéticas con los materiales la incertidumbre en las extracciones puede verse significativamente afectada; sobre todo debido a la baja magnitud de la tangente de pérdidas. Por esta razón, en este trabajo de investigación se aprovecha la ambigüedad entre diferentes experimentos para obtener de manera confiable los parámetros del dieléctrico. En un primer caso, se utilizaron líneas con diferente ancho, y en el segundo mediciones a líneas de ancho fijo y una medición independiente en un punto de frecuencia dentro del rango de interés. Ambas propuestas pueden ser utilizadas en la caracterización de dieléctricos de forma simple; siendo la primera más conveniente si sólo se van a utilizar mediciones hechas a líneas de transmisión y el prototipo correspondiente se diseña considerando este requerimiento. Por otra parte, la segunda alternativa encuentra aplicación en el caso en el que sólo se cuenten con mediciones de líneas con ancho fijo. Los resultados obtenidos en los métodos aquí descritos se validaron mediante una correlación con el modelo multi-polo de Debye hasta 30 GHz.

CAPÍTULO 3

Modelado de interconexiones en PCB dependiente de temperatura

En la práctica, las PCBs pueden operar a temperaturas significativamente arriba de la temperatura ambiente; por lo tanto, desarrollar modelos que incluyan la dependencia de sus propiedades eléctricas con la temperatura (T) es de gran importancia, ya que esto permite entender el impacto correspondiente en la propagación de las ondas electromagnéticas a través de las interconexiones. Por esta razón, partiendo de los modelos base planteados en el Capítulo 2, en éste se describe su extensión para representar la permitividad relativa, la tangente de pérdidas y los elementos *RLGC* del circuito equivalente en función de T . Con este fin, es necesario cuantificar el impacto de T en la constante de propagación y la impedancia característica; así como es relevante extraer los efectos asociados al conductor y al dieléctrico a partir de datos experimentales.

Debido a la importancia de conocer el impacto de la temperatura y cómo afecta los dispositivos electrónicos, se han reportado diferentes estudios dirigidos a líneas de transmisión. Algunos de ellos evalúan el impacto del cambio de T en las pérdidas por inserción y pérdidas por retorno [59], [60], o analizan una propiedad eléctrica en particular [61], [62]. Para esto, generalmente se emplean datos experimentales obtenidos de mediciones de parámetros-S. Debido a la dificultad de analizar por separado el efecto de los diferentes fenómenos físicos que ocurren en las interconexiones, alternativamente, pueden llevarse a cabo simulaciones electromagnéticas considerando variaciones en las propiedades intrínsecas de los materiales (e.g. conductividad, permitividad, etc.) con T [63]. No obstante, definir estas variaciones también tiene un elevado grado de dificultad y son diferentes entre los materiales disponibles en la práctica. Por otra parte, se han propuesto ecuaciones analíticas dependientes de la temperatura para la permitividad relativa del dieléctrico válidas hasta una frecuencia de 5 GHz [64]; sin embargo, con la finalidad de simplificar el análisis correspondiente se ha atribuido el impacto de la temperatura solo a efectos que ocurren en el conductor o solo en el material dieléctrico.

Adicionalmente, a causa del aumento en la frecuencia de operación de los dispositivos, la evaluación del impacto de la temperatura en los parámetros de afectan la propagación de las ondas electromagnéticas debe realizarse dentro de un amplio ancho de banda. En este sentido, en este proyecto se realizó una caracterización de los efectos del conductor y dieléctrico a partir del análisis de su influencia en α y β hasta 12 GHz. De hecho, este análisis puede extenderse a frecuencias mayores y a estructuras de dimensiones y materiales similares, teniendo bajo consideración de que exista un único modo de propagación. Específicamente, para desarrollar la metodología de modelado propuesta se llevó a cabo un análisis de parámetros-S experimentales a líneas de transmisión del tipo cinta a diferentes temperaturas. Esto requirió el diseño de estructuras que no sólo cumplieran características de confinamiento de campos para evitar fenómenos de radiación, sino también que permitieran la aplicación de estimulación térmica y el monitoreo de temperatura durante las mediciones eléctricas. En las secciones siguientes se describen las estructuras empleadas y las mediciones realizadas, así como la extracción de los parámetros, y el modelo en función de la temperatura y la frecuencia.

3.1 Descripción del prototipo

En esta sección se presenta una descripción de las estructuras usadas para el desarrollo y verificación de la propuesta. El prototipo consiste en pares de líneas de cinta acopladas lateralmente y que presentan diferente longitud. Para distinguirlas, se nombran “corta” con $l = 13.7$ cm y “larga” con $l = 26.2$ cm y fueron diseñadas para propagar señales en modo diferencial. En la Figura 3.1(a), se muestra la representación de su sección transversal y dimensiones correspondientes. Con respecto a los niveles conductores, están fabricados de cobre, tienen un espesor $t = 35$ μm y exhiben una rugosidad superficial caracterizada por una altura cuadrática media $h_{\text{rms}} = 2$ μm . Considerando este último parámetro, las láminas conductoras empleadas son de perfil de rugosidad estándar (STD, por sus siglas en inglés). Por otra parte, el laminado dieléctrico está fabricado con el material IT-170GRA1 de la compañía ITEQ, tiene un espesor de $h_T = 701$ μm , con una permitividad relativa nominal $\epsilon'_r = 4$ y una tangente de pérdidas $\tan\delta = 0.01$. Estos parámetros son proporcionados por el fabricante, y corresponden a una frecuencia de 10 GHz considerando una temperatura ambiente igual a 23°C. Entonces, tomando en cuenta las características de rugosidad de las láminas conductoras y la relativamente alta pérdida del dieléctrico (e.g., cercana a la del material FR-4 estándar), este prototipo permite analizar la respuesta de interconexiones operando hasta algunos gigahertz. Este rango entra dentro del contexto de mucho

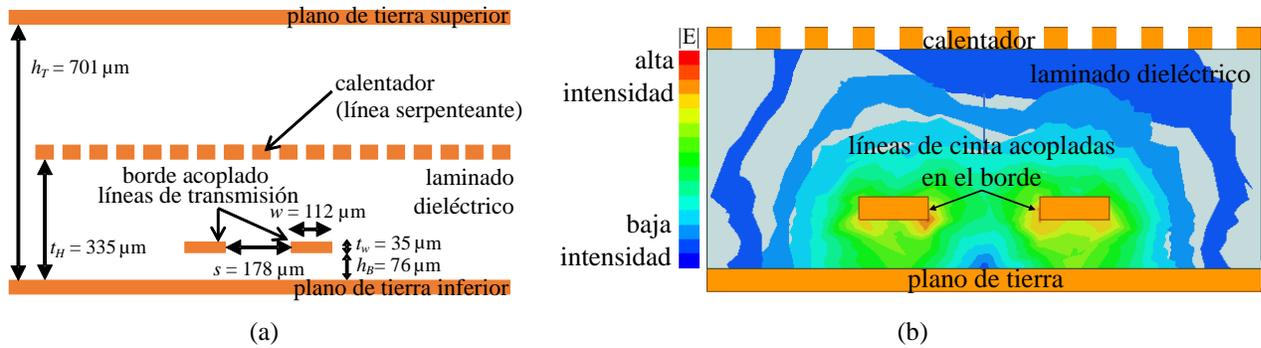


Figura 3.1 Representación de la sección transversal de las líneas de transmisión acopladas implementadas en el prototipo: (a) descripción de las dimensiones y organización de los planos dentro del prototipo, y (b) simulación EM de las líneas mostrando la magnitud del campo eléctrico.

del trabajo de investigación de tecnologías incorporándose a aplicaciones de microondas, por lo que resulta relevante en el contexto de las interconexiones actuales.

Ahora, para realizar las mediciones de las líneas considerando diferentes temperaturas, es importante mantener un control de ésta. En este sentido, una línea serpenteada es utilizada como calentador, como se observa en la Figura 3.1(a), y está ubicada estratégicamente para que no afecte la propagación de las ondas en las líneas principales. Para verificar esto, se realizó una simulación EM estructural a una frecuencia de 10 GHz utilizando el software ANSYS HFSS. En la Figura 3.1(b) se muestra que, en la sección transversal de las líneas, la magnitud del campo eléctrico (\hat{E}) es más fuerte en la dirección hacia el plano de tierra inferior, lo que indica que la estructura metálica del calentador no influye significativamente en las características de propagación a analizar.

Respecto a la línea serpenteada, ésta emitirá calor al aplicar una corriente continua (CC) controlada; el layout del calentador se muestra Figura 3.2(a). En esta figura, también se observa la ubicación donde se aplica el voltaje que permite calentar la estructura. De manera complementaria, en la Figura 3.2(b) se puede ver la disposición de las vías térmicas a lo largo de las interconexiones. Éstas permiten guiar el calor desde dentro del PCB hacia la superficie para que pueda medirse la temperatura mediante sensores de termopar. Es importante resaltar que la ubicación de este arreglo de vías tampoco interfiere con el modo de propagación.

3.2 Experimentos

Para los experimentos realizados, inicialmente se determina la potencia suministrada al calentador

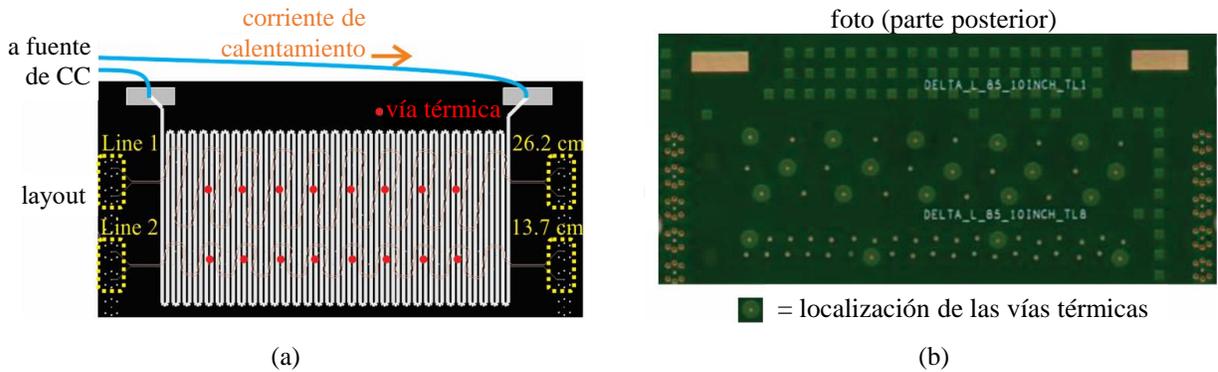


Figura 3.2 Imágenes descriptivas del prototipo: (a) almohadillas de la estructura de la línea serpenteada usada para calentar las líneas de transmisión, así como la ubicación de las almohadillas para poner los conectores, y (b) localización de las vías térmicas ubicadas en la parte posterior de la tarjeta donde se colocan los sensores térmicos.

mediante cálculos basados en los voltajes y corrientes proporcionados por una fuente de corriente continua. Este rango de potencia abarca desde 8.4 W hasta 45 W, lo que permite obtener una variación de la temperatura en un intervalo de 46°C hasta 139°C, de acuerdo con las mediciones realizadas empleando los termopares. Respecto a las mediciones eléctricas, se midieron los parámetros-S de cuatro puertos (S4P) de los arreglos de líneas “corta” y “larga” hasta una frecuencia de 12 GHz. Estas mediciones se llevaron a cabo una vez que la temperatura se había estabilizado en el prototipo, las temperaturas consideradas son: $T = 23^{\circ}\text{C}$ (temperatura ambiente), 46°C, 80°C, 112°C y 139°C. Con este fin, se incrementó gradual y lentamente la corriente que alimenta el calentador, para evitar superar el punto de T deseado. Luego de un período de al menos 2 minutos de estabilización, las mediciones eléctricas se efectuaron en menos de 20 segundos para cada una de las temperaturas deseadas. En este contexto, la magnitud y el incremento gradual de la corriente desde un valor inicial determinan las temperaturas alcanzadas. Hay que tomar en cuenta, sin embargo, que las temperaturas pueden ser diferentes a las que pudieron ser definidas previamente al experimento. Por tanto, resulta crucial corroborar la temperatura real en la que se están tomando las mediciones eléctricas con la ayuda de los sensores de termopar.

Respecto a los experimentos, se midieron las líneas acopladas a través de un VNA previamente calibrado para obtener los parámetros S4P. Con este propósito, se instalaron conectores coaxiales en las terminaciones de las líneas como se muestra la representación en Figura 3.3. Por otra parte, para determinar la constante compleja de propagación, se transformaron los parámetros S4P a parámetros de modo mixto (S_{MM}) [65] y se extrajo la matriz diferencial S2P en modo diferencial para las dos longitudes de líneas y para cada temperatura. Adicionalmente, se eliminó el efecto de los conectores y

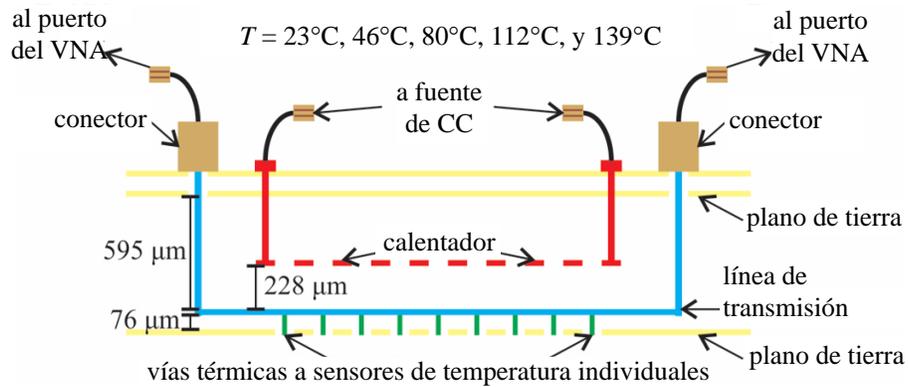


Figura 3.3 Descripción de la sección transversal del prototipo, ubicación de los conectores y fuente externa.

se obtuvo la constante de propagación del modo diferencial γ_{dd} a partir de la solución de valores característicos (i.e., *eigenvalores*) del algoritmo TRL (a través-reflector-línea, por sus siglas en inglés) [45].

3.3 Conceptos relacionados con líneas acopladas

Debido a que en el desarrollo de la metodología de modelado propuesta se están utilizando líneas de transmisión acopladas, se revisan a continuación algunos de los conceptos fundamentales que se relacionan con la propagación de señales en este tipo de estructuras. Para comenzar la descripción, debe considerarse que en las líneas de transmisión paralelas y con pequeña separación, las ondas electromagnéticas que se propagan en cada línea interactúan entre sí, acoplándose mediante los campos cercanos de cada una, lo que puede representarse eléctricamente mediante capacitancias e inductancias mutuas [66]. Debido a este acoplamiento, al aplicar determinados estímulos de voltaje y corriente en cada línea, se modifica la configuración de los campos EM que se propagan individualmente en cada línea. Por lo tanto, ocurren dos modos de propagación fundamentales en cada línea que son el modo par y el modo impar, y la combinación de éstos permite la representación de todos los modos de propagación de las OEM dependiendo de los estímulos que se aplican a cada línea. Es decir, que cualquier modo que ocurra en el sistema de líneas acopladas se puede escribir como una combinación lineal de los modos fundamentales. De manera breve, en el modo de propagación par se envían señales en las líneas con igual magnitud y fase como se muestra en la Figura 3.4(a), mientras que en el modo impar las señales son complementarias, es decir de igual magnitud y desfasados 180° , ver Figura 3.4(b) [66], [67]. Además, cada modo tiene asociado una constante de propagación y una impedancia

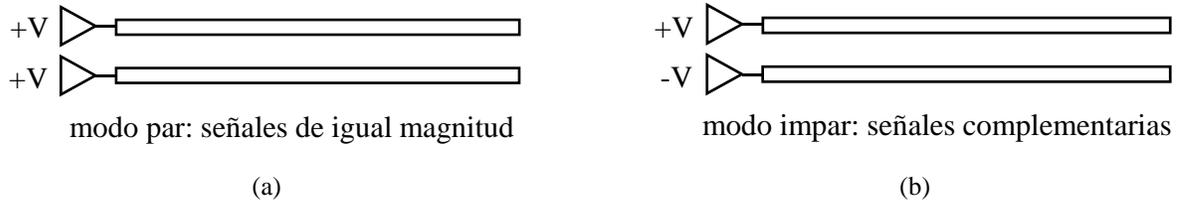


Figura 3.4 Modos de propagación fundamentales en las líneas acopladas: (a) modo par, y (b) modo impar.

característica, Z_{par} y γ_{par} para el modo par y Z_{impar} y γ_{impar} para el modo impar.

Por otra parte, al considerar las líneas acopladas como un sistema de dos puertos, análogamente al caso de las líneas individuales, también tiene asociado una impedancia característica y una constante de propagación que dependen del tipo de conexión en las terminaciones de las líneas y de las señales que se propagan en cada una. De hecho, para la configuración de las líneas en la Figura 3.5(a), se propagan señales en modo par; por lo tanto, los parámetros S2P corresponden al modo común, y la impedancia y constante de propagación es $Z_{cc} = 0.5 Z_{\text{par}}$ y γ_{cc} , respectivamente. Además, otra configuración es la mostrada en la Figura 3.5(b) que corresponde al modo diferencial; aquí las señales se propagan en modo impar cuya impedancia característica es $Z_{dd} = 2 Z_{\text{impar}}$ y la constante de propagación se define como γ_{dd} . Generalmente, para una impedancia de referencia $Z_{\text{par}} = Z_{\text{par}} = 50 \Omega$, $Z_{cc} = 25 \Omega$ mientras $Z_{dd} = 100 \Omega$.

Entonces, en el desarrollo de los modelos descritos en este capítulo solo considera el modo diferencial ya que la señalización en este modo permite un mayor confinamiento de los campos, y para el prototipo implementado evita la interacción de las OEM de las líneas con el calentador. En este sentido, Z_{dd} y γ_{dd} son los parámetros fundamentales los cuales se extraen de las mediciones de parámetros-S [65], [68], al convertir los parámetros-S a parámetros de modo mixto y se extraen los parámetros asociados únicamente al modo diferencial (S_{dd}).

Adicionalmente, ya que algunos de los modelos propuestos en este capítulo están dirigidos a la

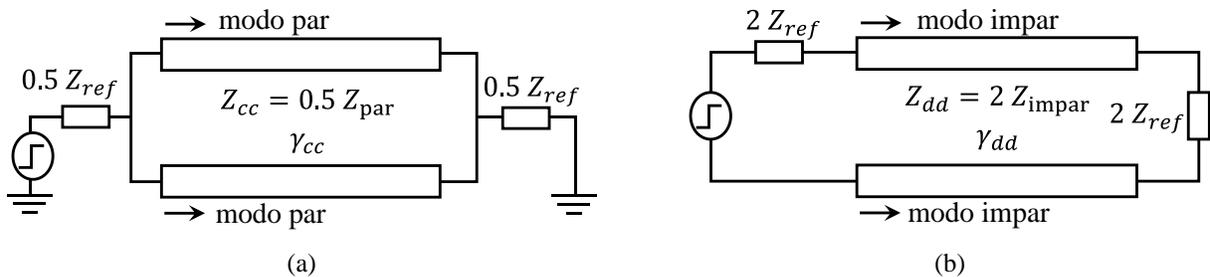


Figura 3.5 Configuración de las líneas para enviar señales en modo par e impar, (a) modo común, and (b) modo diferencial.

representación de los elementos *RLGC* de las líneas acopladas, es importante mencionar que el circuito equivalente correspondiente al modo diferencial se puede ver como un circuito *RLGC* de una línea de transmisión convencional como se muestra en la Figura 2.13 [65], [68]. Además, estos elementos se pueden extraer de Z_{dd} y γ_{dd} a partir de las ecuaciones (2.27), (2.28), (2.29) y (2.30) descritas en la sección 2.4.3 del Capítulo 2.

3.4 Extracción de parámetros de modo diferencial

La constante de propagación y la impedancia característica son los parámetros fundamentales en las líneas de transmisión, a partir de éstos es posible estudiar el impacto de la temperatura en las características de propagación y desarrollar modelos como los descritos en este capítulo. Con este propósito, así como se menciona en el Capítulo 2, es esencial la extracción de los efectos asociados al conductor y al dieléctrico en la constante de propagación. Además, resulta importante analizar las variaciones de la permitividad e impedancia característica, tal como se explica en esta sección. En este sentido y para evaluar el impacto de la temperatura, se emplean las mediciones de parámetros-S a las líneas del prototipo implementado y a temperaturas desde 23°C hasta 139°C.

3.4.1 Extracción de la permitividad compleja

Comenzando con la extracción de los parámetros, para determinar la permitividad ϵ'_r es importante previamente obtener β de la constante de propagación compleja para el modo diferencial a partir de las mediciones como $\beta = \text{Im}(\gamma_{dd})$. De hecho, β es la suma de β_c y β_d asociados a efectos en el conductor y el dieléctrico, respectivamente. Inicialmente, β_c corresponde a las características del laminado conductor como se describe en el Capítulo 2 [69]; sin embargo, para simplificaciones prácticas en su extracción y sin penalizar la precisión, se puede afirmar que la aproximación $\beta_c \approx b_0\sqrt{f}$ es válida. Es decir, el retraso de fase introducido por el conductor es impuesto por el efecto piel y que aproximadamente puede considerarse el correspondiente al de un material conductor liso. Esto es posible debido a que el efecto de la rugosidad en β se observa a frecuencias en las que el retraso introducido por el dieléctrico es dominante. Entonces, para obtener b_0 , se realiza un ajuste tal que la función $b_0\sqrt{f}$ coincida con β experimental a frecuencias por debajo de 1.5 GHz [38]. Al conocer este parámetro, es posible extraer β_d a partir de la resta $\beta - \beta_c$, lo que permite calcular ϵ'_r para cada

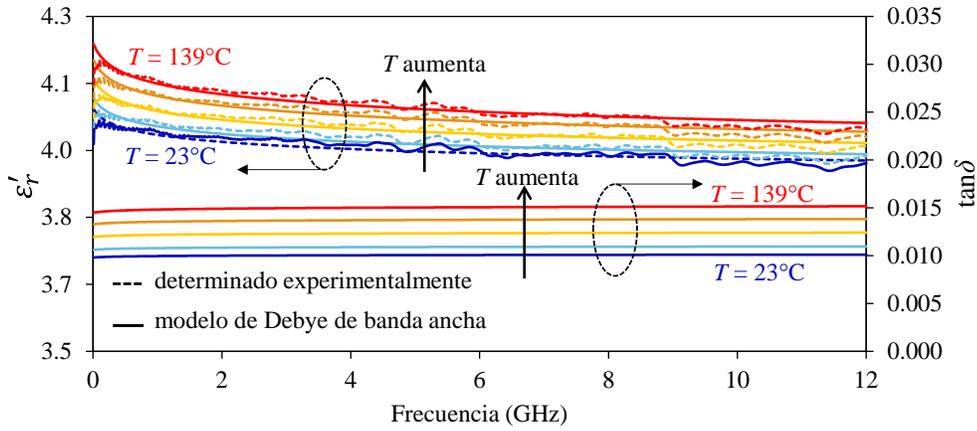


Figura 3.6 Curvas de ϵ'_r y $\tan\delta$ obtenidas experimentalmente para el laminado dieléctrico del prototipo implementado y a diferentes temperaturas.

temperatura considerando la ecuación (2.22) mencionada en el capítulo anterior, $\epsilon'_r = (c\beta_d/\omega)^2$ [18]. La causalidad de estas curvas se valida con el modelo de Debye de banda ancha para la permitividad compleja; en este caso, la parte real de la permitividad está dada por [51]:

$$\epsilon'_r = \epsilon_\infty + \frac{\Delta\epsilon}{\ln(10) \ln(\omega_2/\omega_1)} \ln \left| \frac{\omega_2 + j\omega}{\omega_1 + j\omega} \right| \quad (3.1)$$

donde ω_1 y ω_2 son las frecuencias angulares que limitan la banda de medición. Además, $\Delta\epsilon$ es la diferencia entre el valor inicial y final de ϵ'_r experimental y ϵ_∞ es el valor asintótico de ϵ'_r a altas frecuencias. De hecho, aprovechando la representación causal de ϵ'_r es posible extraer ϵ''_r [51]:

$$\epsilon''_r = -\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\Delta\epsilon}{\ln(10) \ln(\omega_2/\omega_1)} \quad (3.2)$$

Conocidos (3.1) y (3.2), $\tan\delta$ se calcula de la ecuación (1.2). Así, la Figura 3.6 muestra los resultados de los parámetros extraídos comparados con el modelo de Debye para diferentes temperaturas la cual aumentó un 2.2% a 139°C en relación con su T inicial de 23°C.

Es importante mencionar que el incremento de la temperatura produce que las cargas dipolares dentro del dieléctrico vibren con mayor intensidad, esto acentúa la forma en que interactúan las ondas electromagnéticas con el material dieléctrico [70], [71]; como resultado, se genera un aumento de la permitividad y la tangente de pérdidas al aumentar T .

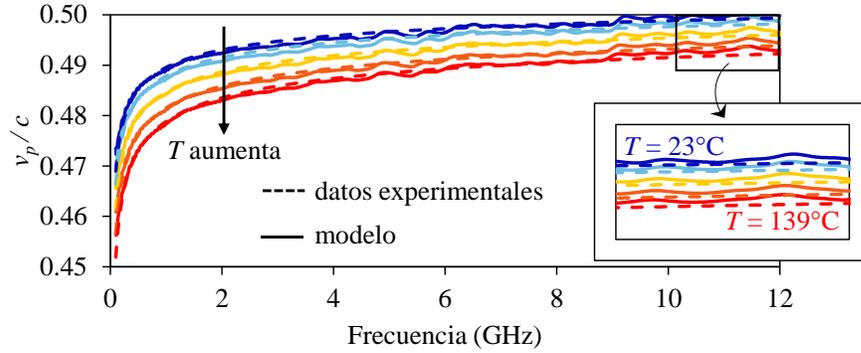


Figura 3.7 Velocidad de fase en el laminado dieléctrico normalizada a la velocidad de la luz en el vacío.

Para respaldar lo anteriormente dicho, se presenta la Figura 3.7. Aquí se observa la velocidad de fase para cada temperatura la cual se obtiene de los datos experimentales de la forma $v_p = \omega/\beta$ dividida sobre c . Adicionalmente, en esta figura se presentan curvas simuladas que representan esta velocidad normalizada. En este sentido, se resuelve la ecuación (2.22) y el modelo de Debye para ϵ_r' en (3.1), luego se calcula β considerando el modelo de raíz cuadrada de β_c y β_d en (2.12). En la figura se muestra una disminución esperada de la velocidad de fase con respecto a la temperatura. Incluso se observa también una reducción de v_p con la frecuencia a frecuencias más bajas; esto se debe al efecto de la inductancia interna en los trazos de señal y los planos de tierra incluido en la constante de fase.

3.4.2 Constante de atenuación

La constante de propagación compleja es dependiente no solo de la frecuencia sino también de los cambios de temperatura. Por eso, es de gran importancia evaluar el impacto que ésta tiene en los efectos debidos al conductor y al dieléctrico en la atenuación y en la constante de fase. Esta sección se enfoca en la extracción de la atenuación. En este sentido, $\alpha = \text{Re}(\gamma_{dd})$ se representa por la suma de α_c y α_d , cada uno debido al conductor y el dieléctrico, respectivamente. De los datos extraídos de la permitividad compleja en (3.1) y (3.2), se calcula α_d como [52]:

$$\alpha_d = (\omega/2c) \cdot \epsilon_r'' / \sqrt{\epsilon_r'} \quad (3.3)$$

Después, se determina α_c de la resta de $\alpha - \alpha_d$, donde α es la atenuación experimental. De hecho, α_c se puede representar en función de la frecuencia mediante la ecuación [40]:

$$\alpha_c = a_0\sqrt{f} + a_1f + a_2f^2 \quad (3.4)$$

donde los coeficientes a_0 , a_1 y a_2 son constantes y cuya forma funcional ha sido explicada en el Capítulo 2. Esto permite la creación de un modelo que abarque un amplio rango de frecuencias y que tome en consideración las pérdidas adicionales originadas por la superficie rugosa del conductor [21]. La aplicación de este modelo se lleva a cabo para cada una de las temperaturas.

La Figura 3.8(a) muestra los resultados de α_d y α_c obtenidos usando (3.3) y (3.4), respectivamente. Observar que las pérdidas por conductor son mayores a las pérdidas en el dieléctrico, esto se debe al acentuado efecto de la rugosidad de la superficie del cobre en la resistencia de la línea [21]. Además, el aumento significativo de α_c con la temperatura se debe a que los efectos de dispersión en los trazos de línea y los planos de tierra se intensifica a medida que aumenta T .

Los resultados de la correlación entre la atenuación total experimental con los resultados obtenidos del modelo se presentan en la Figura 3.8(b). Las variaciones o fluctuaciones en los datos experimentales se deben a las imperfecciones en las estructuras de prueba [72]. Esto se puede corregir al realizar la extracción de la constante de propagación usando algoritmos multilíneas [73]. No obstante, hay una contraposición entre mejorar la suavidad de las curvas de atenuación experimental y la factibilidad de mantener la temperatura estable entre todas las líneas dentro del prototipo. Por esta razón, considerando que las curvas experimentales exhiben una tendencia evidente con la frecuencia, es recomendable utilizar únicamente dos líneas dentro del rango de frecuencia considerado.

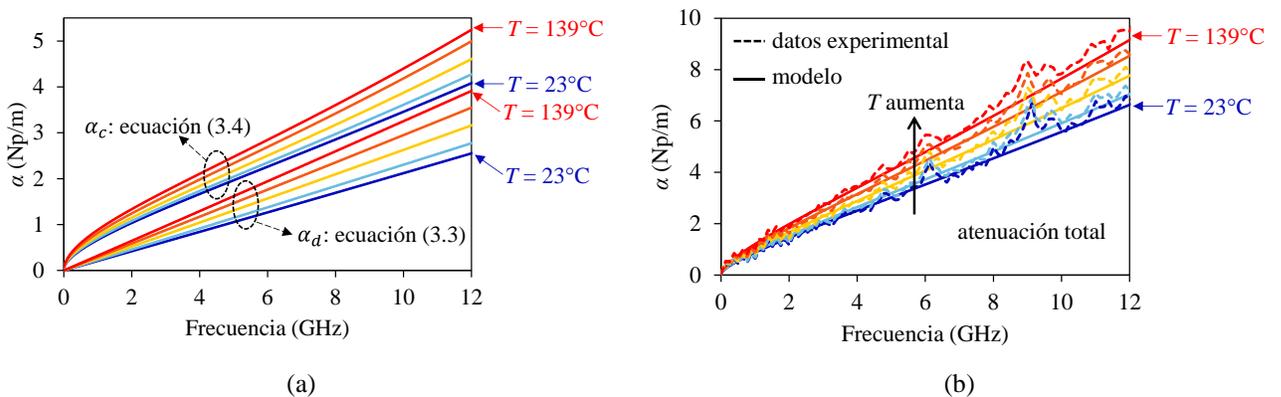


Figura 3.8 Curvas de atenuación obtenidas del modelo implementado, (a) curvas de α_c y α_d a diferentes temperaturas, y (b) correlación entre modelo y experimento para la atenuación total.

3.4.3 Impedancia característica

Para el cálculo de la impedancia característica, teniendo en cuenta que los parámetros fundamentales del modo diferencial $\gamma_{dd} = \alpha + j\beta$ y Z_{dd} se puede obtener de la ecuación (2.10). En la Figura 3.9 se muestran las curvas de impedancia para diferentes temperaturas. La línea punteada representa a Z_{dd} reconstruida de la ecuación (2.10) usando γ_{dd} y ϵ'_r extraídos a una temperatura de 23°C. Las fluctuaciones que se presentan se pueden corregir al emplear las extracciones de la permitividad y la atenuación obtenidas en las secciones previas. Al realizar esto para todas las temperaturas consideradas durante el proceso experimental, en la Figura 3.9 se observa que existe una diferencia significativa de la impedancia a 139°C la cual aumenta un 0.8% con respecto a la temperatura de 23°C; esto significa que las propiedades de las interconexiones se degradan con el aumento de T .

Con respecto a la parte imaginaria de la impedancia, a una frecuencia aproximadamente de 4 GHz se observa un cruce entre las curvas $\text{Im}(Z_{dd})$ a diferentes T . De hecho, se puede calcular de la ecuación:

$$\text{Im}(Z_{dd}) = -\frac{\alpha_c - \alpha_d}{2\omega K_p \epsilon'_r \epsilon_0} \quad (3.5)$$

De estos resultados, a frecuencias por debajo del cruce las pérdidas por conductor dominan sobre las del dieléctrico, por lo tanto $\text{Im}(Z_{dd})$ de la ecuación (3.5) se vuelve más negativa al aumentar α_c . Sin embargo, al aumentar la frecuencia $\alpha_c - \alpha_d$ se hace más pequeña a medida que α_d aumenta con la

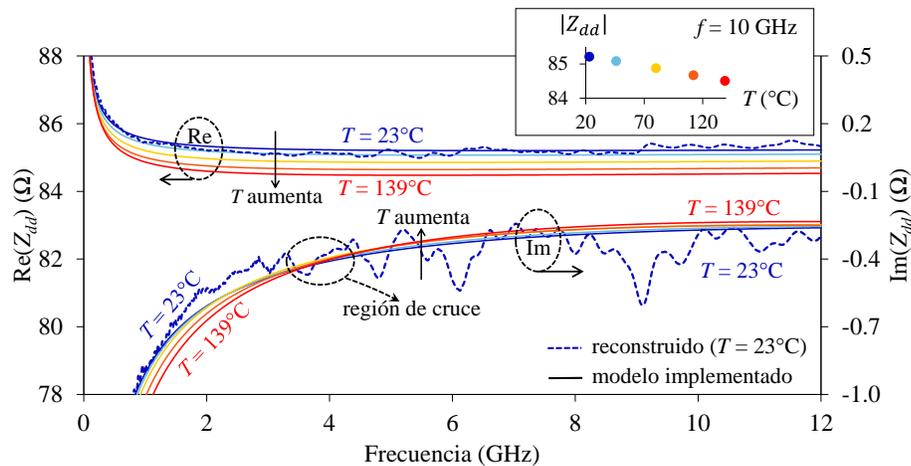


Figura 3.9 Parte real e imaginaria de la impedancia en modo diferencial para diferentes temperaturas.

temperatura. En respuesta se observa un aumento de $\text{Im}(Z_{dd})$ con T , especialmente en altas frecuencias, donde el impacto de las pérdidas dieléctricas es tan alto que $\text{Im}(Z_{dd})$ supera a las demás curvas a una temperatura de 139°C.

3.5 Modelado dependiente de temperatura

Al aprovechar los resultados de permitividad obtenidos en la sección anterior, se propone una dependencia lineal con respecto a la temperatura para los valores de $\Delta\varepsilon$ y ε_∞ determinados durante la implementación de los modelos. Para expresar la relación de estos parámetros con la temperatura, en términos generales se define una función lineal $P(T)$ que representa el cociente del parámetro de $\Delta\varepsilon$ o ε_∞ a una temperatura específica entre la temperatura de referencia de 23°C correspondiente; por lo tanto, se expresa el modelo general de la forma:

$$P(T)/P(T = 23^\circ\text{C}) = b_p + m_p T \quad (3.6)$$

donde b_p y m_p son constantes. Entonces, $P(T)/P(T = 23^\circ\text{C})$ puede expresar en términos de $\Delta\varepsilon$ y ε_∞ como $\Delta\varepsilon(T)/\Delta\varepsilon(T = 23^\circ\text{C})$ y $\varepsilon_\infty(T)/\varepsilon_\infty(T = 23^\circ\text{C})$. Al graficar estas expresiones en función de T se obtienen las curvas mostradas en la Figura 3.10(a). Aprovechando la linealidad que muestran los datos, es posible determinar los valores correspondientes de b_{ε_∞} , m_{ε_∞} , $b_{\Delta\varepsilon}$, $m_{\Delta\varepsilon}$. Así, se reescribe la ecuación (3.6) para representar $\Delta\varepsilon$ y ε_∞ como:

$$\varepsilon_\infty(T) = (b_{\varepsilon_\infty} + m_{\varepsilon_\infty} T) \cdot \varepsilon_\infty(T = 23^\circ\text{C}) \quad (3.7)$$

$$\Delta\varepsilon(T) = (b_{\Delta\varepsilon} + m_{\Delta\varepsilon} T) \cdot \Delta\varepsilon(T = 23^\circ\text{C}) \quad (3.8)$$

Ahora, si se sustituyen (3.7) y (3.8) en (3.1) y (3.2), se definen la permitividad compleja en función de la temperatura y la frecuencia como se escribe a continuación:

$$\varepsilon'_r = (b_{\varepsilon_\infty} + m_{\varepsilon_\infty} T) \cdot \varepsilon_\infty(T = 23^\circ\text{C}) + \frac{(b_{\Delta\varepsilon} + m_{\Delta\varepsilon} T) \cdot \Delta\varepsilon(T = 23^\circ\text{C})}{\ln(10) \ln(\omega_2/\omega_1)} \ln \left| \frac{\omega_2 + j\omega}{\omega_1 + j\omega} \right| \quad (3.9)$$

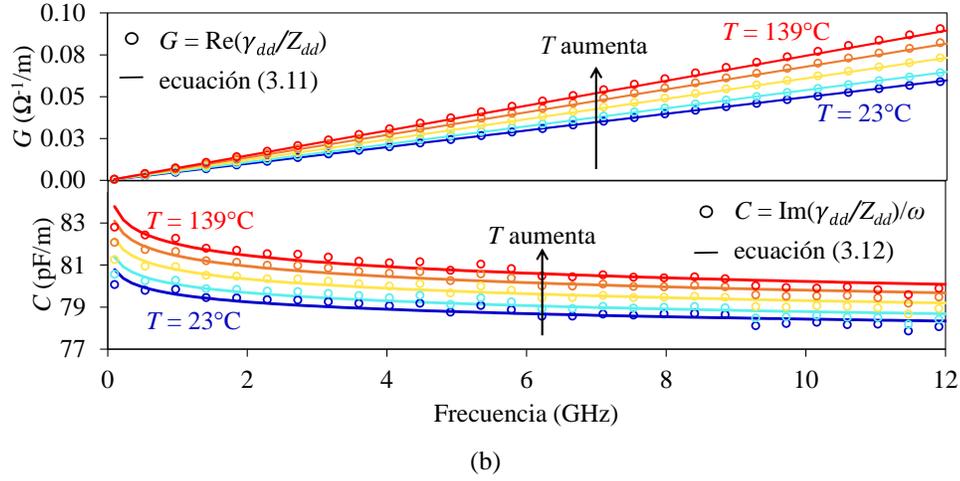
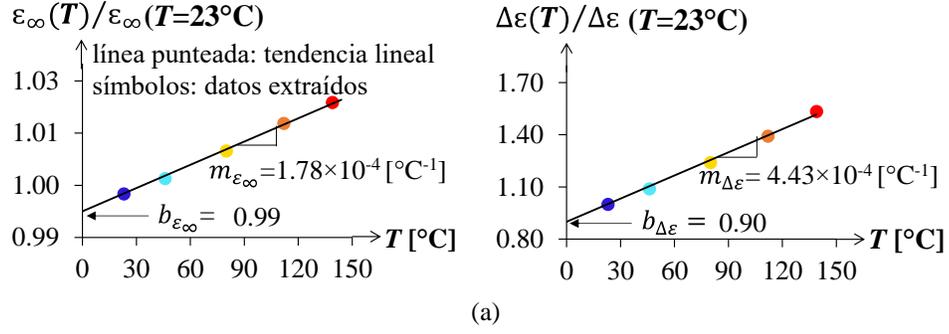


Figura 3.10 Implementación del modelo dependiente de la temperatura para G y C : (a) curvas de las regresiones para obtener los parámetros ε_∞ y $\Delta\varepsilon$, y (b) correlación del modelo-experimento de G y C .

$$\varepsilon_r'' = -\frac{\pi}{2} \cdot \frac{(b_{\Delta\varepsilon} + m_{\Delta\varepsilon}T) \cdot \Delta\varepsilon(T = 23^\circ\text{C})}{\ln(10) \ln(\omega_2/\omega_1)} \quad (3.10)$$

De hecho, una vez conocida la permitividad compleja dependiente de la temperatura, se puede lograr una representación de la conductancia (G) y la capacitancia (C) dependientes de T ; así que:

$$G(T) = \omega K_g \varepsilon_r''(T) \varepsilon_0 \quad (3.11)$$

$$C(T) = K_g \varepsilon_r'(T) \varepsilon_0 \quad (3.12)$$

Observar que las curvas de la Figura 3.10(b) muestran correlación entre los resultados determinados a partir de las ecuaciones anteriores y los datos obtenidos de $G = \text{Re}(\gamma_{dd}/Z_{dd})$ y $C = \text{Im}(\gamma_{dd}/Z_{dd})/\omega$ al usar γ_{dd} y Z_{dd} experimentales a diferentes temperaturas.

Para completar con la representación de los parámetros *RLGC* del circuito equivalente para el modo diferencial, a continuación, se describe la obtención de la resistencia (*R*) e inductancia (*L*). De hecho, en el contexto de circuitos impresos, es relevante considerar la variación de la resistencia eléctrica (*R*) en función de la temperatura. Esta variabilidad está intrínsecamente ligada al incremento observado en la resistividad del cobre (ρ) a medida que la temperatura experimenta cambios. Además, cuando el ancho de banda de operación supera significativamente la frecuencia de encendido del efecto piel en el conductor, la resistencia está primordialmente influenciada por la parte real de la impedancia superficial del metal. Por lo tanto, en una premisa inicial que considera superficies lisas, es posible expresar la resistencia de la siguiente manera [52]:

$$R_{liso} \approx \sqrt{0.5 \omega \mu_0 \rho / p} \quad (3.13)$$

donde μ_0 es la permeabilidad del vacío y *p* es el perímetro del trazo de línea de material conductor por donde fluye la corriente. De acuerdo con la ecuación (3.13), y considerando que la resistividad exhibe una relación lineal con *T* en el rango considerado [63], [74], para una superficie lisa R_{liso} debe aumentar proporcionalmente a la raíz cuadrada de *T*. Sin embargo, la superficie rugosa del laminado en las placas de circuito impreso genera un aumento en las pérdidas e introduce términos no lineales en la representación de la atenuación en el conductor [21]. Lo anteriormente dicho se refleja que la resistencia muestra una dependencia con la resistividad (ρ) elevada a una potencia mayor que 0.5. La Figura 3.11(a), muestra la tendencia de la resistencia experimental en función de la frecuencia para diferentes temperaturas; estas curvas son normalizadas respecto a $R(T = 23^\circ\text{C})$. En efecto, la tendencia constante de *R* para cada temperatura permite proponer una expresión para determinar la resistencia a diferente *T* al multiplicar la curva de referencia $R(T = 23^\circ\text{C})$ por una constante. En la Figura 3.11(b) se presentan los valores de las constantes versus *T*, observe que reproducen una tendencia lineal lo que permite que (3.6) también pueda representar la resistencia y escribirla de la siguiente manera:

$$R(T) = (b_R + m_R T) \cdot R(T = 23^\circ\text{C}) \quad (3.14)$$

De hecho, evaluando (3.14) a $T = 23^\circ\text{C}$ y considerando los modelos ya implementados de α_c y la parte real de Z_{dd} a una temperatura de 23°C , se puede reescribir la expresión anterior como [52]:

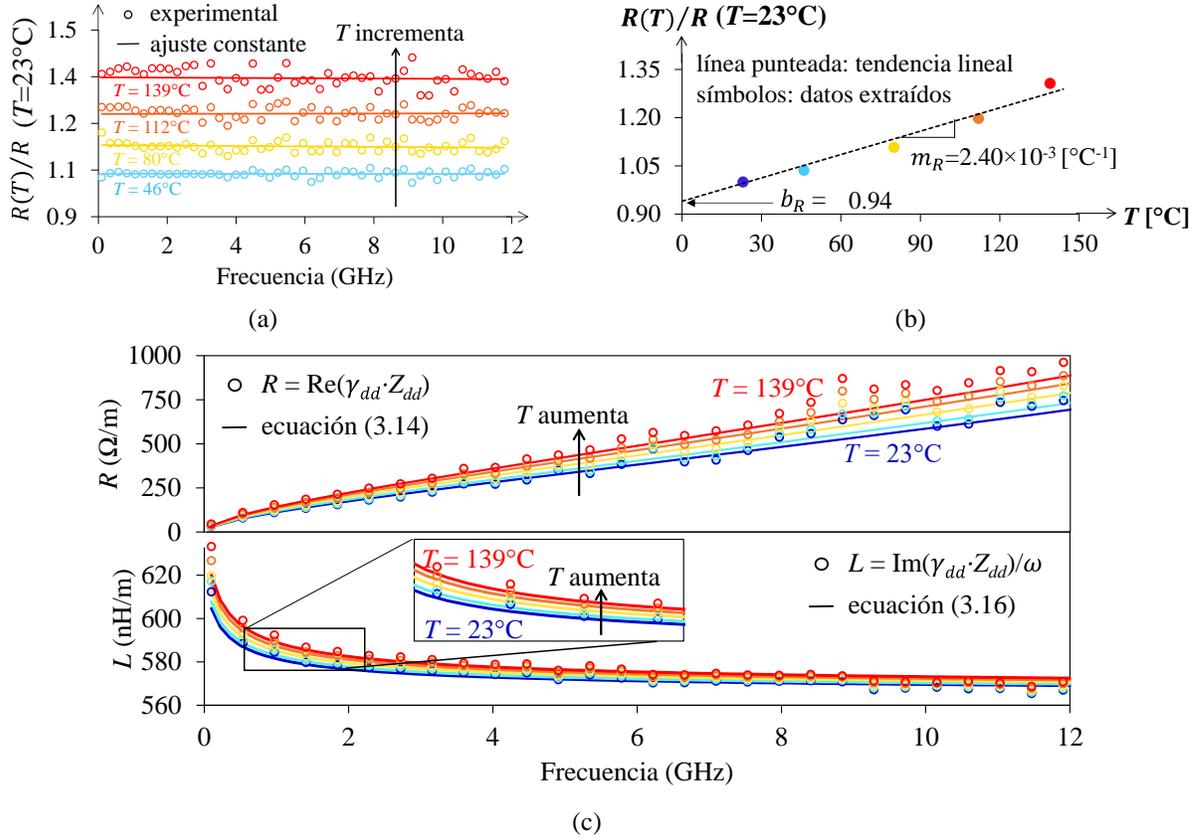


Figura 3.11 Implementación del modelo dependiente de la temperatura para R y L : (a) ajuste constante de $R(T)/R(T=23^\circ\text{C})$ a diferentes temperaturas, (b) regresión lineal para determinar los parámetros de R y (c) correlación del modelo-experimento de R y L .

$$R(T = 23^\circ\text{C}) = [2\alpha_c \text{Re}(Z_{dd})]_{T = 23^\circ\text{C}} \quad (3.15)$$

Posteriormente, teniendo conocimiento del fenómeno del efecto piel y que está relacionado con R y L_{int} de tal forma que permiten definir la impedancia superficial efectiva del trazo de línea y el plano de tierra. La inductancia interna en función de T está representada como $L_{\text{int}}(T) = R(T)/\omega$. Por otra parte, existe una inductancia externa L_{ext} en el conductor que se debe al bucle de corriente formado entre los trazos de línea y los planos de tierra, además, no es dependiente de la temperatura. L_{ext} se puede obtener experimentalmente del valor de convergencia en alta frecuencia de la curva de L versus f a 23°C . De esta manera, la expresión completa de inductancia (L) en función de la temperatura se puede obtener de:

$$L(T) = L_{\text{ext}} + L_{\text{int}}(T). \quad (3.16)$$

Finalmente, se hace la correlación entre modelo-experimento para R y L a diferentes temperaturas usando los datos obtenidos y comparándolos con los datos experimentales ($R = \text{Re}(\gamma_{dd} \cdot Z_{dd})$ y $L = \text{Im}(\gamma_{dd} \cdot Z_{dd})/\omega$), los resultados se muestran en la Figura 3.11(c).

3.6 Validación en el dominio del tiempo

Los modelos propuestos en función de la temperatura y la frecuencia permitieron reconstruir los parámetros-S de la interconexión considerando longitudes específicas. Estos datos en el dominio de la frecuencia se emplearon para obtener la respuesta en el tiempo de las interconexiones mediante transformadas de Fourier y su convolución con una señal deseada. Esto se logró con el uso de ADS de Keysight. En este sentido, se especificó una carga de 85Ω equivalente con la impedancia de las líneas a una temperatura ambiente para conseguir el acoplamiento. Luego se aplicó un pulso de voltaje con un tiempo de subida y bajada de 85 ps y se obtuvo la respuesta para una línea larga y otra corta como se muestra en la Figura 3.12. Observar que las curvas muestran una degradación en la magnitud y además un retraso debido al impacto de la temperatura, este efecto también se acentúa más para interconexiones de mayor longitud.

Además, se evaluó el impacto de la temperatura mediante los patrones de ojo. Con este fin, se alimentó la interconexión con una cadena de bits pseudo-aleatorios considerando el estándar industrial PRBS7 [75], con una longitud de secuencia de 127 bits, y una amplitud de la señal de 1 V . El diagrama de ojo construido bajo dichas consideraciones muestra una reducción significativa de la apertura cuantificado por el parámetro E_H el cual tiene un valor de 0.76 a una temperatura de 23° y de 0.68 a

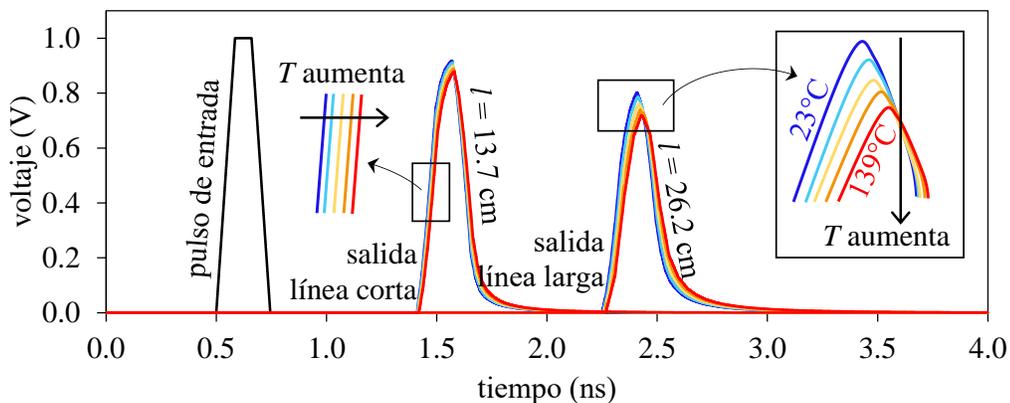


Figura 3.12 Respuesta al pulso de la interconexión para dos longitudes de línea y diferentes temperaturas.

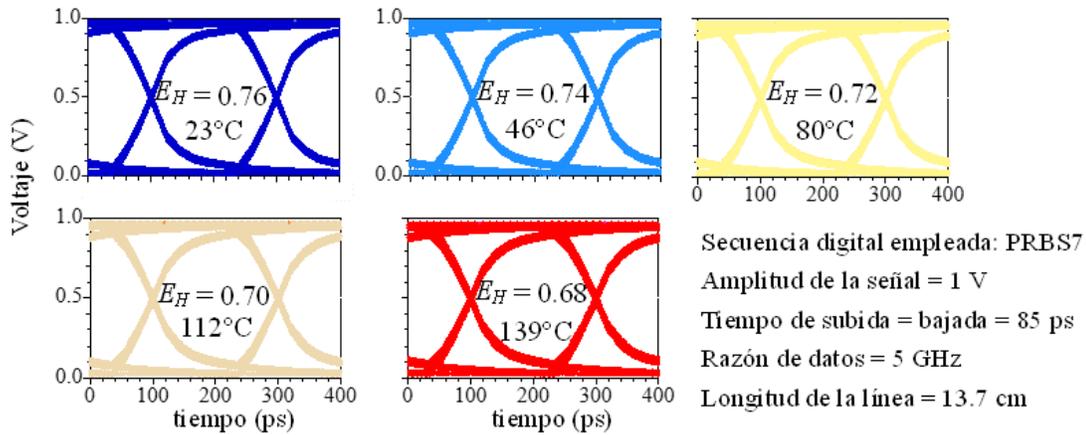


Figura 3.13 Simulación de ADS que muestra el diagrama de ojo obtenido de la interconexión para evaluar la degradación de la apertura al aumentar la temperatura.

139°C, lo que significa que disminuye un 10.5% la apertura del ojo. Esto ocurre debido a la degradación de la interconexión producido por el incremento de la temperatura. Los resultados se muestran en la Figura 3.13 correspondientes a la línea larga.

3.7 Conclusiones del capítulo

En este capítulo, se propone un modelo dependiente de la frecuencia y la temperatura para la permitividad relativa de laminados dieléctricos y los elementos *RLGC* de líneas fabricadas en PCB. Con este propósito, se consideró la señalización diferencial en las interconexiones ya que permite una confinación de los campos eléctrico y magnético lo que garantiza que no interfiera con el calentador. Los parámetros-S medidos permitieron identificar y separar los efectos asociados al conductor y dieléctrico en la constante de propagación diferencial, para evaluar el impacto de la temperatura en la permitividad compleja y la impedancia característica. En este sentido, se comprueba la linealidad de los parámetros $\Delta\epsilon$ y ϵ_∞ con T , lo que permite proponer expresiones para la representación de la permitividad relativa escalable con la temperatura. Por otra parte, se identificó la dependencia de los parámetros *RLGC* con la temperatura para proponer expresiones y metodologías que permiten representarlos. Aprovechando la linealidad de los modelos presentados en este capítulo, es posible hacer una interpolar para obtener los parámetros a temperaturas que están dentro del rango de 23°C a 139°C.

CAPÍTULO 4

Películas dieléctricas en RF

El transistor de efecto de campo con estructura metal-óxido-semiconductor, conocido como MOSFET por sus siglas en inglés, es el dispositivo fundamental en los circuitos electrónicos modernos. Su funcionamiento, en gran medida, está determinado por la calidad del aislamiento entre su electrodo de compuerta y el canal donde ocurre la conducción de la corriente [8]. Entonces, debido a que éste se consigue empleando películas delgadas implementadas con óxidos compatibles con la tecnología CMOS (i.e., MOS con dispositivos complementarios), el desarrollo de estos materiales dieléctricos y su estudio es de gran importancia actualmente. Más aun, con el tiempo se han fabricado transistores con longitudes de canal cada vez más cortas y óxidos más delgados para seguir la tendencia tecnológica dictada por la Ley de Moore. Sin embargo, el espesor nanométrico que han alcanzado estas películas dieléctricas las hace propensas a degradarse debido a los extremadamente altos campos eléctricos originados durante el funcionamiento normal de un transistor. En este respecto, uno de los efectos más notables que originan estos campos es la inyección de portadores calientes (HCI, por sus siglas en inglés), que a su vez favorecen la aparición de corrientes de fuga a través del óxido y afectan el rendimiento del dispositivo [76], [77]. De hecho, este efecto de conducción a través del óxido se puede asociar a diferentes mecanismos, algunos de ellos son: conducción resistiva lineal, tunelización directa de banda a banda, tunelización asistida por trampas, tunelización tipo Fowler-Nordheim (F-N), emisión termiónica, y emisión Poole-Frenkel (P-F) [78]. Conocer el tipo de mecanismo permite caracterizar, analizar y reducir los efectos de fuga en la fabricación de nuevas tecnologías.

Entonces, debido a su importancia, se han realizado diversas investigaciones para caracterizar los efectos de fuga en los transistores bajo diferentes condiciones de operación. Sin embargo, gran parte de éstas se enfocan en el análisis en corriente continua (CC) cuando el óxido en el transistor ha sufrido un daño crítico. No obstante, estudios muestran que un aumento en la corriente de fuga (I_G) a través del óxido degrada gradualmente el funcionamiento del transistor [79]. En este sentido, se han propuesto modelos eléctricos para la representación del efecto de conductividad en el óxido, los cuales incluyen elementos puramente resistivos [80], [81], [82].

Algunas alternativas para evaluar el impacto de la degradación gradual del rendimiento de los

transistores debida a que el óxido se deteriora con el tiempo se basan en el análisis de sus impedancias de entrada y de salida. Esto se debe a que la degradación por HCI no solo afecta la resistencia de entrada sino además ejerce influencia sobre las propiedades de la región del canal, y el cambio en estas propiedades se refleja en una variación de impedancia de entrada y salida. De hecho, a partir de mediciones de parámetros-S es posible estudiar este efecto, así como se describe en este capítulo. Esto además presenta la ventaja de proveer información sobre los efectos asociados con esta degradación en el rango de las microondas. Específicamente, en esta parte final del proyecto de doctorado se evalúa el impacto de la degradación HCI en los parámetros de pequeña señal del transistor asociados con variaciones en las características del óxido de compuerta y la región del canal. En este sentido, se propone un modelo eléctrico para representar las impedancias de entrada y salida de un MOSFET fabricado en tecnología de silicio sobre aislante (SOI, por sus siglas en inglés). La propuesta incluye análisis que involucran mediciones de CC y parámetros-S para diferentes condiciones de polarización, lo que permite identificar el cambio de la resistencia de entrada del dispositivo con el incremento indeseado de la corriente de fuga, monitoreada a través de la compuerta (I_G). Adicionalmente, se determina el cambio de la conductividad en el canal por la degradación de la movilidad para evaluar el impacto en la impedancia de salida del dispositivo. Finalmente, para complementar la caracterización de los materiales dieléctricos, por primera vez se cuantifica el impacto de HCI en las propiedades dieléctricas del óxido como lo es en la tangente de pérdidas a partir de datos obtenidos de mediciones en radiofrecuencia.

4.1 Descripción de dispositivos analizados

Para estudiar los efectos de conducción que pueden originarse en el óxido de compuerta, se utilizaron transistores SOI-MOSFET tipo N con longitud de canal de 40 nm parcialmente agotados (PD), proporcionados por la compañía Global Foundries a través de un convenio de colaboración con el INAOE. El óxido de compuerta está fabricado de oxinitruro de silicio (SiON) con un espesor $t_{ox} = 1.18$ nm. Además, con el fin de mitigar el impacto de la resistencia en el electrodo de la compuerta bajo operación de microondas, se implementó un diseño de múltiples dedos con doble contacto, tal como se ilustra en la Figura 4.1(a). En este sentido, se tienen 100 dispositivos conectados en paralelo que permiten obtener un ancho total $W = 100 \mu\text{m}$. Por otro lado, para poder tener acceso a los dispositivos a través de las puntas de medición para RF, están embebidos entre dos arreglos de almohadillas de

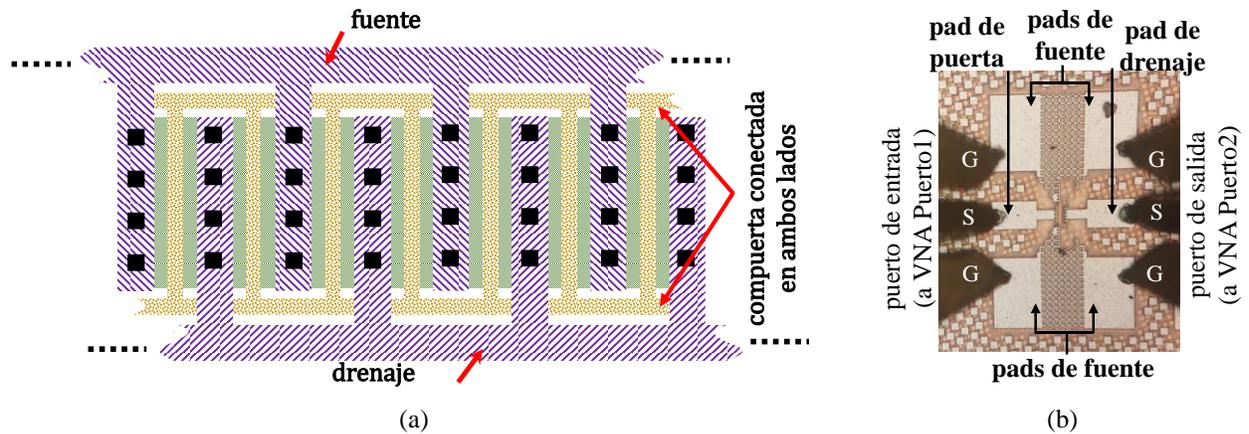


Figura 4.1 Dispositivo bajo prueba: (a) representación simplificada del patrón geométrico, que muestra la conexión de la compuerta, y (b) foto capturada desde una cámara del dispositivo mientras se mide.

tierra-síñal-tierra (GSG, por sus siglas en inglés). Dichos arreglos son compatibles con micropuntas de RF con separación entre agujas de 100 μm como se muestra en la Figura 4.1(b). La disposición de estas almohadillas permite la medición en el rango de las microondas y considera que los puertos de entrada y salida son la compuerta y el drenaje, respectivamente; mientras que la referencia ubicada en los externos corresponde al terminal de fuente. Además, la oblea semiconductor contiene estructuras basadas en cortos y abiertos que son útiles para realizar el procedimiento de desincrustación de dos pasos para remover el efecto de las almohadillas y obtener los datos experimentales puramente del transistor.

4.2 Mediciones

Con respecto a las mediciones realizadas, inicialmente se hizo una prueba en estado de no conducción (NC) usando el analizador de dispositivos semiconductores (SDA, por sus siglas en inglés) para medir curvas $I_D - V_D$ del transistor. Esta prueba consiste en fijar los voltajes aplicados en la compuerta y la fuente en cero voltios mientras que el voltaje en el drenaje aumenta gradualmente hasta romper el dispositivo. Esto se consigue configurando al dispositivo como se muestra en el diagrama esquemático de la Figura 4.2(a). Esta prueba se realizó para cuatro dispositivos diferentes. La Figura 4.2(b) muestra las curvas que permiten observar los voltajes de rompimiento para cada uno, que están comprendidos en el rango entre 2.75 V y 2.81 V, resumidos en la Fig. 4.3.

Para realizar las pruebas, la Figura 4.4(a) muestra la descripción de la conexión del VNA y el

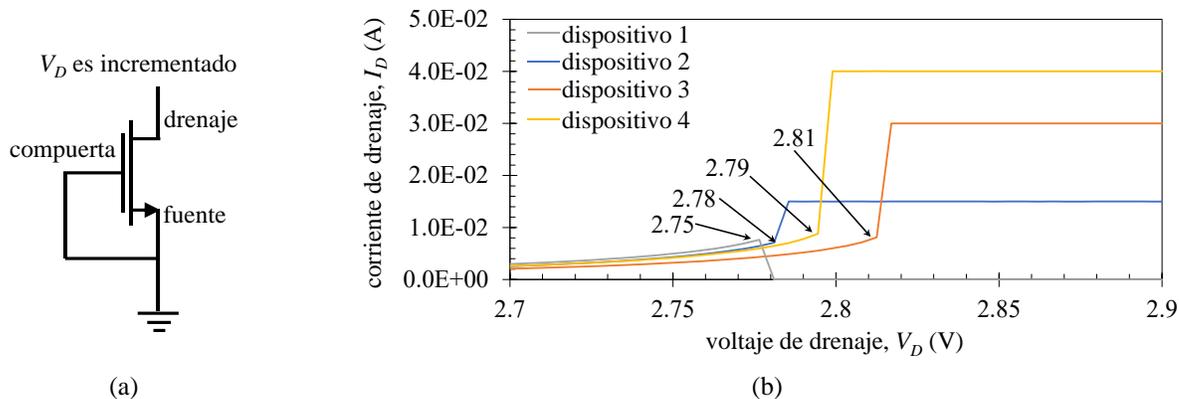


Figura 4.2 Descripción de la prueba para determinar el voltaje de rompimiento del dispositivo: (a) configuración de las terminales del dispositivo para realizar la prueba de rompimiento, y (b) curva que muestra el voltaje V_D de rompimiento para cuatro dispositivos diferentes.

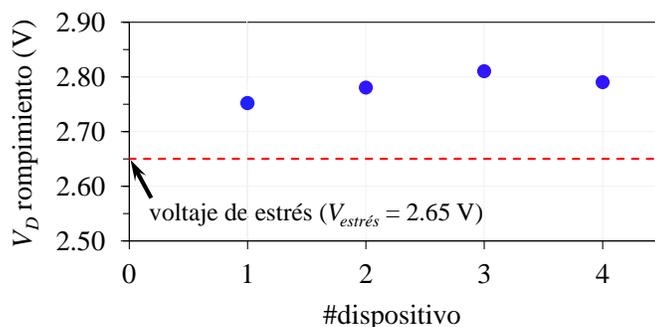


Figura 4.3 Voltaje de estrés definido 100 mV por debajo del voltaje mínimo de rompimiento.

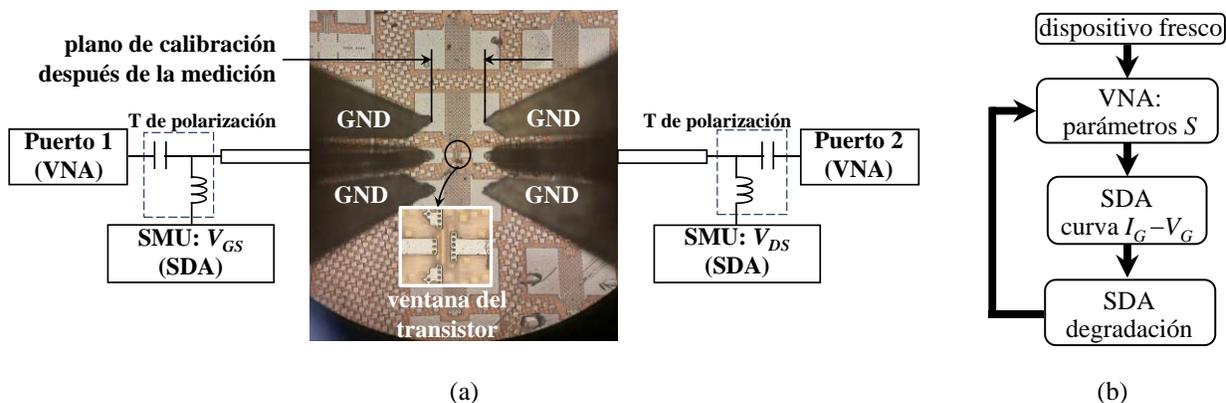


Figura 4.4 Descripción de los experimentos: a) representación de la conexión del VNA y el SDA, y b) diagrama de flujo que describe el ciclo de mediciones y degradaciones del dispositivo.

SDA a través de la T de polarización, estos equipos fueron previamente calibrados para eliminar los efectos debido a los errores sistemáticos introducidos por cables, conectores y otras transiciones

eléctricas y para establecer la impedancia de referencia de los parámetros-S en 50Ω . Se especificó un rango de frecuencia de 100 MHz hasta 30 GHz en el VNA y se hizo la calibración usando un algoritmo línea-reflector-carga acoplada (LRM, por sus siglas en inglés) empleando un sustrato de calibración estándar compatible con las puntas de prueba.

Respecto a la medición de las estructuras de prueba, el diagrama de la Figura 4.4(b) describe el proceso de la medición. Se parte de transistores frescos, es decir que no se han medido anteriormente, y se miden los parámetros-S con el VNA y las curvas $I_G - V_{GS}$ con el SDA. Después, se degrada el dispositivo aplicando un voltaje de estrés de $V_{estrés} = 2.65 \text{ V}$. Este valor de voltaje se define 100 mV con respecto al valor mínimo de rompimiento, como indica la Figura 4.3; esto se determinó considerando que si se definiera un valor superior de voltaje el dispositivo se rompería mientras se realiza la prueba de estrés.

Continuando con la descripción de las pruebas, el dispositivo se somete a estrés durante diferentes periodos de tiempo. Así, después de cada uno de estos periodos se miden los parámetros-S y las curvas en CC, lo que permite observar la degradación que ha sufrido el dispositivo en función del tiempo. En este respecto, los tiempos considerados son: 100, 500, 1300, 2600 y 9600 segundos. En cuanto a la polarización en CC para medir los parámetros-S, se consideró la condición "FET en frío" (es decir, $V_{DS} = 0 \text{ V}$ y $V_{GS} > V_T$) para valores de V_{GS} desde 0.4 V hasta 1.5 V. Esto permite evaluar el impacto de la degradación directamente de las impedancias de los puertos de entrada y salida; la ventaja de esta condición es que al ser cero el voltaje de drenaje, se puede desprestigiar el efecto de la ganancia y por lo tanto los circuitos equivalentes de pequeña señal son más simples para representar las impedancias Z_{in} y Z_{out} [83]. De manera complementaria, después de cada una de las mediciones de parámetros-S también se midieron las curvas de CC aplicando un barrido de voltaje en la compuerta de $0 \text{ V} < V_{GS} < 1.5 \text{ V}$, mientras $V_{DS} = 0 \text{ V}$.

4.3 Análisis

En la Figura 4.5, se muestra una representación del impacto de la degradación en el transistor, donde un alto voltaje en el drenaje produce un campo eléctrico longitudinal e induce corrientes que degradan el rendimiento del dispositivo al crearse estados de interfaz en el óxido de compuerta y reducir la movilidad en la región del canal. Aunque la degradación del óxido ocurre para diferentes estados de polarización, una alternativa para evaluar el impacto de la conductividad y el cambio en las

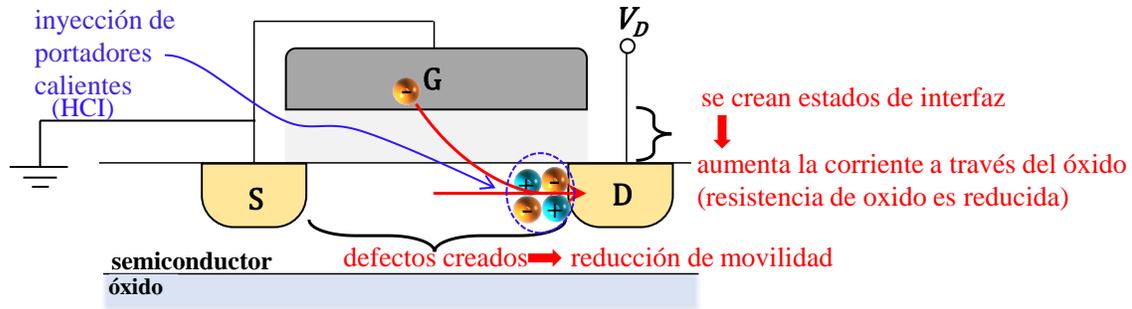


Figura 4.5 Representación del impacto de la degradación HCl en estado de no conducción que genera la degradación del óxido y la reducción de la movilidad en la región del canal.

características dieléctricas es aplicando un voltaje de estrés en el drenaje durante un tiempo determinado, mientras la compuerta y la fuente están a tierra. Este modo de operación es llamado estado de no conducción [76], [84]. Debido a la importancia de los dispositivos de alta velocidad, en este trabajo se analiza el impacto de la degradación en la resistencia de entrada y salida del transistor en el rango de microondas, así como el cambio en las propiedades dieléctricas y se propone un modelo de circuito equivalente que permite la representación de estas características en RF.

4.3.1 Resistencia de entrada

En la evaluación del impacto de la degradación de la resistencia del puerto de entrada, primero es importante analizar su impedancia. En configuración de fuente común, la impedancia de entrada (Z_{in}) del transistor puede analizarse considerando la ruta de compuerta a fuente cuando la terminal de drenaje está en circuito abierto. Así, para un MOSFET de canal corto operando en inversión fuerte, Z_{in} se puede representar aproximadamente por la conexión en serie de la resistencia de compuerta (R_g), la resistencia de la fuente (R_s) y la impedancia de la capacitancia de la compuerta (C_{gg}). Matemáticamente, la impedancia de entrada se expresa a partir de la siguiente ecuación:

$$Z_{in} = Z_{11} = R_g - j \frac{1}{\omega C_{gg}} + R_s \quad (4.1)$$

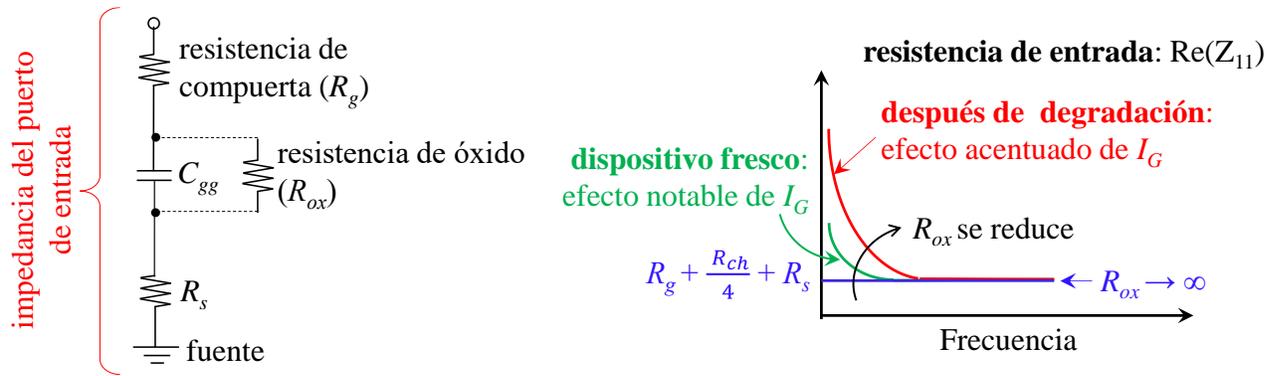


Figura 4.6 Circuito equivalente de la impedancia de entrada de un transistor en configuración de modo común y fuerte inversión, y representación del impacto de la degradación de la resistencia de entrada en función de la frecuencia.

donde ω es la frecuencia angular, Z_{11} se extrae del conjunto de parámetros Z , y $j^2 = -1$. Es importante mencionar que, para el caso de transistores de canal muy corto, la resistencia del canal (R_{ch}) no tiene un impacto significativo en la impedancia de entrada y por lo tanto se desprecia en este análisis. Entonces, una aproximación para la resistencia de entrada es:

$$R_{in} = \text{Re}(Z_{11}) = R_g + R_s \quad (4.2)$$

Considerar que en este caso se está suponiendo que no hay pérdidas en el capacitor de compuerta y entonces R_{in} es constante en función de la frecuencia, como se ilustra conceptualmente en la Figura 4.6. Sin embargo, esto no ocurre realmente incluso con dispositivos completamente nuevos, ya que el óxido presenta características conductivas que dan paso a una corriente a través de la compuerta (I_G). Este efecto se puede representar circuitalmente a partir de una resistencia R_{ox} conectada en paralelo con C_{gg} como se observa en la Figura 4.6. A partir de este circuito, se incluye un nuevo término en la ecuación (4.2), que resulta en:

$$R_{in} = R_g + \frac{R_{ox}}{1 + (\omega R_{ox} C_{gg})^2} + R_s \quad (4.3)$$

Como se puede apreciar en la ecuación (4.3), el término adicional es dependiente de la frecuencia y está asociado a las pérdidas a través del óxido. Adicionalmente, note en (4.3) que una corriente despreciable de compuerta implicaría que la resistencia asociada con fugas a través del óxido es muy grande (es decir, $R_{ox} \rightarrow \infty$); por lo tanto, R_{in} sería constante con la frecuencia. No obstante, un

incremento en I_G produce que R_{ox} sea reducida hasta un valor que afecte R_{in} de manera dependiente de la frecuencia, como se observa en la Figura 4.6. Por esta razón, ya que el impacto de la degradación gradual debido a los efectos de HCI hace que R_{ox} disminuya, es necesario considerarla en el rango de las microondas.

4.3.2 Resistencia de salida

La degradación por portadores calientes también tiene un impacto en la impedancia de salida del transistor. Para llevar a cabo el análisis correspondiente, puede considerarse también la configuración de fuente común, y la condición de operación en fuerte inversión con el voltaje de drenaje igual a cero. En este caso, la impedancia de salida Z_{out} se puede obtener del circuito de la Figura 4.7 como:

$$Z_{out} = Z_{22} = R_d + j \frac{R_{ch}}{j - \omega R_{ch} C_x} + R_s \quad (4.4)$$

donde R_d es la resistencia de drenaje, y C_x es la capacitancia intrínseca efectiva cuando el puerto de entrada está en condiciones de circuito abierto [85]. De la parte real en ecuación (4.4), se puede obtener la resistencia del puerto de salida R_{out} . De hecho, considerando bajas frecuencias, la resistencia R_{out} se puede escribir de la forma:

$$R_{out}|_{LF} = \text{Re}(Z_{22})|_{LF} \approx R_d + R_{ch} + R_s \quad (4.5)$$

donde la resistencia del canal se define de la siguiente manera [86]:

$$R_{ch} = \frac{L_{eff}}{\mu_{eff} C_{gg} W_{eff} (V_{GS} - V_t)} \quad (4.6)$$

De (4.6), L_{eff} y W_{eff} corresponden respectivamente a la longitud y ancho efectivos del canal, mientras que μ_{eff} es la movilidad efectiva de los portadores de carga en la región del canal. Entonces, cuando ocurre HCI, la movilidad μ_{eff} se reduce por los mecanismos de dispersión originados después de la degradación; esto provoca un aumento en R_{ch} . De acuerdo con el diagrama de Smith de la Figura 4.7, se puede notar que cuando la magnitud de R_{ch} aumenta, los puntos de inicio (i.e., bajas frecuencias) de

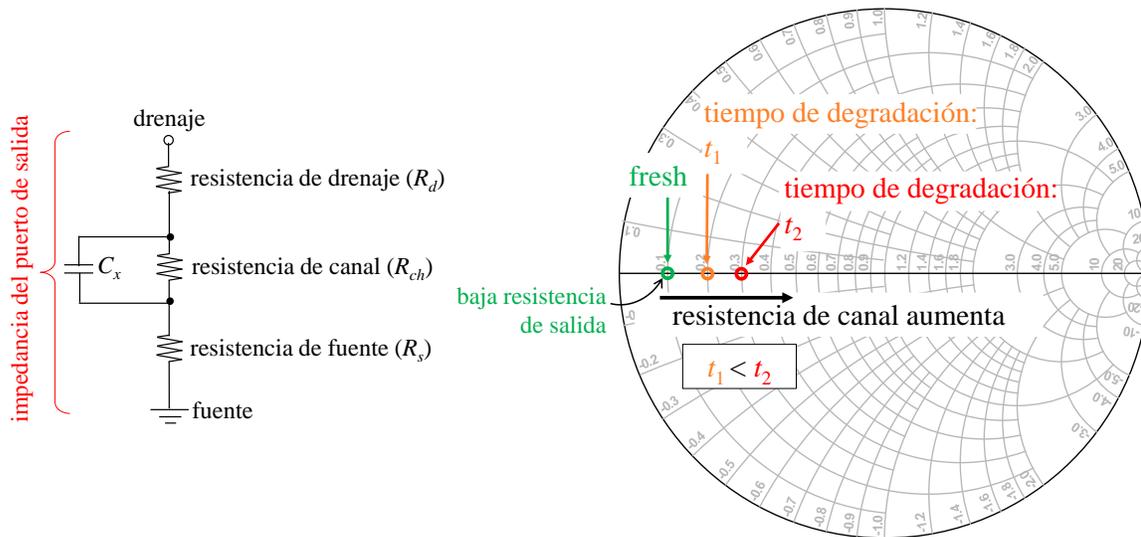


Figura 4.7 Circuito equivalente de la impedancia de salida del transistor en configuración de modo común y fuerte inversión, y bosquejo del diagrama Smith que muestra el cambio en la resistencia de canal al aumentar el tiempo de degradación.

las curvas asociadas con S_{22} se desplazan hacia la izquierda en el eje real. Este cambio en los puntos de inicio indica que se ha modificado la impedancia de salida del dispositivo.

4.4 Corrientes de transporte de carga (G_{ox})

Anteriormente, se ha mencionado que un material dieléctrico degradado puede tener características debidos a efectos de polarización y a corrientes de conducción. Esta sección se enfoca al análisis de las características conductoras del óxido de compuerta del transistor; es decir, cuando existe transporte de carga. Como resultado, se formuló una metodología para la extracción de los parámetros.

En primer lugar, partiendo del hecho de que el transistor se encuentra polarizado en la condición FET en frío, se emplea el circuito equivalente simplificado para el transistor PD-SOI-MOSFET (ver Figura 4.8). Observar que este circuito está conformado por diferentes resistencias entre las difusiones drenaje (R_d) y fuente (R_s), la compuerta (R_g) y el canal (R_{ch}), además de las capacitancias drenaje-fuente (C_{ds}), compuerta-fuente (C_{gs}) y compuerta-drenaje (C_{gd}). De la medición de los parámetros S , es posible determinar los valores para los elementos anteriores usando técnicas convencionales de extracción de parámetros [87]. Estas técnicas son válidas en altas frecuencias, donde el efecto de la corriente de conducción en el óxido es insignificante. De hecho, a frecuencias mayores de 1 GHz, para

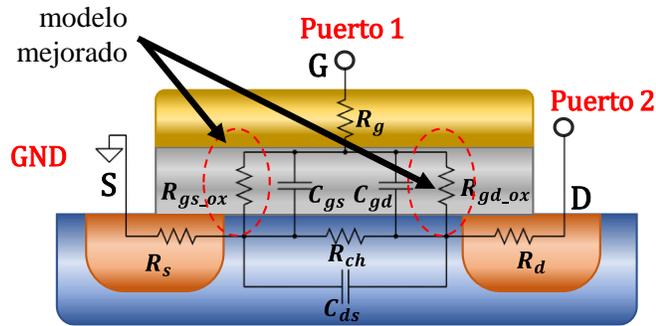


Figura 4.8 Circuito equivalente del transistor operando en condición FET en frío ($V_{DS} = 0$ V y $V_{GS} > V_T$).

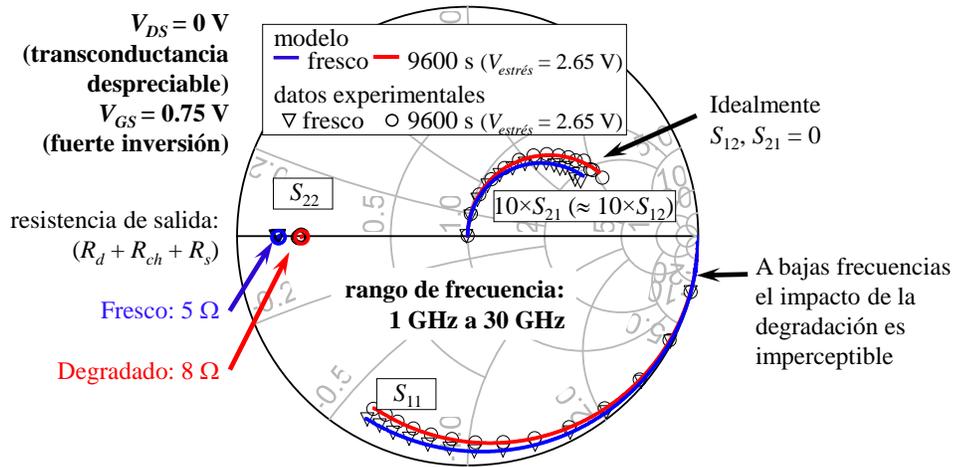


Figura 4.9 Parámetros-S de dos puertos medidos de un transistor en condición FET en frío vistos en la carta Smith considerando el dispositivo fresco y degradado después de 9600 s.

tecnologías SOI actuales, el término $R_{ox}/[1+(\omega R_{ox}C_{gg})^2]$ en (4.3) es despreciable; por lo tanto, los elementos R_{gs_ox} y R_{gd_ox} (donde $R_{ox} = R_{gs_ox} \parallel R_{gd_ox}$) se pueden omitir sin afectar significativamente la extracción de los demás parámetros. Esto se puede comprobar en la Figura 4.9, donde el diagrama de Smith muestra que los parámetros-S obtenidos de la simulación del circuito equivalente se correlacionan con precisión con los datos experimentales tanto para el dispositivo fresco como después de haberse degradado durante 9600 segundos. Es importante mencionar que en altas frecuencias el impacto de la degradación NC-HCI se acentúa en la impedancia de salida, especialmente en el cambio de la resistencia R_{ch} . En la Figura 4.9 se muestra que los datos correspondientes al parámetro S_{22} para el dispositivo fresco en fuerte inversión se ubican cerca de los 5 Ω , mientras que después de un estrés eléctrico de 9600 s, la resistencia de canal S_{22} sube a 8 Ω . También es importante notar que el

acoplamiento parásito, que se cuantifica a través del parámetro S_{12} , que es igual a S_{21} cuando la tensión entre drenaje y fuente (V_{DS}) es igual a 0 V, también experimenta un aumento. En contraste, las curvas S_{11} , que representan las reflexiones en el puerto de entrada del dispositivo, apenas muestran cambios notables antes aun después del estrés. Esto ocurre porque una parte de la resistencia del canal (R_{ch}) se percibe en el puerto de entrada, lo que tiene un impacto mínimo en las curvas S_{11} .

Continuando con la extracción de los parámetros, para frecuencias por debajo de 1 GHz, es necesario considerar el impacto de la resistencia del óxido. En la Figura 4.8, ésta se representa mediante el paralelo de R_{gs_ox} y R_{gd_ox} y se requieren mediciones adicionales para determinarlas. Por ejemplo, a partir de las curvas $I_G - V_{GS}$ medidas en CC para el dispositivo fresco y para cada tiempo de degradación. Entonces, empleando la siguiente ecuación se obtienen los valores correspondientes a la resistencia total equivalente del óxido:

$$R_{ox} = \frac{V_{GS}}{I_G} \quad (4.7)$$

La Figura 4.10(a) muestra los datos experimentales medidos de I_G versus V_{GS} para los diferentes tiempos de degradación los cuales presentan una tendencia predicha por el modelo de Pool-Frenkel. Es decir, que el mecanismo dominante de degradación del óxido es el transporte asistido por trampas para el barrido de voltaje considerado. Por otra parte, en la Figura 4.10(b) se pueden apreciar los valores de R_{ox} calculados de la ecuación (4.7) para diferentes voltajes de V_{GS} . De las curvas anteriores, el valor correspondiente de R_{ox} para diferentes voltajes de compuerta y tiempos de degradación, se puede

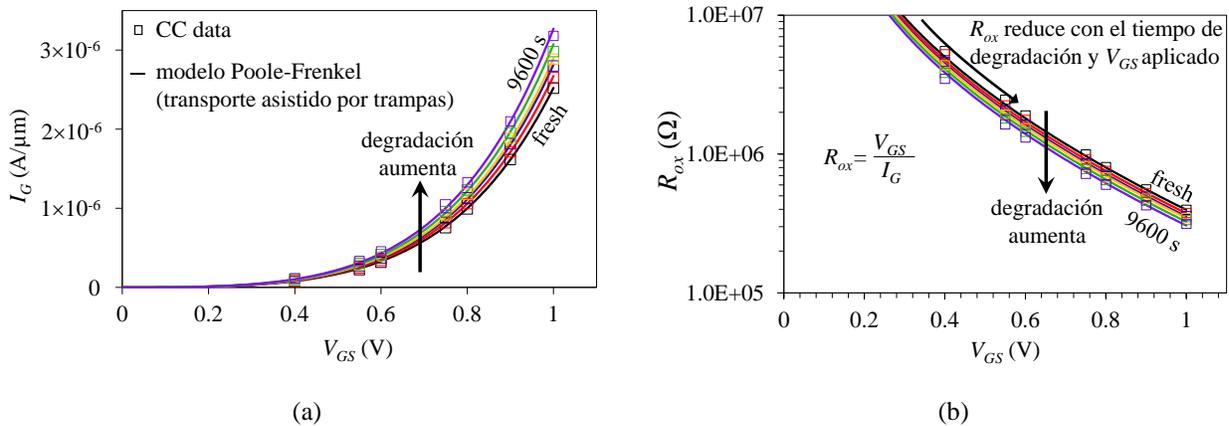


Figura 4.10 Curvas para el cálculo R_{ox} de mediciones en CC para diferentes tiempos de degradación: (a) $I_G - V_{GS}$, y (b) R_{ox} calculada de (4.7). Además, correlación con el modelo de Pool-Frenkel y los datos experimentales.

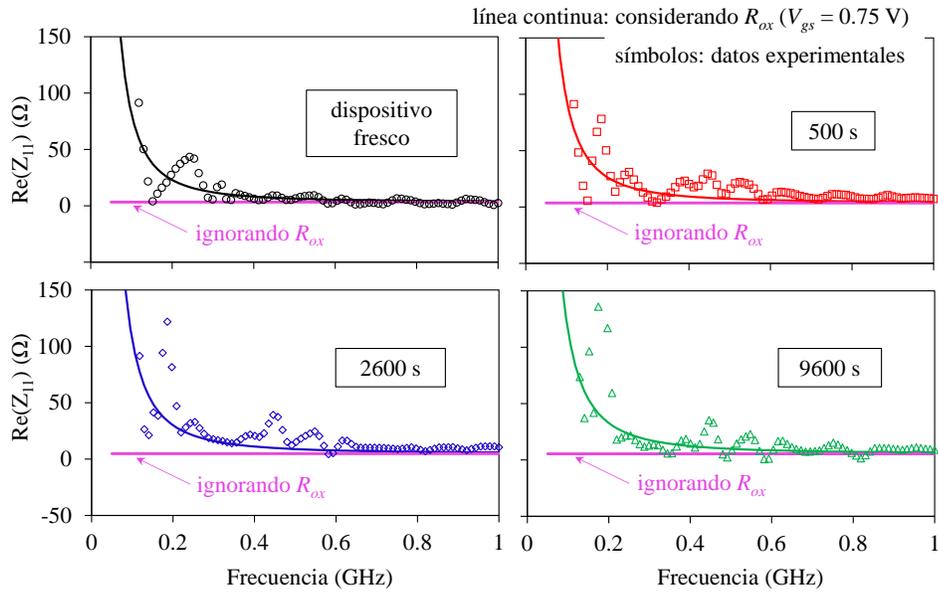
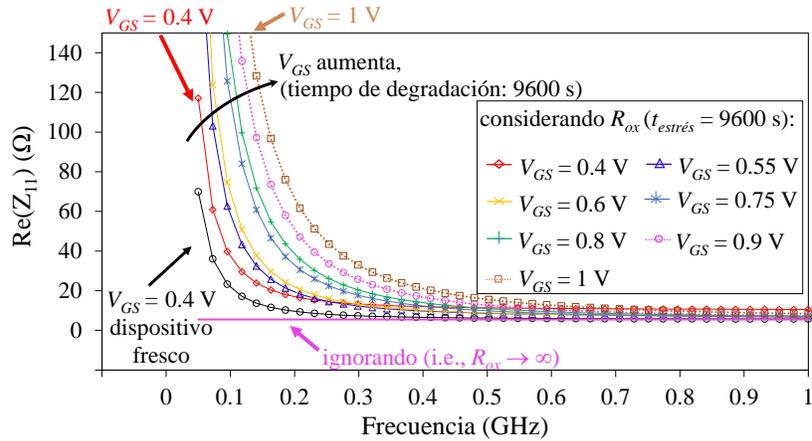


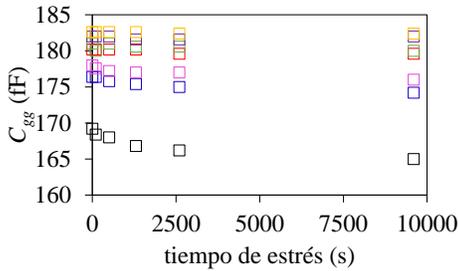
Figura 4.11 Correlación entre modelo-experimento de $\text{Re}(Z_{11})$ para el transistor fresco y considerando tres degradaciones para un voltaje $V_{GS} = 0.75$ V.

incluir en el circuito equivalente de la Figura 4.8 donde $R_{gs,ox} = R_{gd,ox} = 2R_{ox}$. Se considera que el efecto de R_{ox} es distribuido uniformemente entre la región de compuerta-drenaje y compuerta-fuente, esto es válido debido a que el transistor está operando en la región lineal donde $C_{gs} \approx C_{ds}$, esto se verificó a partir de las capacitancias previamente extraídas de los parámetros-S experimentales.

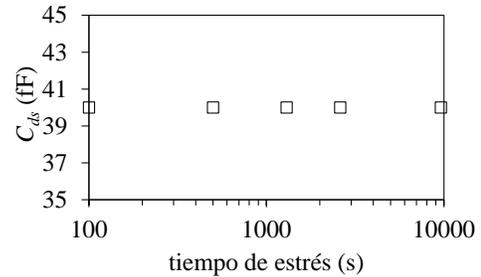
En la Figura 4.11 se puede observar la impedancia de entrada para el dispositivo en condición de fresco y para diferentes tiempos de degradación obtenida de los datos experimentales y comparada con simulaciones del circuito equivalente. Es posible notar que si se ignora el efecto de R_{ox} , incorrectamente se obtiene una respuesta constante en función de la frecuencia que se asocia a las resistencias de compuerta y fuente. No obstante, tanto para el dispositivo fresco como después de la degradación existe una ruta de corriente a través del óxido que se acentúa con el tiempo de estrés e introduce un componente resistivo en la resistencia de entrada. Este efecto origina que $\text{Re}(Z_{11})$ aumente a bajas frecuencias. Además, este efecto resistivo también es dependiente del voltaje de compuerta, como se puede apreciar en la Figura 4.12(a), donde para un tiempo de degradación de 9600 s, $\text{Re}(Z_{11})$ aumenta con respecto al voltaje de compuerta V_{GS} . Por otra parte, los demás parámetros del circuito equivalente no muestran un cambio significativo con el tiempo de degradación del transistor como se



(a)



(b)



(c)

Figura 4.12 Respuesta de la $Re(Z_{11})$ y las capacitancias del circuito equivalente al aumentar el voltaje V_{GS} . (a) $Re(Z_{11})$ para diferentes V_{GS} y $t_{strés} = 9600$ s, (b) C_{gg} extraída de pequeña señal y (c) C_{ds} extraída de pequeña señal.

puede ver en la Figura 4.12(b) y Figura 4.12(c).

4.5 Polarización del dieléctrico (ϵ'_r , $\tan\delta$)

De los análisis experimentales llevados a cabo en este trabajo, se ha observado que la degradación de las características del óxido de compuerta no sólo tiene que ver con la aparición de corrientes de transporte de carga, sino que adicionalmente existe un impacto en las características dieléctricas del óxido, que está relacionada con su permitividad. Por esta razón, se propone el circuito equivalente simplificado que se muestra en la Figura 4.13(a), que representa al transistor en la condición de FET en frío después de remover las resistencias R_d , R_s y R_g . Se ha estudiado que el efecto de la degradación en el óxido puede ser representado por la admitancia Y_{gx} , en la Figura 4.13(a); ésta tiene asociada los elementos G_{gx_leak} que corresponde al efecto de corrientes de fuga, G_{gx} a las corrientes de polarización

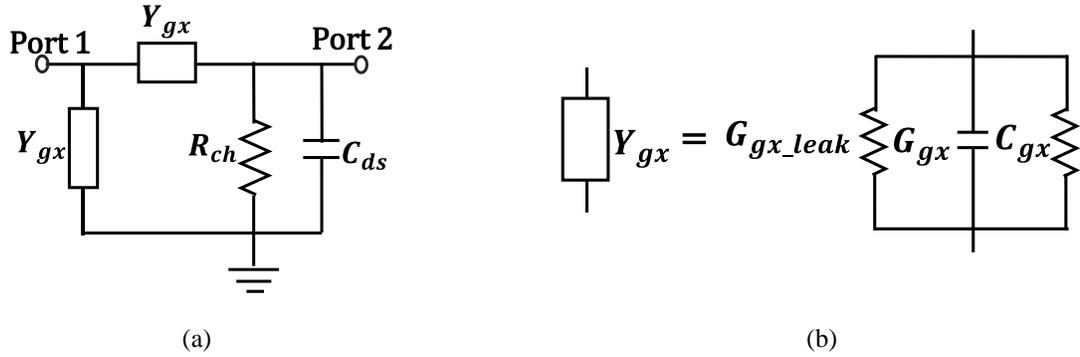


Figura 4.13 Circuito equivalente representativo del transistor y el óxido en condición de FET en frío, (a) circuito propuesto del transistor removiendo las resistencias de R_d , R_s y R_g , y (b) circuito equivalente de la admitancia Y_{gx} que incluye el efecto de la corriente de fuga y las características dieléctricas.

de los dipolos del dieléctrico, y C_{gx} a la capacitancia del óxido de compuerta, como se muestra en la Figura 4.13(b). De forma matemática, lo anteriormente dicho se puede escribir como:

$$Y_{gx} = G_{gx_leak} + G_{gx} + j\omega C_{gx} \tag{4.8}$$

donde el valor correspondiente de G_{gx_leak} se puede determinar a bajas frecuencias de los parámetros-S experimentales convertidos a parámetros Z al remover el efecto de las resistencias R_d , R_s y R_g ; esto se muestra en la Figura 4.14. Por otra parte, la capacitancia C_{gx} se calcula de métodos convencionales descritos en [87], para luego determinar la admitancia G_{gx} , que está asociada a los efectos de polarización a partir de la siguiente ecuación [25]:

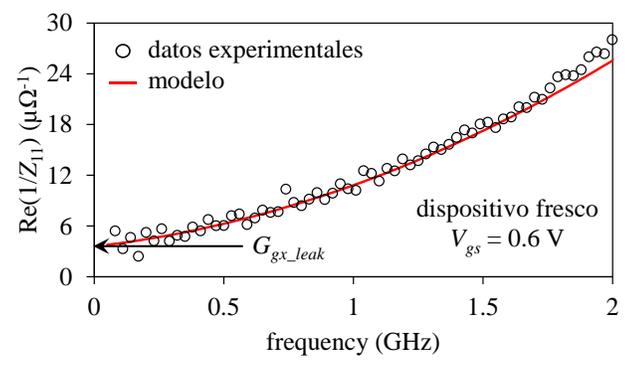


Figura 4.14 Curva mostrando la extracción de G_{gx_leak} a bajas frecuencias, y la correlación entre el modelo y los datos experimentales de $\text{Re}(1/Z_{11})$ para un $V_{GS} = 0.6 \text{ V}$.

$$G_{gx} = \omega C_{gx} \tan \delta \quad (4.9)$$

donde $\tan \delta$ para el transistor fresco es aproximadamente 0.003 (correspondiente al oxido de compuerta). Entonces, la conductancia en Y_{gx} queda definida como:

$$G = G_{gx_leak} + \omega C_{gx} \tan \delta. \quad (4.10)$$

En la Figura 4.15 se observa la parte real de la impedancia de entrada $\text{Re}(Z_{11})$ obtenida de mediciones y de simulaciones para el transistor fresco y degradado 9600s con un voltaje de polarización $V_{GS} = 0.6$ V. Aquí se aprecia que para el transistor fresco y degradado en la Figura 4.15(a) y Figura 4.15(b), los datos obtenidos de la simulación (línea continua de la figura) del circuito equivalente mostrado en la Figura 4.13(a) corresponde con los datos obtenidos de la medición (círculos de la figura). De hecho, en las figuras se hace énfasis en bajas frecuencias ya que es donde se acentúa el efecto de la corriente de fuga. Esta correlación es posible al encontrar un valor de $\tan \delta$ en la ecuación (4.10) que permite el ajuste de los datos hasta una frecuencia de 30 GHz. Además, en la Figura 4.15 también se muestran los resultados de la simulación considerando independientemente los términos de la ecuación (4.10); es decir; si en el circuito equivalente de pequeña señal solo modela el término G_{gx_leak} el resultado de $\text{Re}(Z_{11})$ obtenido de la simulación es la curva roja punteada. Por otra parte, la curva azul punteada corresponde al incluir únicamente el término $\omega C_{gx} \tan \delta$. De hecho, esto permite identificar que ambos términos son acentuados en bajas frecuencias, y que desprestigiar el efecto de fuga produce un mayor cambio en la impedancia.

Adicionalmente, se realiza una comparación de la conductancia generada por las corrientes de

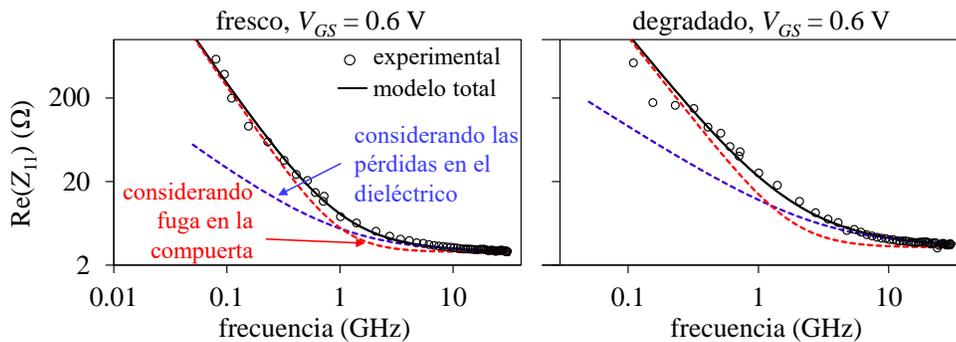


Figura 4.15 Correlación modelo-experimento de $\text{Re}(Z_{11})$, además comparación con las curvas cuando se considera solo el efecto G_{gx_leak} o G_{gx} independientemente.

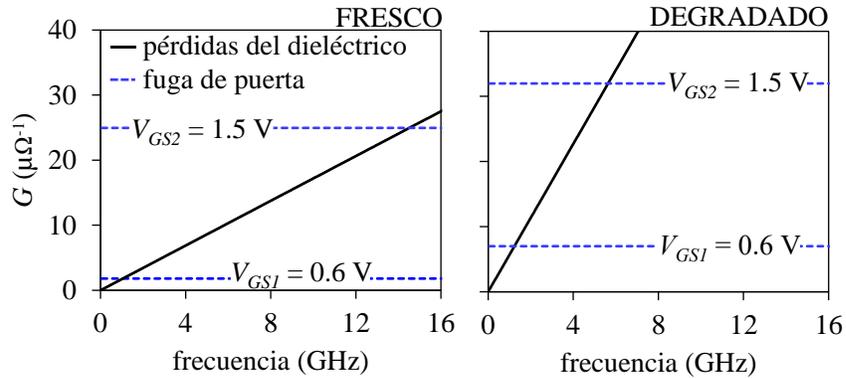


Figura 4.16 Curvas de la conductancia del óxido para el dispositivo fresco y $t_{\text{estrés}} = 9600$ s mostrando la variación de G con la frecuencia y la frecuencia de cruce donde las pérdidas del dieléctrico son iguales a las pérdidas por corriente de fuga.

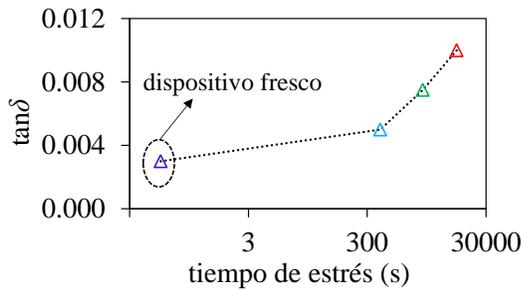


Figura 4.17 Curva de $\tan\delta$ que muestra el cambio al aumentar el tiempo de estrés del dispositivo.

fuga y por corrientes de polarización como se muestra en la Figura 4.16. Observar que el efecto de pérdida en el dieléctrico $\omega C_{gx} \tan\delta$ en la ecuación (4.10) es dependiente de la frecuencia, mientras que el efecto de fuga (G_{gx_leak}) es constante, esto se evidencia en la Figura 4.16. Además, en esta figura también se compara el cambio de la conductancia para el transistor fresco y degradado en función de la frecuencia para voltajes de polarización igual a 0.6 V y 1.5 V. Observar que el aumento en $\tan\delta$ producido por la degradación se refleja en una pendiente más pronunciada, al igual que el aumento en la conductancia debido a las corrientes de fuga. Finalmente, en la Figura 4.17 se comprueba el incremento de la tangente de pérdidas con respecto al tiempo de estrés del dispositivo mostrando efectivamente el impacto de la degradación en las características dieléctricas de los óxidos de película delgada. Estos resultados permiten concluir con los objetivos de la tesis al evaluar materiales dieléctricos donde si ocurren pérdidas por conducción.

4.6 Conclusiones

Como parte final del proyecto de doctorado se ha extendido la aplicación de técnicas experimentales de microondas al estudio de las propiedades de dieléctricos desarrollados con nanotecnología debido a su espesor. En este caso, a diferencia de las estructuras macroscópicas antes estudiadas en esta tesis, se hacen notables los fenómenos de conducción eléctrica, por lo que su identificación es relevante cuando los materiales tienen fines prácticos; por ejemplo, en la construcción de dispositivos semiconductores. Entonces, debido a su relevancia en la electrónica moderna, el estudio de las propiedades dieléctricas de estos materiales fue realizado en el contexto de la operación de MOSFETs avanzados. Se describió el origen de la degradación de las películas que forman el aislante de compuerta, verificando experimentalmente las implicaciones correspondientes en el rendimiento del dispositivo. En este respecto, se emplearon mediciones de parámetros-S bajo la condición de pequeña señal y cuando los MOSFETs no presentan amplificación, lo que permitió simplificar el análisis y proponer nuevos modelos para representar las características de entrada y salida del dispositivo.

CAPITULO 5

Conclusiones generales

El incremento exponencial de la velocidad de cómputo derivado colateralmente de la Ley de Moore ha tenido como consecuencia la ampliación de las condiciones de operación de los circuitos y sistemas electrónicos a algunas no vistas anteriormente. Por ejemplo, el amplio ancho de banda de las interconexiones entre dispositivos se encuentra dentro del rango de frecuencias de decenas de gigahertz. Entre las implicaciones de este hecho se cuenta que las ondas electromagnéticas interactúan con los materiales constituyentes de maneras que deben considerarse en las etapas de diseño. De otra manera, se corre el riesgo de sobreestimar las capacidades de los circuitos y no alcanzar el rendimiento esperado al llevar a cabo la implementación práctica correspondiente.

Uno de los efectos más importantes a considerar al trabajar con señales de microondas es el que se asocia con las pérdidas y retraso sufridos por las señales debido a la interacción con el material dieléctrico. Esto es relevante incluso en materiales de baja pérdida y específicamente diseñados para aplicaciones de alta frecuencia, como aquellos utilizados en la tecnología de empaquetados y PCBs. Por esta razón, en este proyecto de doctorado se llevó a cabo un análisis exhaustivo, sustentado físicamente y validado experimentalmente de las propiedades dieléctricas de materiales utilizados tanto en tecnología de PCB como en la implementación de MOSFETs de microondas.

Específicamente, se analizaron los dos principales efectos de pérdida en materiales dieléctricos empleados en dispositivos y circuitos de microondas. El primero de éstos es el producido por corrientes de polarización inducidas por los campos eléctricos variantes en el tiempo, y el otro debido a las corrientes de carga libre. Así, este proyecto de tesis contribuye al estado del arte al realizar una caracterización de los efectos de pérdida en PCBs y óxidos de compuerta de los transistores de escalas nanométricas. En este sentido, el propósito fue desarrollar metodologías de modelado para la extracción de la permitividad y tangente de pérdidas a partir de prototipos para pruebas eléctricas basadas en estructuras de líneas de transmisión. De hecho, fue posible extender la aplicación de estos modelos para representar el impacto del aumento de la temperatura en el rendimiento de interconexiones implementadas en tecnología de PCB.

Por otra parte, hay que tomar en cuenta que cualquier material que pueda ser considerado como predominantemente dieléctrico presentará también en alguna medida características de conductor. En este respecto, ya que en términos prácticos los materiales en PCB no permiten observar experimentalmente esta falta de idealidad en particular, se llevó a cabo un análisis adicional en estructuras en las que esto sí fuera posible. Las estructuras seleccionadas para realizar este trabajo complementario fueron las películas delgadas utilizadas en la implementación de MOSFETs nanométricos. Esto resultó en una propuesta para analizar por primera vez en el rango de las microondas la degradación del óxido de compuerta de un SOI-MOSFET debida a estrés eléctrico. Derivado del análisis correspondiente, se obtuvo un modelo de circuito equivalente para representar el efecto de conducción y de polarización en el óxido.

En resumen, en este proyecto se han propuesto no sólo modelos mejorados para representar dieléctricos empleados en la construcción de dispositivos e interconexiones de microondas, sino adicionalmente las metodologías para llevar a cabo la extracción de los parámetros correspondientes. Estos modelos han sido validados en el rango de las microondas y su aplicación se ha extendido a representaciones de la respuesta de interconexiones a distintas temperaturas, para el caso de PCBs, y para dieléctricos extremadamente delgados donde ocurre corriente de transporte de carga para el caso de transistores nanométricos. En las siguientes secciones se presentan conclusiones adicionales para cada uno de los temas abordados.

5.1 Caracterización y modelado de las propiedades dieléctricas en PCB

En este trabajo de tesis se presenta una caracterización de las propiedades de los materiales dieléctricos, y se proponen metodologías de modelado para representar la permitividad y la tangente de pérdidas tal como se describe en los Capítulos 2 y 3; esto fue posible a partir de la medición de parámetros-S en el rango de las microondas. En este sentido, la determinación de la constante de propagación fue fundamental para el desarrollo del proyecto ya que brinda información sobre la atenuación y el retardo de las señales que se propagan longitudinalmente a través de las interconexiones. A partir de esta, se identificaron y separaron los efectos asociados al conductor y al dieléctrico los cuales son esenciales para extraer de manera correcta las propiedades dieléctricas. En este trabajo se proponen dos métodos de extracción para la permitividad y la tangente de pérdidas, el primero considera líneas de diferentes

anchos mientras el segundo líneas de un ancho fijo. En el Capítulo 2, después de un análisis de las contribuciones de las pérdidas del conductor y dieléctrico relacionadas con la atenuación, se llegó a la conclusión de que, en el caso de una línea de transmisión con un ancho infinito, las pérdidas del dieléctrico son dominantes sobre las pérdidas del conductor, lo que permite desestimar estas últimas para proponer regresiones lineales basados en el ancho de las líneas para la extracción de la atenuación y la permitividad. Alternativamente, un segundo método propuesto considera mediciones de parámetros-S de una línea de un único ancho y mediciones a un valor específico de frecuencia de la permitividad relativa y la tangente de pérdidas del laminado dieléctrico. Ambos métodos implementados permitieron obtener con precisión las propiedades del dieléctrico en un rango de frecuencia de hasta 30 GHz.

Los métodos propuestos en el Capítulo 2, permitieron evaluar el impacto del aumento de la temperatura en los laminados de PCB como se describe en el Capítulo 3, lo que permitió el desarrollo de modelos dependientes de la temperatura y la frecuencia para la permitividad y los elementos *RLGC* del circuito equivalente de la línea. Por otra parte, se observó que la temperatura degrada las propiedades de los materiales afectando la propagación de las ondas electromagnéticas a través de las líneas. Esto se verificó a partir del análisis en el dominio del tiempo donde, a partir del diagrama de ojo se observó una disminución de la apertura ojo a medida que la temperatura aumentaba.

5.2 Caracterización de propiedades dieléctricas en películas delgadas

En el capítulo 4, se demostró que las películas dieléctricas delgadas presentan propiedades de conducción debido a corrientes de fuga y a corrientes de polarización. Por ejemplo, en materiales como los óxidos de compuerta en los transistores, se observó que existen corrientes de fuga en los dispositivos frescos y aún después de haber sido experimentado campos eléctricos de gran intensidad. Por otra parte, para el estudio de los efectos de conducción fue fundamental tener conocimientos de las propiedades de los dieléctricos, los transistores y los mecanismos de degradación. Además, se comprobó que a partir de mediciones en CC de la corriente de compuerta y de los parámetros-S, es posible cuantificar el impacto de HCI en el óxido. Lo que permitió finalmente proponer un modelo de circuito equivalente para representar el efecto de pérdida debido a corrientes de fuga. Adicionalmente, se comprobó que las mediciones de los transistores en condición de FET en frío presentan ventajas al despreciar los efectos

de ganancia, esto es de gran utilidad ya que facilita la extracción de los parámetros y permite representar modelos de una manera más simple. Esto permitió por primera vez la identificación del cambio de la tangente de pérdidas asociada a las corrientes de polarización la cual se advierte que aumenta con la degradación.

5.3 Investigación a futuro

Los materiales dieléctricos son ampliamente usados en el desarrollo y fabricación de diversos dispositivos en electrónica. De hecho, se ha estudiado que las propiedades dieléctricas como la permitividad y la tangente de pérdidas son de valores cada vez más pequeños para permitir un funcionamiento más eficiente de los dispositivos. Además, debido al aumento en la frecuencia de operación se acentúan efectos desconocidos que deben ser considerados y modelados para la extracción de los parámetros. Por lo tanto, es importante desarrollar nuevos métodos de extracción de las propiedades dieléctricas que abarque frecuencias de operación mucho más altas a las reportadas en este trabajo, así como estudiar y modelar efectos de orden superior; esto permitirá el desarrollo de nuevos materiales con aplicación en muy altas frecuencias.

Por otra parte, como investigación a futuro, resulta conveniente continuar el estudio de los efectos de conducción en películas delgadas. En este sentido, en este trabajo de tesis se analizó el efecto de HCI al estresar el transistor por el drenaje. Sin embargo, sería adecuado caracterizar el efecto de conducción en el óxido de compuerta al estresar el dispositivo bajo diferentes condiciones de polarización.

APÉNDICE A

Acrónimos

LIH (por sus siglas en inglés): lineal, isótropo y homogéneo

PCB (por sus siglas en inglés): tarjetas de circuito impreso

MOS: metal-óxido-semiconductor

OEM: onda electromagnética

EM: electromagnética

TEM: transversal electromagnético

VNA (por sus siglas en inglés): analizador de redes vectorial

HVLP (por sus siglas en inglés): extremadamente bajo perfil de rugosidad

TRL (por sus siglas en inglés): a través – reflector – línea

CC: corriente continua

HCI (por sus siglas en inglés): inyección de portadores calientes

SOI (por sus siglas en inglés): silicio sobre aislante

MOSFET (por sus siglas en inglés): transistor de efecto de campo metal-óxido-semiconductor

PD (por sus siglas en inglés): parcialmente agostado

RF: radiofrecuencia

GSG (por sus siglas en inglés): tierra-signal-tierra

LRM (por sus siglas en inglés): línea-reflector-carga acoplada

NC: no conducción

SDA: analizador de dispositivos semiconductores

APÉNDICE B

Parámetros

$\hat{\epsilon}_r$: permitividad relativa compleja

ϵ'_r : dispersión

ϵ''_r : disipación

$\tan\delta$: tangente de pérdidas

\hat{E} : campo eléctrico

\hat{H} : campo magnético

γ : constante compleja de propagación

α : atenuación

α_c : atenuación del conductor

α_d : pérdidas del dieléctrico

β : retraso o constante de fase

β_c : retraso del conductor

β_d : retraso del dieléctrico

w : ancho de la línea

l : longitud

h : espesor del dieléctrico

t : espesor del cobre

h_{rms} : altura media cuadrática

f : frecuencia

ω : frecuencia angular

c : velocidad de la luz

Z_c : impedancia característica

K_p : coeficiente de escala de la capacitancia

ϵ_0 : permitividad del vacío

t_r : tiempo de subida

R : resistencia

L : inductancia
 G : conductancia
 C : capacitancia
 T : temperatura
 S_{MM} : parámetros de modo mixto
 Z_{par} : impedancia en modo par
 γ_{par} : constante de propagación en modo par
 Z_{impar} : impedancia en modo impar
 γ_{impar} : constante de propagación en modo impar
 Z_{cc} : impedancia en modo común
 γ_{cc} : constante de propagación en modo común
 Z_{dd} : impedancia en modo diferencial
 γ_{dd} : constante de propagación en modo diferencial
 S_{dd} : parámetros-S en modo diferencial
 $\Delta\epsilon$: diferencia entre el valor inicial y final de ϵ_r' experimental
 ϵ_{∞} : valor asintótico de ϵ_r' a altas frecuencias
 v_p : velocidad de fase
 ρ : resistividad
 μ_0 : permeabilidad del vacío
 p : perímetro
 R_{liso} : resistencia para una superficie lisa
 I_G : corriente de compuerta
 V_{GS} : voltaje entre compuerta y fuente
 I_{DS} : corriente de drenaje
 V_{DS} : voltaje de drenaje
 $V_{estrés}$: voltaje de estrés
 V_T : voltaje de umbral
 t_{ox} : espesor del óxido
 W : ancho de la compuerta
 Z_{in} : impedancia de entrada

Z_{out} : impedancia de salida
 R_g : resistencia de compuerta
 R_s : resistencia de fuente
 R_d : resistencia de drenaje
 C_{gg} : capacitancia del óxido
 R_{ch} : resistencia de canal
 R_{in} : resistencia de entrada
 R_{out} : resistencia de salida
 R_{ox} : resistencia de óxido
 C_x : capacitancia intrínseca efectiva con el puerto de entrada en condición de circuito abierto
 L_{eff} : longitud de canal
 W_{eff} : ancho efectivo del canal
 μ_{eff} : movilidad efectiva de los portadores de carga
 C_{ds} : capacitancia de drenaje-fuente
 C_{gs} : capacitancia de compuerta-fuente y compuerta-drenaje
 C_{gd} : capacitancia de compuerta-drenaje
 R_{gs_ox} : resistencia de óxido de compuerta-fuente
 R_{gd_ox} : resistencia de óxido de compuerta-drenaje
 Y_{gx} : admitancia
 G_{gx_leak} : conductancia por efecto de corrientes de fuga
 G_{gx} : conductancia por la corriente de polarización de los dipolos del dieléctrico

Lista de figuras

CAPÍTULO 1

Figura 1.1 Corte transversal de dispositivos electrónicos mostrando materiales dieléctricos: (a) línea de transmisión fabricada en PCB [7], y (b) un MOSFET nanométrico [11]. 17

Figura 1.2 Orientación de los dipolos en un laminado dieléctrico antes y después de ser expuesto a un campo eléctrico. 19

Figura 1.3 Tangente de pérdidas definida en términos de las componentes real e imaginaria de la permitividad compleja. 20

Figura 1.4 Representación conceptual de la dependencia de la permitividad compleja con la frecuencia y los diferentes mecanismos dieléctricos. 21

Figura 1.5 Perspectiva y sección transversal de una línea de terminación simple de microcinta. 25

Figura 1.6 Estructura básica y configuración de los campos electromagnéticos en una línea de transmisión de microcinta y una de cinta. 26

CAPÍTULO 2

Figura 2.1 Diagrama básico que ilustra la vista de la sección transversal de las líneas de transmisión de cinta acompañado de una fotografía del prototipo real que muestra la ubicación de tres de estas líneas. 32

Figura 2.2 Descripción de la medición: (a) representación de la línea dispuesta longitudinalmente indicando los planos de medición, y (b) configuración del VNA, las sondas y la estructura de medición. 33

Figura 2.3 Implementación del modelo para líneas de $w = 0.26$ mm: (a) determinación de los

parámetros K_1 , K_2 , and K_3 , y (b) correlación del modelo-experimento para α	36
Figura 2.4 Regresiones en función del ancho de las líneas usadas para obtener las constantes de (2.6) y (2.7).	36
Figura 2.5 Curvas de la permitividad compleja y la tangente de pérdidas obtenidas de la metodología propuesta e implementando un modelo causal.....	39
Figura 2.6 Correlación entre datos experimentales y el modelo para curvas de atenuación total, junto con la comparación de α_d obtenido del método propuesto y el modelo de permitividad causal.....	39
Figura 2.7 Correlación de la impedancia característica extraída de datos experimentales y la obtenida de la ecuación (2.10).	41
Figura 2.8 Validación de la implementación del modelo causal, con la respuesta generada por ADS al aplicar un estímulo escalón.	41
Figura 2.9 Extracción de parámetros del modelo de atenuación para una línea con ancho $w = 0.23$ mm: (a) obtención de $a_0 = 8.1 \times 10^{-6}$ (Np/m·Hz ^{-1/2}), y (b) obtención de $a_1 = 9 \times 10^{-12}$ (Np/m·Hz ⁻¹).	45
Figura 2.10 Curvas de permitividad para una línea con ancho $w = 0.23$ mm.	45
Figura 2.11 Curvas de permitividad y tangente de pérdidas obtenidas de la metodología propuesta comparadas con un modelo causal multi-polo de Debye para líneas de diferentes anchos.	46
Figura 2.12 Curvas de impedancia característica obtenidas a partir de los parámetros del método propuesto, de simulaciones y de datos experimentales.	47
Figura 2.13 Representación distribuida de los elementos <i>RLGC</i> de una línea de transmisión en PCB.	48
Figura 2.14 Correlación de los parámetros <i>RLGC</i> para líneas de diferente ancho obtenidos del método propuesto y de parámetros experimentales: (a) resistencia e inductancia, y (b) conductancia y capacitancia.	49

CAPÍTULO 3

- Figura 3.1 Representación de la sección transversal de las líneas de transmisión acopladas implementadas en el prototipo: (a) descripción de las dimensiones y organización de los planos dentro del prototipo, y (b) simulación EM de las líneas mostrando la magnitud del campo eléctrico. 54
- Figura 3.2 Imágenes descriptivas del prototipo: (a) almohadillas de la estructura de la línea serpenteada usada para calentar las líneas de transmisión, así como la ubicación de las almohadillas para poner los conectores, y (b) localización de las vías térmicas ubicadas en la parte posterior de la tarjeta donde se colocan los sensores térmicos. 55
- Figura 3.3 Descripción de la sección transversal del prototipo, ubicación de los conectores y fuente externa. 56
- Figura 3.4 Modos de propagación fundamentales en las líneas acopladas: (a) modo par, y (b) modo impar. 57
- Figura 3.5 Configuración de las líneas para enviar señales en modo par e impar, (a) modo común, and (b) modo diferencial. 57
- Figura 3.6 Curvas de ϵ_r' y $\tan\delta$ obtenidas experimentalmente para el laminado dieléctrico del prototipo implementado y a diferentes temperaturas. 59
- Figura 3.7 Velocidad de fase en el laminado dieléctrico normalizada a la velocidad de la luz en el vacío. 60
- Figura 3.8 Curvas de atenuación obtenidas del modelo implementado, (a) curvas de α_c y α_d a diferentes temperaturas, y (b) correlación entre modelo y experimento para la atenuación total. 61
- Figura 3.9 Parte real e imaginaria de la impedancia en modo diferencial para diferentes temperaturas. 62
- Figura 3.10 Implementación del modelo dependiente de la temperatura para G y C : (a) curvas de las

regresiones para obtener los parámetros ϵ_{∞} y $\Delta\epsilon$, y (b) correlación del modelo-experimento de G y C .
 64

Figura 3.11 Implementación del modelo dependiente de la temperatura para R y L : (a) ajuste constante de $R(T)/T(T=23^{\circ}\text{C})$ a diferentes temperaturas, (b) regresión lineal para determinar los parámetros de R y (c) correlación del modelo-experimento de R y L 66

Figura 3.12 Respuesta al pulso de la interconexión para dos longitudes de línea y diferentes temperaturas. 67

Figura 3.13 Simulación de ADS que muestra el diagrama de ojo obtenido de la interconexión para evaluar la degradación de la apertura al aumentar la temperatura. 68

CAPÍTULO 4

Figura 4.1 Dispositivo bajo prueba: (a) representación simplificada del patrón geométrico, que muestra la conexión de la compuerta, y (b) foto capturada desde una cámara del dispositivo mientras se mide.
 72

Figura 4.2 Descripción de la prueba para determinar el voltaje de rompimiento del dispositivo: (a) configuración de las terminales del dispositivo para realizar la prueba de rompimiento, y (b) curva que muestra el voltaje V_D de rompimiento para cuatro dispositivos diferentes. 73

Figura 4.3 Voltaje de estrés definido 100 mV por debajo del voltaje mínimo de rompimiento. 73

Figura 4.4 Descripción de los experimentos: a) representación de la conexión del VNA y el SDA, y b) diagrama de flujo que describe el ciclo de mediciones y degradaciones del dispositivo. 73

Figura 4.5 Representación del impacto de la degradación HCI en estado de no conducción que genera la degradación del óxido y la reducción de la movilidad en la región del canal. 75

Figura 4.6 Circuito equivalente de la impedancia de entrada de un transistor en configuración de modo común y fuerte inversión, y representación del impacto de la degradación de la resistencia de entrada

en función de la frecuencia..... 76

Figura 4.7 Circuito equivalente de la impedancia de salida del transistor en configuración de modo común y fuerte inversión, y bosquejo del diagrama Smith que muestra el cambio en la resistencia de canal al aumentar el tiempo de degradación. 78

Figura 4.8 Circuito equivalente del transistor operando en condición FET en frío ($V_{DS} = 0$ V y $V_{GS} > V_T$)..... 79

Figura 4.9 Parámetros-S de dos puertos medidos de un transistor en condición FET en frío vistos en la carta Smith considerando el dispositivo fresco y desgrado después de 9600 s..... 79

Figura 4.10 Curvas para el cálculo R_{ox} de mediciones en CC para diferentes tiempos de degradación: (a) $I_G - V_{GS}$, y (b) R_{ox} calculada de (4.7). Además, correlación con el modelo de Pool-Frenkel y los datos experimentales. 80

Figura 4.11 Correlación entre modelo-experimento de $\text{Re}(Z_{11})$ para el transistor fresco y considerando tres degradaciones para un voltaje $V_{GS} = 0.75$ V..... 81

Figura 4.12 Respuesta de la $\text{Re}(Z_{11})$ y las capacitancias del circuito equivalente al aumentar el voltaje V_{GS} . (a) $\text{Re}(Z_{11})$ para diferentes V_{GS} y $t_{strés} = 9600$ s, (b) C_{gg} extraída de pequeña señal y (c) C_{ds} extraída de pequeña señal..... 82

Figura 4.13 Circuito equivalente representativo del transistor y el óxido en condición de FET en frío, (a) circuito propuesto del transistor removiendo las resistencias de R_d , R_s y R_g , y (b) circuito equivalente de la admitancia Y_{gx} que incluye el efecto de la corriente de fuga y las características dieléctricas..... 83

Figura 4.14 Curva mostrando la extracción de G_{gx_leak} a bajas frecuencias, y la correlación entre el modelo y los datos experimentales de $\text{Re}(1/Z_{11})$ para un $V_{GS} = 0.6$ V..... 83

Figura 4.15 Correlación modelo-experimento de $\text{Re}(Z_{11})$, además comparación con las curvas cuando

se considera solo el efecto G_{gx_leak} o G_{gx} independientemente..... 84

Figura 4.16 Curvas de la conductancia del óxido para el dispositivo fresco y $t_{estrés} = 9600$ s mostrando la variación de G con la frecuencia y la frecuencia de cruce donde las pérdidas del dieléctrico son iguales a las pérdidas por corriente de fuga. 85

Figura 4.17 Curva de $\tan\delta$ que muestra el cambio al aumentar el tiempo de estrés del dispositivo... 85

Referencias

- [1] R. S. Rao, Microwave engineering, PHI Learning PVT. Ltd, 2015.
- [2] R. Galvan, «Dieléctricos [Tesis, Universidad Nacional de Ingeniería].», 1971. [En línea]. Available: <http://hdl.handle.net/20.500.14076/24488>. [Último acceso: agosto 2023].
- [3] J-J. Xie, H.-W. Liu , «Analytical study of Bragg resonances by a finite periodic array of congruent trapezoidal bars or trenches on a sloping seabed,» *Applied Mathematical Modelling*, vol. 119, pp. 717-735, 2023.
- [4] O. Huber, T. Faseth, G. Magerl y H. Arthaber, «Dielectric Characterization of RF-Printed Circuit board materials by microstrip transmission lines and conductor-backed coplanar waveguides up to 110 GHz,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 66, n° 1, pp. 237-244, 2018.
- [5] R. Murphy, Teoría electromagnética, México: Editorail Trillas, 2001.
- [6] O. Koutsos, F. F. Manzillo, A. Clemente and R. Sauleau, «Analysis, Rigorous Design, and Characterization of a Three-Layer Anisotropic Transmitarray at 300 GHz,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 70, n° 7, pp. 5437-5446, 2022.

- [7] L. Ritchey, J. Zasio, R. Pangier and G. Partida, «High speed signal path losses as related to PCB laminate type and copper roughness,» de *Designcon*, Santa Clara, 2013.
- [8] B. Razavi, *Design of analog CMOS integrated circuits*, New York: McGraw-Hill, 2015.
- [9] B. Razavi, *Design of analog CMOS integrated circuits*, New York, USA: McGrawHill, 2000.
- [10] V. Adamec, J. Calderwood , «Electrical conduction in dielectrics at high fields,» *Journal of Physics D: Applied Physics*, vol. 8, n° 5, pp. 551-560, 1975.
- [11] P. Srinivasan, «RF Silicon Technologies and its Reliability for sub-6GHz and mmWave 5G applications,» de *5th IEEE Electron Devices Technology & Manufacturing Conference (EDTM)*, Chengdu, China, 2021.
- [12] A. Jonscher, «Low-loss dielectrics,» *Journal of Materials Science* , vol. 34, p. 3071–3082, 1999.
- [13] P. Narayanan, «Microstrip Transmission Line Method for Broadband Permittivity Measurement of Dielectric Substrates,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, p. 2784–2790, 2014.
- [14] K. Szostak and P. Słobodzian, «Broadband Dielectric Measurement of PCB and Substrate Materials by Means of a Microstrip Line of Adjustable Width,» *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 28, p. 945–947, 2018.
- [15] B. Hargin and D. DeGroot, «Apples-to-apples laminate characterization,» de *DesignCon*, Santa Clara, USA, 2019.
- [16] W. Hoon, S. Jack, M. Malek, and N. Hasssan, «Alternatives for PCB Laminates: Dielectric Properties' Measurements at Microwave Frequencies,» de *Dielectric Material*, 2012, p. 91–93.
- [17] G. Zhang, D. Brannum, D. Dong, L. Tang, E. Allahyarov, S. Tang, K. Kodweis, J. Lee, and L. Zhu, «Interfacial polarization-induced loss mechanisms in polypropylene/BaTiO₃ nanocomposite dielectrics,» *Chemistry of Materials*, vol. 28, p. 4646–4660, 2016.
- [18] D. Pozar, *Microwave engineering*, US: John Wiley & Sons, 2011.
- [19] J. Sharma, M. Choate, S. Peters, and W. La Crosse, «Laminate materials with low dielectric properties,» *IPC Printed Circuit Expo*, 2002.
- [20] X. Yang, X. Liu, S. Yu, L. Gan, J. Zhou, Y. Zeng, «Permittivity of Undoped Silicon in the Millimeter Wave Range,» *Electronics*, vol. 8, 2019.
- [21] A. Koul, M. Y. Koledintseva, S. Hinaga, and J. L. Drewniak, «Differential Extrapolation Method for Separating Dielectric and Rough Conductor Losses in Printed Circuit Boards,» *IEEE Transactions on electromagnetic compatibility*, vol. 54, n° 2, p. 421–433, 2012.
- [22] S. Yong, V. Khilkevich, Y. Liu, H. Gao, S. Hinaga, S. De, D. Padilla, D. Yanagawa and J. Drewniak, «Dielectric Loss Tangent Extraction Using Modal Measurements and 2-D Cross-Sectional Analysis for Multilayer PCBs,» *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 62, n° 4, p. 1278–1292, 2020.
- [23] C. Morgan, «Solutions for causal modeling and a technique for measuring causal broadband dielectric properties.,» de *DesignCon*, 2008.
- [24] F.-C. Chiu, and C.-H. Shih, «A Review on Conduction Mechanisms in Dielectric Films,» *Advances in Materials Science and Engineering*, pp. 1687-8434, 2014.
- [25] A. Deutsch, C. Surovic, R. Krabbenhoft, G. Kopcsay, and B. Chamberlin, «Prediction of losses caused by roughness of metallization in printed-circuit boards,» *IEEE transactions on advanced*

- packaging, vol. 30, n° 2, pp. 279-287, 2007.
- [26] W. Lim, M. Jaafar, K. Ishak, K. Chinniah and W. Chan, «Recent developments in advanced polymeric materials for solder mask application: Progress and challenges,» *Journal of Science: Advanced Materials and Devices*, vol. 8, pp. 2468-2179, 2023.
- [27] B. Curran, J. Reyes, C. Tschoban, J. Hofer, A. Grams, F. Wust, M. Hutter, J. Leib, M. Martinez-Vazquez, R. Baggen, I. Ndip, and K.-D. Lang, «Development and validation of a chip integration concept for multi-die GaAs front ends for phased arrays up to 60 GHz,» *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 8, n° 7, p. 1231–1240, 2018.
- [28] A. Sohail, H. Khan, U. Khan, M. Khattak, N. Saleem and J. Nasir, «Design and analysis of a novel patch antenna array for 5g and millimeter wave applications,» de *2nd International Conference on Computing, Mathematics and Engineering Technologies (iCoMET)*, Sukkur, Pakistan, 2019.
- [29] V. Dmitriev-Zdorov and L. Simonovich, «Causal version of conductor roughness models and its effect on characteristics of transmission lines,» de *26th IEEE Conference on Electrical Performance of Electronic Packaging and Systems*, San Jose, USA, 2017.
- [30] C. Gallagher, N. Cole, P. Savage, C. Mckeever, J. Sambles and A. Hibbins, «A broadband stripline technique for characterizing relative permittivity and permeability,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 67, n° 1, p. 231–238, 2019.
- [31] B. Huang, X. Wang, and G. Vandenbosch, «Simple conductor roughness modeling for microstrip lines,» *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 61, n° 8, p. 1999–2002, 2019.
- [32] Y. Cai, H. Lu, J. Fran, T. Cheng and T. Lin, «LTCC dielectric constant and loss tangent extraction by thru-line method in stripline,» de *IEEE Electrical Design of Advanced Packaging and Systems (EDAPS)*, Kaohsiung, Taiwan, 2019.
- [33] Y. Shlepnev, «Unified approach to interconnect conductor surface roughness modelling,» de *IEEE Conference Electrical Performance of Electronic Packaging and Systems (EPEPS)*, San Jose, US, 2017.
- [34] Y. Kato and M. Horibe, «New permittivity measurement methods using resonant phenomena for high-permittivity materials,» *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 66, n° 6, p. 1191–1200, 2017.
- [35] A. Rashidian, L. Shafai, D. Klymyshyn, and C. Shafai, «A fast and efficient free-space dielectric measurement technique at mm-wave frequencies,» *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, p. 2630–2633, 2017.
- [36] X. Liu, Y. Zhong, Y. Cheng, and Y. Fan, «W-band characterization of dielectric constant and loss tangent based on substrate integrated non-radiating dielectric guide resonator method,» de *Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation*, Harbin, China, 2014.
- [37] K. Haddadi and T. Lasri, «Geometrical optics-based model for dielectric constant and loss tangent free-space measurement,» *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 63, n° 7, p. 1818–1823, 2014.
- [38] M. Koledinstseva, A. Rakov, A. Koledinstseva, J. Drewniak, and S. Hinaga, «Improved experiment-based technique to characterize dielectric properties of printed circuit boards,» *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 56, n° 6, p. 1559–1566, 2014.

- [39] A. Rakov, S. De, M. Koledintseva, S. Hinaga, J. Drewniak, and R. Stanley, «Quantification of conductor surface roughness profiles in printed circuit boards,» *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2015.
- [40] M. Koledintseva, T. Vincent, A. Ciccomancini, and S. Hinaga, «Method of effective roughness dielectric in a PCB: Measurement and full-wave simulation verification,» *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 57, n° 4, p. 807–814, 2015.
- [41] D. DeGroot, J. Jargon, and R. Marks, «Multiline TRL revealed,» de *ARFTG Conf. Dig*, Washington, D.C., 2002.
- [42] Isola-group, «Data sheet of Astra MT77 laminate,» 2021. [En línea]. Available: <https://www.isola-group.com/wp-content/uploads/data-sheets/astra-mt77-laminate-and-prepreg.pdf>.
- [43] IPC, «IPC-TM-650 Test Methods Manual 2.5.5.5,» [En línea]. Available: https://www.ipc.org/sites/default/files/test_methods_docs/2-5_2-5-5-5.pdf. [Último acceso: 30 January 2022].
- [44] J. Marshall, «Measuring copper surface roughness for high speed applications,» de *IPC*, 2015.
- [45] J. Reynoso-Hernandez, «Unified method for determining the complex propagation constant of reflecting and nonreflecting transmission lines,» *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 13, n° 8, p. 351–353, 2003.
- [46] Y. Liu, S. Yong, H. Gao, S. Hinaga, D. Padilla, D. Yanagawa, J. Drewniak and V. Khilkevich, «S-parameter de-embedding error estimation based on the statistical circuit models of fixtures,» *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 62, n° 4, p. 1459–14, 2020.
- [47] Y. Rodríguez-Velásquez, S. Sejas-García and R. Torres-Torres, «A method of differences for determining the propagation constant from multiline measurements,» *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 30, n° 3, p. 300–303, 2020.
- [48] A. Horn III, W. Reynolds, P. LaFrance, and J. Rautio, «Effect of conductor profile on the insertion loss, phase constant, and dispersion in thin high frequency transmission lines,» de *DesignCon*, Santa Clara, USA, 2010.
- [49] M. Koledintseva, A. Koul, S. Hinaga, and J. Drewniak, «Differential and extrapolation techniques for extracting dielectric loss of printed circuit board laminates,» de *IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium Digest*, Baltimore, 2011.
- [50] B. Curran, I. Ndip, S. Guttowski, and H. Reichl, «A methodology for combined modeling of skin, proximity, edge, and surface roughness effects,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, n° 9, p. 2448–2455, 2010.
- [51] A. Djordjevic, R. Biljic, V. Likar-Smiljanic, and T. Sarkar, «Wideband frequency-domain characterization of FR-4 and time-domain causality,» *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 43, n° 4, p. 662–667, 2001.
- [52] M. Cauwe and J. De Baets, «Broadband material parameter characterization for practical high-speed interconnects on printed circuit board,» *IEEE Transactions on Advanced Packaging*, vol. 31, n° 3, p. 649–656, 2008.
- [53] R. Torres-Torres, «Extracting characteristic impedance in low-loss substrates,» *Electronics Letters*, vol. 47, n° 3, p. 191–193, 2011.
- [54] W. Eisenstadt and Y. Eo, «S-parameter-based IC interconnect transmission line characterization,» *IEEE Transactions on Components, Hybrids, and Manufacturing*

- Technology*, vol. 15, n° 4, p. pp. 483–490, 1992.
- [55] D. Kaller, C. Schuster, Y. Kwark, D. Altabella, B. Truong, Z. Chen, A. Haridass, and E. Klink, «Using S-parameters successfully in time domain link simulations,» de *IEEE Conference on Electrical Performance of Electronic Packaging and Systems*, 2005.
- [56] M. Koledintseva, J. Drewniak, S. Hinaga, F. Zhou, A. Koul, and A. Gafarov, «Experiment-based separation of conductor loss from dielectric loss in PCB striplines,» de *DesignCon*, Santa Clara, USA, 2011.
- [57] S. Jin, B. Chen, X. Fang, H. Gao, and J. Fan, «Improved ‘root-omega’ method for transmission-line based material property extraction for multilayer PCBs,» *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 59, n° 4, p. 1356–1367, 2017.
- [58] J. Baker-Jarvis, M. Janezic and D. Degroot, «High-frequency dielectric measurements,» *IEEE Instrumentation & Measurement Magazine*, vol. 13, n° 2, p. 24–31, 2010.
- [59] J. del-Rey, Z. Brito-Brito, J. Rayas-Sánchez and N. Izquierdo, «Temperature effects in automotive-grade high speed interconnects,» de *IEEE MTT-S Latin America Microwave Conference*, Puerto Vallarta, Mexico, 2016.
- [60] S. Pathania, B. Mutnury, M. Vasa, V. Kumar, S. Muthusamy, S. P K, and R. Sharma, «Thermal sensitivity of dielectric materials in high-speed designs,» de *IEEE Conference on Electrical Performance of Electronic Packaging and Systems*, San Jose, USA, 2020.
- [61] J. Lai and T. Lin, «System operating environment effect on PCB material electrical property,» de *Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Shenzhen, China, 2016.
- [62] K.-F. Full and S.-J. Yan, «Characterizing the temperature-dependent electrical properties of PCB interconnects based on various resins,» de *International Microsystems, Packaging, Assembly and Circuits Technology*, Taipei, Taiwan, 2014.
- [63] S. Pathania, M. Vasa, B. Mutnury and R. Sharma, «Thermal impact on high speed PCB interconnects,» de *IEEE Conference on Electrical Performance of Electronic Packaging and Systems*, Montreal, Canada, 2019.
- [64] B. Ravelo, A. Thakur, A. Saini and P. Thakur, «Microstrip dielectric substrate material characterization with temperature effect,» *Applied Computational Electromagnetics Society Journal*, vol. 30, n° 12, pp. 1322-1328, 2015.
- [65] W. Fan, A. Lu, L. Wai, B. Lok, «Mixed-Mode S-Parameter Characterization of Differential Structures,» de *Electronics Packaging Technology Conference*, 2003.
- [66] S. Hall y H. Heck, , *Advanced Signal Integrity for High Speed Digital Desings*, New Jersey: Wiley, 2009.
- [67] G. H. y. J. M. S. Hall, *High Speed Digital System*.
- [68] D. Chaparro-Ortiz, «Modelo escalable y dependiente de frecuencia para la representación de líneas de transmisión acopladas en tecnología de PCB,» Puebla, Mexico, 2019.
- [69] E. Y. Terán-Bahena and R. Torres-Torres, «Impact of neglecting the metal losses on the extraction of the relative permittivity from PCB transmission line measurements,» de *International Caribbean Conference on Devices, Circuits and Systems*, 2017.
- [70] D. Min, S. Li, N. Hirai, and Y. Ohki, «Dielectric spectroscopic analysis of degradation in ethylene-propylene-diene copolymer,» *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical*

- Insulation*, vol. 23, n° 6, p. 3620–3630, 2016.
- [71] D. Min, C. Yan, Y. Huang, S. Li, and Y. Ohki, «Dielectric and carrier transport properties of silicone rubber degraded by gamma irradiation,» *Polymer*, vol. 9, n° 10, p. 533–548, 2017.
- [72] X. Ye, «De-embedding errors due to inaccurate test fixture characterization,» *IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine*, vol. 1, n° 4, p. 75–78, 2012.
- [73] R. B. Marks, «A multiline method of network analyzer calibration,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 39, n° 7, p. 1205–1215, 1991.
- [74] S. Hinaga, M. Y. Koledintseva, J. L. Drewniak, A. Koul, and F. Zhou, «Thermal effects on PCB laminate material dielectric constant and dissipation factor,» de *Technical conference IPC Expo/APEX*, Las Vegas, USA, 2010.
- [75] M. Carpio, «Evaluación de desempeño de los controladores digitales PID y predictivo tolerante a fallas, aplicados al control de nivel del líquido en un tanque,» Cuenca, Ecuador, 2013.
- [76] X. Ding, G. Niu, H. Zhang, W. Wang, K. Imura, and F. Dai, «Impact of non-conducting RF and DC hot carrier stresses on FinFET reliability for RF power amplifiers,» de *IEEE Symposium on Radio Frequency Integrated Circuits*, Denver, USA, 2022.
- [77] A. Cattaneo, S. Pinarello, J.-E Mueller, and R. Weigel, «Impact of DC and RF non-conducting stress on nMOS reliability,» de *IEEE International Reliability Physics Symposium*, Monterey, USA, 2015.
- [78] A. Ortiz-Conde, A. Sucre-González, R. Torres-Torres, J. Molina, R. Murphy-Arteaga, F. García-Sánchez, «Conductance-to-Current-Ratio-Based Parameter,» *IEEE Transactions on electron devices*, vol. 63, n° 10, p. 3844–3849, 2016.
- [79] R. van Langevelde, A. Scholten, R. Duffy, F. Cubaynes, M. Knitel, and D. Klaassen, «Gate current: modeling, delta L extraction and impact on RF performance,» de *International Electron Devices Meeting. IEDM Technical Digest*, 2001.
- [80] D. Schreurs, L. Pantisano, and B. Kaczer, «Analysing impact of MOSFET oxide breakdown by small- and large-signal HF measurements,» de *ARFTG Microwave Measurements Conference*, Orlando, USA, 2004.
- [81] R. Degraeve, B. Kaczer, A. De Keersgieter, and G. Groeseneken, «Relation between breakdown mode and breakdown location in short channel NMOSFETs and its impact on reliability specifications,» de *IEEE International Reliability Physics Symposium*, Orlando, USA, 2001.
- [82] G. -B. Choi, S. -H. Hong, S. -W. Jung, H. -S. Kang, and Y. -H. Jeong, «RF capacitance extraction utilizing a series resistance deembedding scheme for ultraleaky MOS devices,» *IEEE Electron Device Letters*, vol. 29, n° 3, p. 238–241, 2008.
- [83] F. Zárate-Rincón, R. Torres-Torres, and R. S. Murphy-Arteaga, «Consistent DC and RF MOSFET modeling using an S -Parameter measurement-based parameter extraction method in the linear region,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, n° 12, pp. 4255–4262, 2015.
- [84] D. Varghese, H. Kufluoglu, V. Reddy, H. Shichijo, D. Mosher, S. Krishnan, and M. Alam, «Off-State degradation in drain-extended NMOS transistors: interface damage and correlation to dielectric breakdown,» *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 54, n° 10, 2007.
- [85] E. Torres-Rios, R. Torres-Torres, G. Valdovinos-Fierro, and E. Gutierrez-D, «A method to determine the gate bias-dependent and gate bias-independent components of MOSFET series

resistance from S-parameters,» *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 53, n° 3, pp. 571-573, 2006.

- [86] G. Alvarez, R. Torres, and R. Murphy, «Using S-parameter measurements to determine the threshold voltage, gain factor, and mobility degradation factor for microwave bulk-MOSFETs,» *Microelectronics Reliability*, vol. 51, n° 2, p. 342–349, 2011.
- [87] S. -C. Wang, P. Su, K. -M. Chen, C. -T. Lin, V. Liang, and G. -W. Huang, «On the RF extrinsic resistance extraction for partially-depleted SOI MOSFETs,» *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17, n° 5, pp. 364-366, 2007.