



INAOE

**Determinación de la impedancia
característica de líneas de transmisión en
PCB considerando el efecto de las
pérdidas debidas al conductor**

por

María Teresa Serrano Serrano

Tesis sometida como requisito parcial
para obtener el grado de

**Maestra en Ciencias en la Especialidad de
Electrónica**

En el

**INSTITUTO NACIONAL DE
ASTROFÍSICA, ÓPTICA Y ELECTRÓNICA**

Agosto de 2019
Tonantzintla, Puebla

Supervisada por:
Dr. Reydezel Torres Torres

©INAOE 2019

Derechos Reservados

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



RESUMEN

En circuitos electrónicos con aplicaciones de cómputo de alta velocidad, la transmisión de datos a través las interconexiones presentes en placas de circuito impreso o PCB, se encuentran dentro del rango de frecuencias de las microondas. Como consecuencia, para llevar a cabo el análisis que permita su diseño, dichas interconexiones se tratan como líneas de transmisión que se pueden caracterizar a partir de sus parámetros fundamentales (i.e., la constante de propagación y la impedancia característica). Con este propósito, se han desarrollado por distintos grupos de investigación métodos experimentales para su obtención. Sin embargo, para el caso de la impedancia característica, el problema no ha sido resuelto debido a su difícil determinación por el considerable efecto de las transiciones eléctricas requeridas para la medición de las estructuras de prueba necesarias.

En este trabajo se presenta una propuesta para obtener de manera experimental la impedancia característica, la cual es crucial conocer para evitar reflexiones y desacoplamientos en el sistema; además de que a partir de ésta, se puede realizar una caracterización adecuada de las interconexiones.

A pesar de que existen distintos métodos para calcular la impedancia característica a partir directamente los parámetros S medidos o bien, a partir de la constante de propagación, la principal motivación de este trabajo consiste en incluir en este proceso efectos previamente despreciados, como el de las pérdidas introducidas por el material conductor. Esto se logra añadiendo el término de las pérdidas debidas al conductor que no ha sido considerado anteriormente. Dicho método propuesto es físicamente fundamentado y se comprueba con distintos prototipos diferentes entre sí, variando la longitud, ancho de línea y posiciones de las líneas de transmisión, así como también el patrón del tejido de fibra de vidrio y el contenido de resina empleado en la construcción del laminado dieléctrico. Al final, se obtiene a una buena correlación entre el modelo y los datos obtenidos de manera experimental, con un error máximo menor al 1.5 %.

ABSTRACT

Data transmission through PCB interconnects falls within the microwave frequency range for circuits used in high speed computing applications. In consequence, for carrying out the analysis that allows for the corresponding design, these interconnections are treated as transmission lines that can be characterized from their fundamental parameters (i.e., the propagation constant and characteristic impedance). With this purpose, several research groups have developed experimentally-based methods for obtaining these parameters. Nonetheless, for the case of the characteristic impedance, the problem has not been solved due to the difficult determination introduced by the effect of the electrical transitions required for measuring the required test structures.

In this work, a proposal for experimentally obtaining the characteristic impedance is presented, whose knowledge is crucial for avoiding signal reflections and unmatched transitions within the system; besides, once the characteristic impedance is known, the appropriate characterization of the interconnects can be performed.

Even though there exist different methods for calculating the characteristic impedance either from measured S-parameters or from propagation constant data, the main motivation of this work consists of including in the data processing previously neglected effects, such as the losses introduced by the conductor materials. This is achieved by including a term associated to the conductor losses that has not been previously considered. This method is physically based and is verified in different prototypes in which the line length and width, the position of the lines within the PCB, as well as the fiber weave pattern and the resin content of the dielectric laminate. Finally, good model–experiment correlation is achieved, where the maximum observed error is 1.5%.

AGRADECIMIENTOS

A mi familia, por todo el apoyo brindado durante toda mi formación.

Al Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica por darme la oportunidad de contribuir a la ciencia en sus instalaciones.

Al Dr. Reydezel Torres Torres, por toda su dedicación, apoyo y paciencia al guiarme durante mis estudios de maestría.

A mis profesores y sinodales de tesis, Dr. Roberto S. Murphy Arteaga, Dr. Mario Moreno Moreno y Dr. Miguel Ángel Tlaxcalteco Matus, por la revisión y contribución a este trabajo de tesis.

Al CONACYT por la beca otorgada para continuar los estudios de posgrado.

A mi compañera Alejandra, quien fue de gran apoyo durante los estudios de maestría al compartir el mismo interés en esta área del conocimiento.

Y finalmente, a todos mis amigos y compañeros de maestría, quienes recorrieron junto conmigo este camino desde un inicio.

CONTENIDO

CAPÍTULO 1: CONTEXTO.....	1
1.1 Introducción.....	1
1.2 Interconexiones en PCB	2
1.3 Motivación.....	3
1.4 Objetivo de tesis	4
CAPÍTULO 2: CARACTERIZACIÓN EXPERIMENTAL DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN EN PCB.....	5
2.1 Introducción.....	5
2.2 Parámetros fundamentales de una línea de transmisión homogénea.....	5
2.2.1 Modo de propagación	5
2.2.2 Constante de propagación	7
2.2.3 Impedancia característica.....	8
2.2.4 Modelo RLGC	8
2.3 Representación de una línea de transmisión mediante la matriz ABCD.....	10
2.3.1 Línea homogénea.....	12
2.3.2 Línea con terminaciones imperfectas	12
2.4 Determinación experimental de γ y z_c	14
2.4.1 Método con una línea.....	14
2.4.2 Método con una línea corrigiendo el efecto de los pads.....	15
2.4.3 Impedancia característica a partir de la constante de propagación	17
2.4.4 Impedancia característica considerando la conductancia G.....	18
2.4.5 Método línea-línea para γ	19
2.5 Conclusiones del capítulo.....	19
CAPÍTULO 3: PROTOTIPOS Y EXPERIMENTOS.....	21
3.1 Introducción.....	21
3.2 Prototipo en empaquetado	21
3.3 Prototipo con líneas de diferente ancho.....	23
3.4 Prototipo con líneas en diferente posición.....	24
3.5 Mediciones de parámetros-S	25
3.5.1 Mediciones con interfaz coaxial	26
3.5.2 Mediciones con puntas de prueba	29
3.6 Determinación de la constante de propagación	31
3.7 Determinación de z_c	33

3.8 Conclusiones del capítulo.....	36
CAPÍTULO 4: DESARROLLO Y VERIFICACIÓN DEL MÉTODO PROPUESTO.....	37
4.1 Introducción.....	37
4.2 Descripción general del método propuesto	37
4.3 Metodología.....	39
4.3.1 Proceso de des-incrustación.....	39
4.3.2 Ajuste a bajas frecuencias considerando el efecto de las pérdidas por conductor	42
4.4 Discusión de resultados	45
4.4.1 Resultados del prototipo en empaquetado	46
4.4.2 Resultados del prototipo con diferentes anchos de línea	47
4.4.3 Resultados del prototipo con líneas en diferente posición.....	49
4.2 Conclusiones del capítulo.....	51
CAPÍTULO 5: CONCLUSIONES.....	51
5.1 Contribuciones de este trabajo.....	52
5.2 Trabajo futuro	53

CAPÍTULO 1: CONTEXTO

1.1 Introducción

En la actualidad, con la miniaturización de los circuitos electrónicos, las frecuencias de transmisión de datos se encuentran dentro del rango de las microondas [1], [2]. Así, las señales, se propagan a lo largo de distintos canales de comunicación presentes en circuitos integrados o placas de circuito impreso. De hecho, debido a la velocidad en la transmisión de datos, las interconexiones deben tratarse como líneas de transmisión, de manera que puedan analizarse problemas que antes no eran considerados por los diseñadores. Con la información que resulta de estos análisis puede llevarse a cabo una mejora en las interconexiones; por ejemplo, las pérdidas de la señal se pueden mantener en niveles aceptables al elegir, de acuerdo a un criterio de costo y beneficio, los materiales dieléctricos sobre los que son fabricadas dichas líneas de transmisión.

Para comenzar, todo estudio que involucre líneas de transmisión requiere el conocimiento de los conceptos de impedancia característica y la constante de propagación. Estos son parámetros fundamentales a partir de los cuales es posible la caracterización de las interconexiones con el fin de llevar a cabo un proceso de optimización, ya sea en circuito integrado o en PCB [3]. Sin embargo, determinar los parámetros fundamentales no es un proceso trivial, por lo que simulaciones de onda completa y modelos que consideren fenómenos físicos, son empleados en su obtención. En este sentido, los modelos analíticos y circuitos equivalentes son los que se emplean con mayor frecuencia en el área de electrónica de microondas actualmente [3]. Con esta motivación, uno de los objetivos de este trabajo es el desarrollo de un modelo que permita representar, dentro de un amplio rango de frecuencias, la impedancia característica de una línea de transmisión.

1.2 Interconexiones en PCB

Las interconexiones en placas de circuito impreso (PCB, por sus siglas en inglés), son de gran importancia en la tecnología electrónica actualmente, por lo que su estudio es muy relevante tanto en investigaciones académicas como en la industria. En este sentido, las más utilizadas son las líneas *microstrip* o de micro-cinta, caracterizadas por presentar el trazo de señal un plano superficial de la placa. De hecho, la estructura de estas líneas está formada por un conductor (trazo de señal) sobre un laminado dieléctrico que también incluye un plano metálico adherido a su otra cara, como se muestra en la figura 1.1. Sin embargo, las líneas de micro-cinta no son las únicas estructuras presentes en un PCB, ya que puede incluir varias capas, lo que requiere de distintas transiciones a lo largo de la ruta de la señal y en distintos niveles de la placa, como se muestra en la figura 1.2.

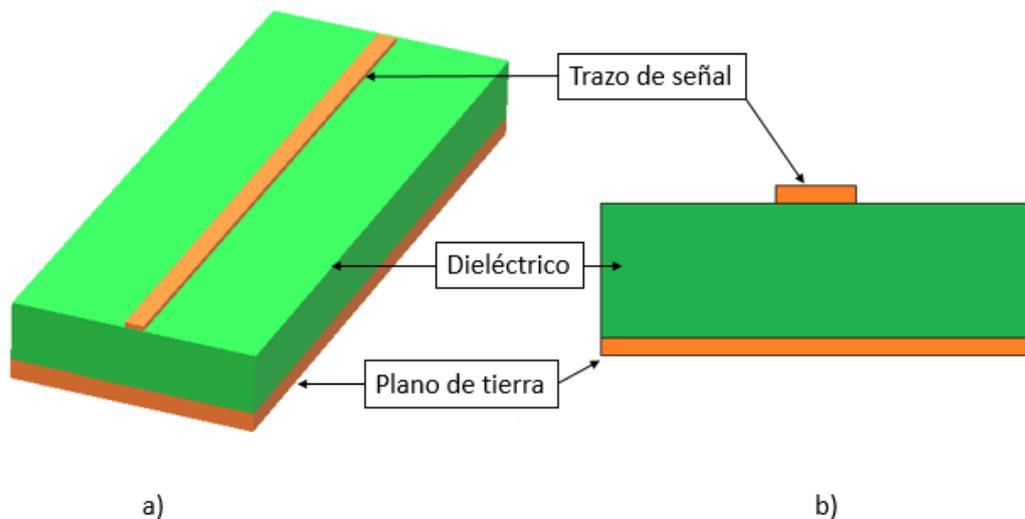


Figura 1.1.- a) Perspectiva y b) vista transversal de una línea tipo micro-cinta, mostrando el trazo de señal, dieléctrico y plano de tierra.

Con respecto a las distintas transiciones dentro de un PCB, éstas pueden ser verticales u horizontales. Entre las transiciones verticales se encuentran, por ejemplo, las vías que conectan líneas en diferentes niveles, como se muestra en la figura 1.2. Mientras que las transiciones horizontales ocurren cuando la línea sufre modificación en sus dimensiones (como cambio de ancho o de forma) o cuando exhibe terminaciones que sirven de interfaz con otras secciones del sistema (por ejemplo, conectores). En el caso en el que se desea conocer las propiedades de una línea que no presente transiciones, es posible realizar un proceso de des-incrustación; ejemplos de este proceso se encuentran disponibles en la literatura [4]–[8].

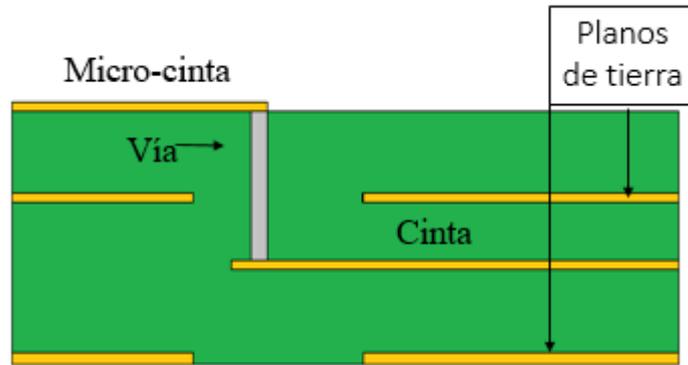


Figura 1.2.- Ejemplo de la vista transversal de una placa PCB con 4 capas, mostrando una línea tipo micro-cinta en la parte superior de la placa que se conecta mediante una vía a una línea tipo cinta. Se muestran también los planos de tierra.

Por otra parte, en el caso particular de la línea de micro-cinta, existen tres tipos de pérdidas por las cuales la señal no puede llegar íntegra al otro extremo de la cinta: las pérdidas por conductor, por dieléctrico y por radiación; siendo esta última despreciable hasta frecuencias de algunas decenas de gigahertz considerando la tecnología actual. En este trabajo, se dará especial interés a la contribución del conductor en el valor de la impedancia característica.

1.3 Motivación

La determinación de Z_c , así como de γ , permite la obtención de distintos parámetros para caracterizar los materiales sobre los cuales fueron fabricadas las líneas de transmisión, tales como la permitividad y la tangente de pérdidas. Con respecto a esto, a pesar de la disponibilidad en la literatura de diversos métodos que permiten la obtención de Z_c (ya sea a partir de cálculos y simulaciones [9]–[11], o bien, mediante modelos y ajustes [12]–[15]), es necesario considerar efectos a micro-escala presentes en los materiales sobre los que son fabricadas las líneas de transmisión, mismos que son dependientes de la frecuencia de operación.

La importancia de conocer la impedancia recae en que es un parámetro crucial ya que, al conocer su valor, se pueden hacer un diseño de circuito que evite reflexiones de energía y desacoplamiento con terminaciones u otras transiciones eléctricas presentes en el circuito (drivers y receptores, por ejemplo) [1]. Además, conocer la impedancia de las líneas de transmisión es fundamental en el desarrollo y aplicación de métodos de

calibración como en [13], [16]. Sin embargo, quizá la aplicación más importante sea en el modelado y caracterización de interconexiones, que es el enfoque dado en este proyecto.

1.4 Objetivo de tesis

El objetivo principal de esta tesis es la obtención experimental de las curvas de Z_c compleja en un amplio ancho de banda dentro de las frecuencias de las microondas. Esto se logrará mediante la aplicación de regresiones lineales realizadas a datos experimentales de bajas frecuencias. Por esta razón, la consideración de los efectos introducidos por las pérdidas por conductor cobra relevancia, ya que es fenómeno dominante para frecuencias menores a 1 GHz. Entonces, la idea que se desarrolla es que, a partir de estas regresiones, puede obtenerse un modelo que se extrapolará para obtener Z_c hasta frecuencias de decenas de gigahertz. Esto se realiza para líneas de transmisión homogéneas, considerando que sus transiciones son despreciables en un rango de bajas frecuencias.

CAPÍTULO 2: CARACTERIZACIÓN EXPERIMENTAL DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN EN PCB

2.1 Introducción

Una línea de transmisión puede analizarse utilizando teoría de redes lineales. Más particularmente, en el caso en el que pueda considerarse homogénea longitudinalmente (o sea que su sección transversal no se modifica en la dirección de propagación), la matriz que describe las relaciones entre las entradas y salidas correspondientes está definida completamente utilizando los parámetros fundamentales de la línea; es decir, la constante de propagación γ y la impedancia característica Z_c . Sin embargo, es importante mencionar que no es posible obtener de manera experimental los elementos de dicha matriz para una línea perfectamente homogénea. Esto se debe a que es necesario incluir interfaces (por ejemplo, conectores) para aplicar y medir las señales, las cuales introducen efectos parásitos en los datos obtenidos. Esto es abordado en este capítulo, donde se presentan las bases teóricas que se requieren para realizar una caracterización adecuada de una línea. Además de esto, se explican los retos que deben enfrentarse para llevar a cabo la determinación de los parámetros fundamentales de una línea de transmisión, haciendo especial énfasis en la obtención de la impedancia característica.

2.2 Parámetros fundamentales de una línea de transmisión homogénea

2.2.1 Modo de propagación

Cuando una onda electromagnética fluye a través de una línea de transmisión, las ecuaciones de los campos eléctrico y magnético cumplen con la ecuación de onda. Para el caso de líneas de transmisión que constan de dos conductores, como las que se estudian en este trabajo, tanto el campo eléctrico como el magnético pueden suponerse aproximadamente perpendiculares a la dirección de propagación. Este modo de

propagación es transversal electromagnético (TEM). Sin embargo, debido a que este modo no ocurre perfectamente en líneas de transmisión prácticas, el modo de propagación de los campos electromagnéticos en líneas reales de dos conductores es cuasi-TEM. Esto es particularmente notable en líneas micro-cinta, ya que se encuentran formadas sobre un material dieléctrico y expuestas al aire en su parte superior, como se muestra en la figura 2.1. Debido a que la permitividad relativa del dieléctrico es mayor que a la del aire, el campo eléctrico se desplaza a diferente velocidad en estos medios, siendo mayor en el aire [17]. Por lo tanto, existe una desviación de las líneas de campo eléctrico entre un medio (aire) y otro (dieléctrico), convirtiéndolo en un modo de propagación cuasi-TEM.

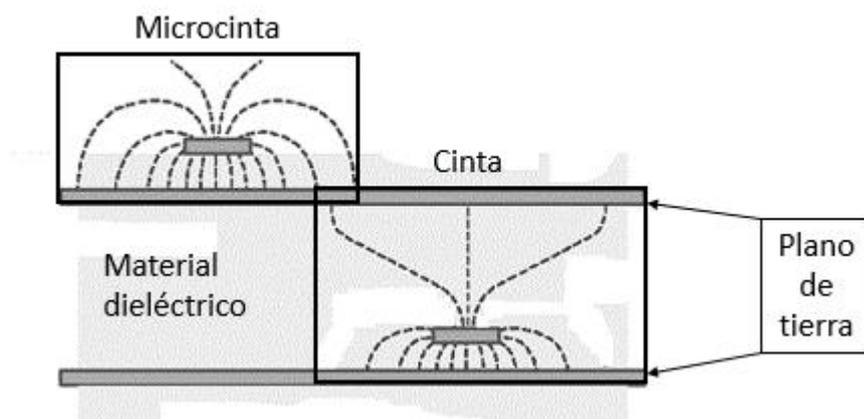


Figura 2.1.- Bosquejo de una sección de una tarjeta PCB donde se muestra una línea de micro-cinta en la parte superior y, una línea tipo cinta embebida en un nivel interior de la tarjeta. Se muestran el material dieléctrico, los planos de tierra y los trazos, así como una representación de las líneas de campo eléctrico y su distribución en los diferentes medios.

En la figura 2.1 se muestra un ejemplo de una línea de micro-cinta y una de cinta, las cuales se pueden encontrar, por ejemplo, en una tarjeta PCB, con la línea de micro-cinta en la parte superior y la línea de cinta embebida en un nivel interior de la tarjeta. En este trabajo, como se verá en el capítulo 3 y 4, se estudiarán experimentalmente líneas de micro-cinta de terminación simple, aunque los análisis presentados pueden extenderse a otro tipo de líneas de transmisión de dos conductores.

2.2.2 Constante de propagación

Un criterio ampliamente aceptado en la literatura de ingeniería de microondas es que, una línea de transmisión se puede considerar como tal cuando su longitud física es al menos la décima parte de la longitud de onda de la señal que esté propagando. En este caso, se puede modelar utilizando bloques RLGC conectados en cascada, como se muestra en la figura 2.2. Así, debido a que la longitud física es comparable a la longitud de onda, los voltajes y corrientes no son constantes a lo largo de la línea [18].

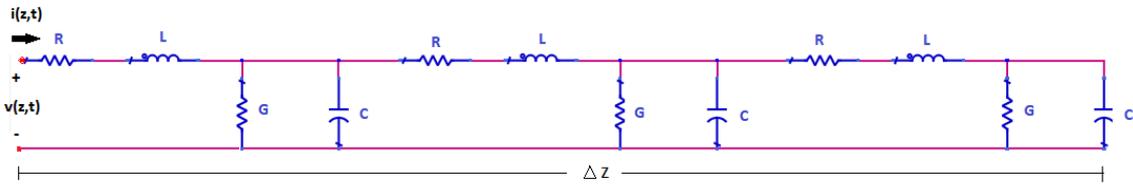


Figura 2.2.- Ejemplo de un circuito de dos etapas RLGC (resistencia, inductancia, capacitancia y conductancia), para representar una línea de transmisión de longitud arbitraria Δz .

De acuerdo al modelo de circuito mostrado en la figura 2.2, los cuatro parámetros eléctricos que representan efectos físicos involucrados con las propiedades de dispersión y disipación de energía de la línea (R , L , G y C), pueden ser calculados a partir de su estructura, dimensiones y materiales constituyentes. Ahora, analizando el circuito empleando teoría de circuitos (particularmente las Leyes de Kirchhoff), se llega a las ecuaciones del telegrafista (ecuaciones (2.1) y (2.2)), las cuales permiten encontrar los voltajes y corrientes que satisfagan la ecuación de onda.

$$\frac{d^2V(z)}{dz^2} - \gamma^2V(z) = 0 \quad (2.1)$$

$$\frac{d^2I(z)}{dz^2} - \gamma^2I(z) = 0 \quad (2.2)$$

En (2.1) y (2.2), γ es la constante de propagación y se define en (2.3), donde α representa la atenuación por unidad de longitud de una onda electromagnética que se propaga a lo largo de la línea de transmisión, β representa el retraso de fase por unidad de longitud de la misma onda, y ω es la frecuencia angular.

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \alpha + j\beta \quad (2.3)$$

2.2.3 Impedancia característica

La impedancia característica Z_c es un parámetro fundamental que relaciona el voltaje y la corriente viajando en la misma dirección a lo largo de una línea de transmisión. Este parámetro es una función compleja que no es dependiente de la longitud de la línea, pero sí de la frecuencia, y se define a partir de los parámetros RLGC de acuerdo con la ecuación (2.4).

$$Z_c = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (2.4)$$

Como se puede observar, γ y Z_c se encuentran estrechamente relacionadas debido a que ambos parámetros dependen de los elementos RLGC. Sin embargo, la obtención experimental simultánea de ambas es difícil de lograr, por lo que es un área de investigación que es muy estudiada actualmente. Esto se debe a que, una vez conocidos ambos parámetros fundamentales, se puede obtener información acerca de la atenuación, desfase, permitividad efectiva del medio dieléctrico, etc. Además, se pueden determinar etapas de acoplamiento de impedancias que permitan minimizar reflexiones indeseadas.

2.2.4 Modelo RLGC

Como ya se ha mencionado, una línea de transmisión se puede representar mediante el circuito mostrado en la figura 2.2, que incluye resistencia (R), inductancia (L), conductancia (G) y capacitancia (C) dados por unidad de longitud y asociados a la geometría, materiales constituyentes y dimensiones de la línea. Cada uno de estos parámetros representa efectos importantes que ocurren en la línea, como se explica a continuación.

-Resistencia:

Ocurre debido a la resistividad finita del material conductor del que está compuesto el trazo de línea y el plano de tierra. Adicionalmente, debido a que la sección transversal a través de la cual fluye la corriente es dependiente de la frecuencia debido al efecto piel, la resistencia aumenta con la frecuencia. Este fenómeno se cuantifica con un parámetro conocido como la profundidad de piel (δ) cuyo cálculo aproximado puede hacerse mediante la ecuación (2.5), donde μ es la permeabilidad y σ es la conductividad del material. En esa misma ecuación se incluye el caso en el que el cálculo se hace a partir de la resistividad ρ .

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f\mu}} \quad (2.5)$$

Para un conductor perfecto, la corriente sólo fluirá por la superficie, mientras que, para un conductor real, la corriente se distribuye de manera homogénea en toda la sección transversal de los conductores que forman la línea cuando opera a bajas frecuencias. Sin embargo, conforme aumenta la frecuencia, la corriente se confina cerca de la superficie.

-Inductancia:

Este efecto, mostrado en el modelo RLGC, es debido a la inductancia intrínseca del material conductor, así como al lazo de corriente que se forma entre el trazo de línea y el plano de tierra. Además, es variante en frecuencia debido al efecto piel.

-Conductancia:

La conductancia se relaciona con las pérdidas en el dieléctrico introducidas por la corriente de polarización. Ésta se debe a la alineación con el campo eléctrico de los dipolos eléctricos que representan partículas con carga no homogénea en el material. De hecho, al aumentar la frecuencia, estos dipolos oscilan a más velocidad disipando mayor energía. Esto origina una pérdida por disipación de energía que atenúa la señal conforme aumenta la frecuencia.

-Capacitancia:

El efecto de la capacitancia en una línea de transmisión, es debido a la separación entre el trazo de señal y el plano de tierra, formando un capacitor entre ambos conductores. Donde, al aumentar dicha separación, la capacitancia disminuye aumentando la impedancia característica de la línea. Y, aunque comúnmente sea representada como un valor constante, dicha capacitancia es variante en frecuencia.

2.3 Representación de una línea de transmisión mediante la matriz ABCD

Una línea de transmisión se puede caracterizar a partir de mediciones de la reflexión y transmisión de ondas electromagnéticas (OEMs) en sus terminales, las cuales son definidas como los puertos 1 y 2 cuando se ve como una red de dos puertos. Este concepto se muestra en la figura 2.3. Con la finalidad de obtener experimentalmente estas ondas transmitidas y reflejadas, se utiliza un VNA (analizador de redes vectoriales, por sus siglas en inglés), el cual proporciona los parámetros-S. En este caso, la figura 2.3 permite observar la representación conceptual de la línea, donde Z_s es la impedancia de la fuente y Z_L es la impedancia de carga.

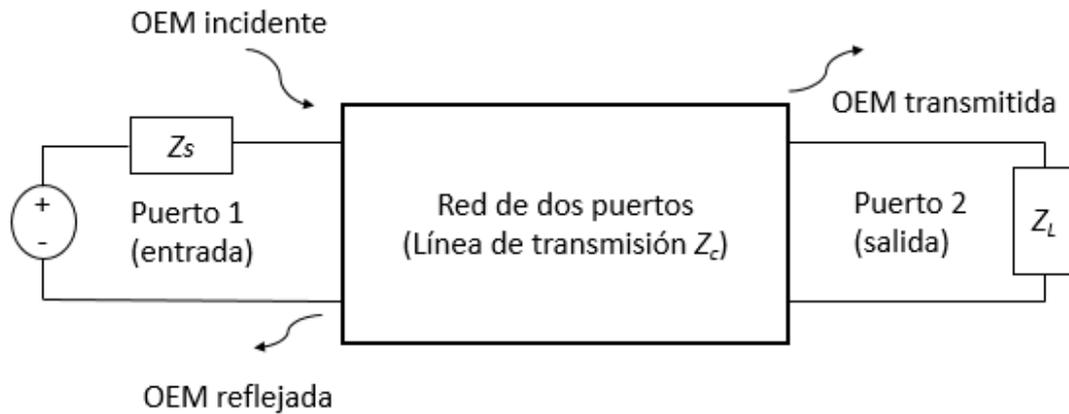


Figura 2.3.- Representación de una red de dos puertos indicando las ondas incidente, transmitida y reflejada.

Sin embargo, al considerarse una red lineal, la línea de transmisión también puede ser analizada con otros parámetros de red, en los cuales, en lugar de involucrar ondas reflejadas y transmitidas, relacionan voltajes y corrientes. Ejemplo de esto son los parámetros ABCD o de transmisión inversa, como se muestra en la figura 2.4. Estos parámetros son utilizados en líneas de transmisión debido a que se pueden conectar en cascada. Además, es importante mencionar que los parámetros-S solo se pueden obtener de manera experimental y, a partir de ahí, realizar distintas conversiones a otros parámetros, en este caso a parámetros ABCD.

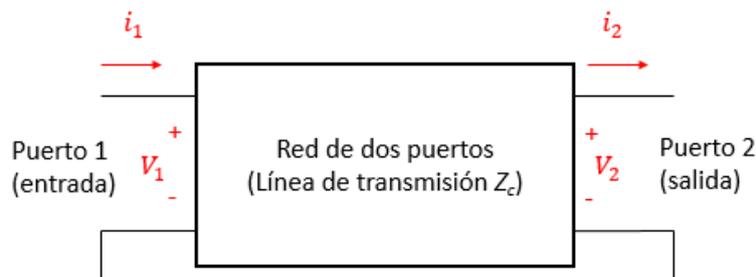


Figura 2.4.- Representación de una red de dos puertos definida en términos de voltajes y corrientes.

A continuación, en la sección 2.3.1, se discute acerca de la matriz ABCD que describe una línea homogénea, mientras que en la sección 2.3.2, se presenta la matriz ABCD que describe una línea de transmisión con una terminación de impedancia discontinua en sus extremos.

2.3.1 Línea homogénea

Una línea de transmisión es considerada homogénea cuando no presenta transiciones eléctricas, el material que la compone y su estructura no cambian longitudinalmente y, por ende, las características eléctricas que experimenta una onda son las mismas en la dirección de propagación. Debido a esto, las reflexiones que presenta son mínimas, y la transmisión de señal sólo puede ser reducida por efectos disipativos y de radiación.

En el caso de una línea de transmisión homogénea, la matriz ABCD que la describe es la presentada en la ecuación (2.6).

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma l) & Z_c \sinh(\gamma l) \\ 1/Z_c \sinh(\gamma l) & \cosh(\gamma l) \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Donde γ es la constante de propagación y l es la longitud física de la línea.

Los parámetros ABCD, se pueden obtener a partir de los parámetros-S utilizando una conversión. Así, si los parámetros ABCD son conocidos, es posible obtener la impedancia característica de manera experimental cuando el efecto de las transiciones eléctricas en sus extremos no es considerable dentro del rango de interés; esto se explica en el apartado 2.4.1.

2.3.2 Línea con terminaciones imperfectas

Aunque se busque tener una línea de transmisión homogénea, en la práctica, esto no es posible cuando se requiere aplicársele estímulos electromagnéticos y medir su respuesta. Esto es debido a que son necesarias ciertas transiciones, ya sean con puntas de prueba o con conectores. Además, el material dieléctrico en el que se fabrican no es perfectamente homogéneo, lo que se debe entre otras cosas, a los procesos de fabricación. Por lo tanto, una línea de transmisión presentará distintas discontinuidades o transiciones, que deben ser modeladas. En la figura 2.5, se muestra una línea de transmisión que presenta transiciones al principio y al final de la línea, las cuales pueden ser debidas a otro tipo de líneas o transiciones necesarias para la medición.

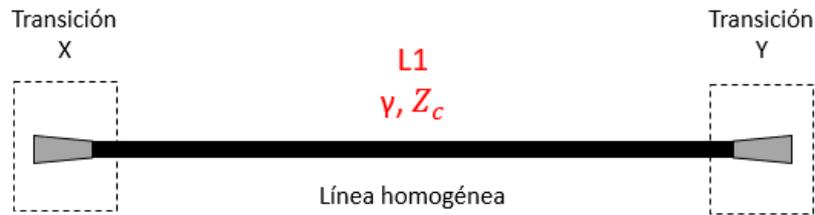


Figura 2.5.- Representación conceptual de una línea de transmisión con transiciones en sus extremos, y con sus respectivos parámetros fundamentales: γ , Z_c y longitud.

Un caso práctico común se tiene cuando se utilizan interfaces o transiciones, como las que se presentan en la figura 2.5, las cuales pueden ser de distintas geometrías. Una de las interfaces más comunes es la estructura GCPW (guía de onda coplanar aterrizada, por sus siglas en inglés) conectada a una línea de micro-cinta para ser medida con puntas de prueba GSG (tierra-signal-tierra, por sus siglas en inglés).

Debido a las transiciones disponibles tecnológicamente, existen diferentes tipos de modos de propagación a lo largo de la ruta que recorre la señal. De hecho, en cada cambio de estructura existe un cambio en el modo de propagación, los cuales influyen notablemente en las mediciones que se llevan a cabo. Sin embargo, es importante mencionar que la impedancia característica de la línea homogénea no es afectada. Un ejemplo se ilustra en la figura 2.6, donde se pueden observar los dos distintos modos de propagación en una estructura con secciones GCPW y de tipo micro-cinta. Debido a lo anterior, cuando existen transiciones en una línea de transmisión, es necesario una matriz que describa estas interfaces. En [15], se describe el prototipo utilizado, proponiendo una matriz para una transición, la cual es necesaria para la medición con puntas de prueba. Dichas transiciones son representadas de forma efectiva con una inductancia y una capacitancia. Y, aunque en la realidad el modelo no es perfecto, se considera aceptable para representar de forma efectiva transiciones en chip y en PCB hasta frecuencias de algunos gigahertz.

En [15], se propone la ecuación (2.7), que contiene la matriz ABCD que describe las transiciones al principio y al final de la línea, y la matriz de la línea de transmisión homogénea. Donde L y C son la inductancia y capacitancia correspondientes a las transiciones a ambos lados de la línea.

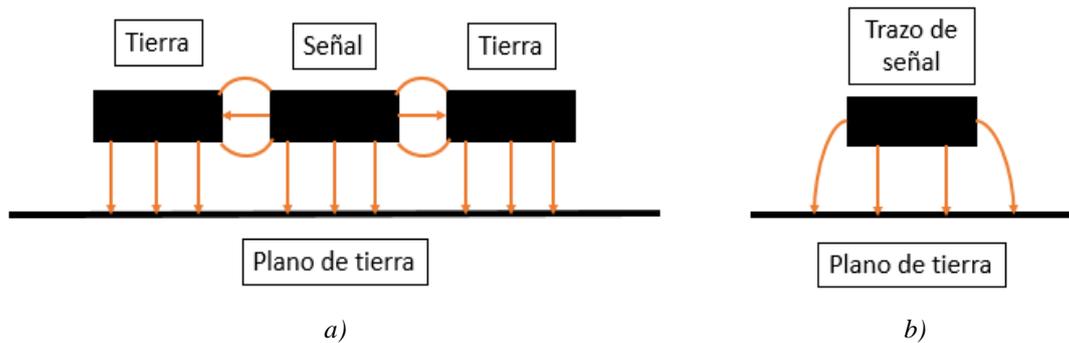


Figura 2.6.- Descripción conceptual del campo eléctrico que origina la propagación en: a) una sección GCPW y b) en la línea de transmisión micro-cinta. Una vez unidas, existe una transición en el modo de propagación por el cual no es fácil realizar una des-incrustación de los datos. Es decir, es difícil separar los parámetros-S de la línea homogénea con respecto a la terminación.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & j\omega L \\ j\omega C & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cosh(\gamma l) & Z_c \sinh(\gamma l) \\ 1/Z_c \sinh(\gamma l) & \cosh(\gamma l) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & j\omega L \\ j\omega C & 1 \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

2.4 Determinación experimental de γ , z_c

En la literatura, se pueden encontrar distintos métodos para obtener, de manera experimental, la constante de propagación y la impedancia característica; cada uno con sus propias ventajas y desventajas. A continuación, se presentan cuatro de los métodos más representativos para obtener estos parámetros fundamentales de una línea de transmisión de terminación simple.

2.4.1 Método con una línea

Como ya se revisó en la sección 2.3.1, es posible la representación de una línea de transmisión (tanto homogénea como con transiciones), con parámetros ABCD obtenidos a partir de los parámetros S. Por lo tanto, es posible calcular Z_c con la ecuación (2.8). La ventaja de este método es que se puede obtener Z_c a partir de datos experimentales correspondientes a una sola línea de transmisión, a diferencia de otros métodos donde es necesario emplear dos líneas de diferente longitud. La figura 2.7, muestra la obtención de Z_c con el método presentado en esta sección. Observando que la impedancia característica es dependiente en frecuencia. Además, presenta las resonancias debidas a reflexiones en las transiciones a lo largo de la línea.

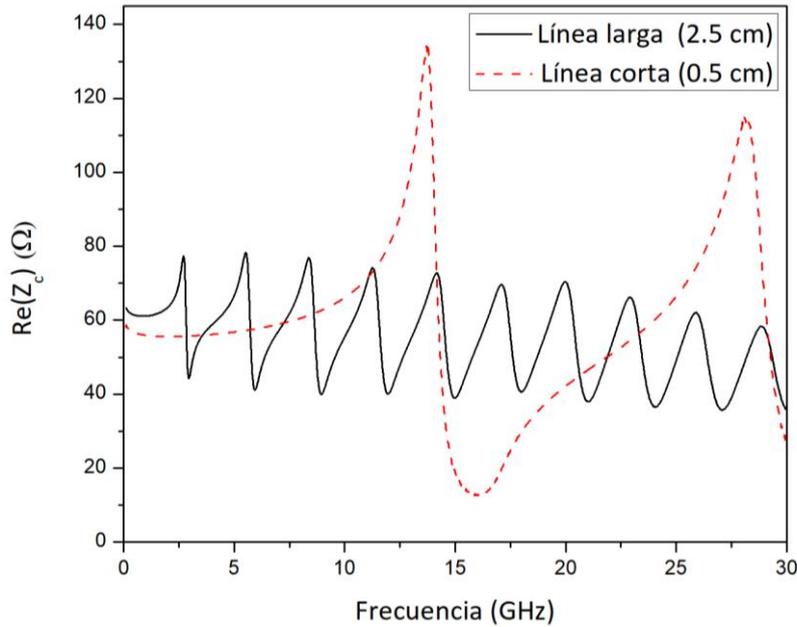


Figura 2.7.- Parte real de la impedancia característica de las líneas corta y larga de un prototipo con terminaciones GCPW. La revisión de este prototipo se presenta en el capítulo 3.

$$Z_c = \sqrt{\frac{B}{C}} \tag{2.8}$$

2.4.2 Método con una línea corrigiendo el efecto de los pads

Como ya se mencionó en la sección 2.3.2, es posible tomar en cuenta las transiciones en las terminaciones de una línea mediante los parámetros ABCD, los cuales son muy útiles porque pueden utilizarse para representar por separado las distintas etapas de una línea de transmisión.

En [15], se propone una matriz que describe el comportamiento de las transiciones necesarias para llevar a cabo una medición, como se revisó previamente. Por lo tanto, al ir variando sistemáticamente los valores para la inductancia y capacitancia, se corrige el efecto de las transiciones; es decir, se puede disminuir de manera sustancial la magnitud de las resonancias al restar el efecto de las reactancias capacitivas e inductivas en los extremos de la línea; esto se muestra en el circuito realizado en ADS en la figura 2.8. En ese caso, se obtiene como resultado la simulación de la figura 2.9, donde se puede observar en la línea discontinua, el valor de la parte real de la impedancia obtenida con el

método descrito en la sección 2.4.1 y, en línea sólida, la impedancia corregida con el método descrito en [15] y en esta sección.

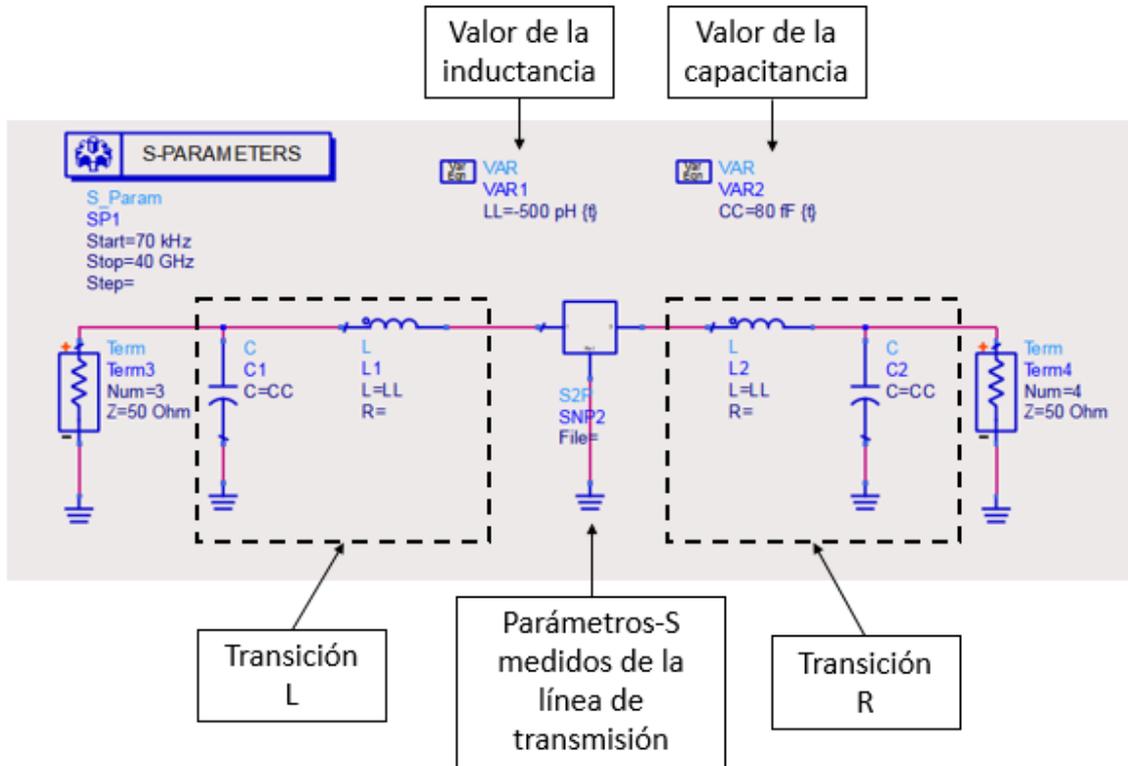


Figura 2.8.- Simulación de circuito en ADS donde se restan las transiciones L y R (izquierda y derecha, respectivamente) que se encuentran al principio y final de la línea homogénea; se muestra también al centro el bloque que incluye los parámetros-S de la línea.

Como se observa en la figura 2.9, existe un cambio en el valor de la impedancia entre la impedancia obtenida de manera experimental y la impedancia corregida con este método en bajas frecuencias. Esto es debido a que debido a que la línea de transmisión es muy corta como sugiere el número de resonancias presentadas en la gráfica (sólo dos dentro del rango de frecuencias considerado). Entonces, el efecto de los pads es notable incluso a la más baja frecuencia medida.

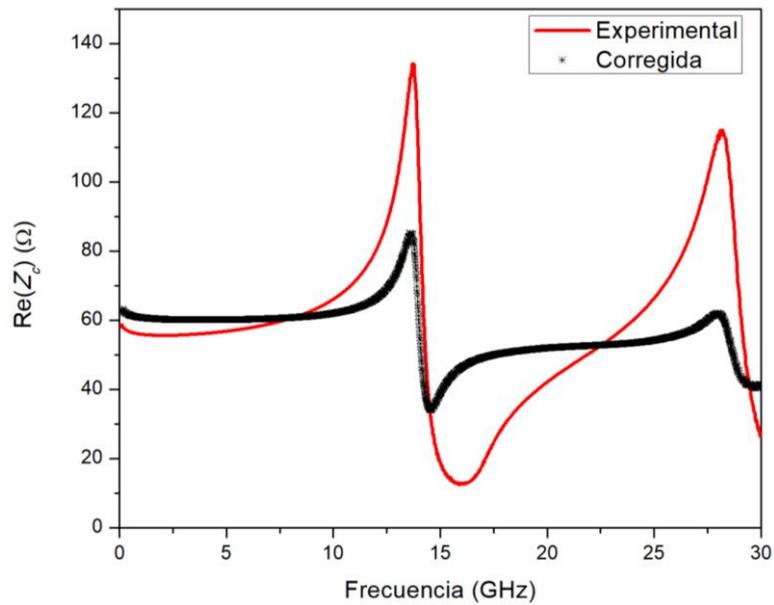


Figura 2.9.- Resultado de la simulación en ADS donde se muestra la impedancia característica obtenida de manera experimental (línea discontinua), y la impedancia corregida por el método [4].

2.4.3 Impedancia característica a partir de la constante de propagación

Este método prueba que la impedancia característica Z_c se puede obtener a partir de datos experimentales de la constante de propagación γ , debido a que existe una estrecha relación entre ambos parámetros. Así, como se mencionó en la sección 2.2.4, una línea de transmisión se puede representar mediante un circuito RLGC y, además, estos parámetros se involucran en el cálculo de la constante de propagación y la impedancia característica. Por esta razón, es posible obtener (2.9) y (2.10).

$$\frac{\gamma}{Z_c} = j\omega C + G \quad (2.9)$$

$$\gamma * Z_c = j\omega L + R \quad (2.10)$$

De acuerdo a [14], la conductancia G es despreciable excepto a altas frecuencias y C es el valor de un capacitor en DC. Por lo tanto, Z_c se puede conocer a partir de la constante de propagación involucrada en la ecuación (2.9). En síntesis, este método es sólo válido a frecuencias bajas ya que supone que G es despreciable.

Este método es importante debido a la sencillez de obtener la impedancia característica a partir de mediciones una vez que se conoce la constante de propagación.

2.4.4 Impedancia característica considerando la conductancia G

A comparación del método anterior este método considera G en la obtención de la impedancia característica. Así, si G se define como en la ecuación (2.11), y se sustituye en la ecuación (2.), 9 se obtiene la ecuación (2.12) la cual define la impedancia característica en términos de la conductancia.

$$G = \omega C \tan \delta_{eff} \quad (2.11)$$

$$Z_c = \frac{\beta}{\omega C} - j \frac{\alpha - \beta \tan \delta_{eff}}{\omega C} \quad (2.12)$$

La razón de incluir G en este método es que, no se puede ignorar el efecto de la tangente de pérdidas a frecuencias de microondas.

En la figura 2.10 se muestran los resultados de la comparación entre el método descrito anteriormente en la sección 2.4.3 y el método considerando G, donde se observa que G no se puede despreciar, en especial para la parte imaginaria de la impedancia característica.

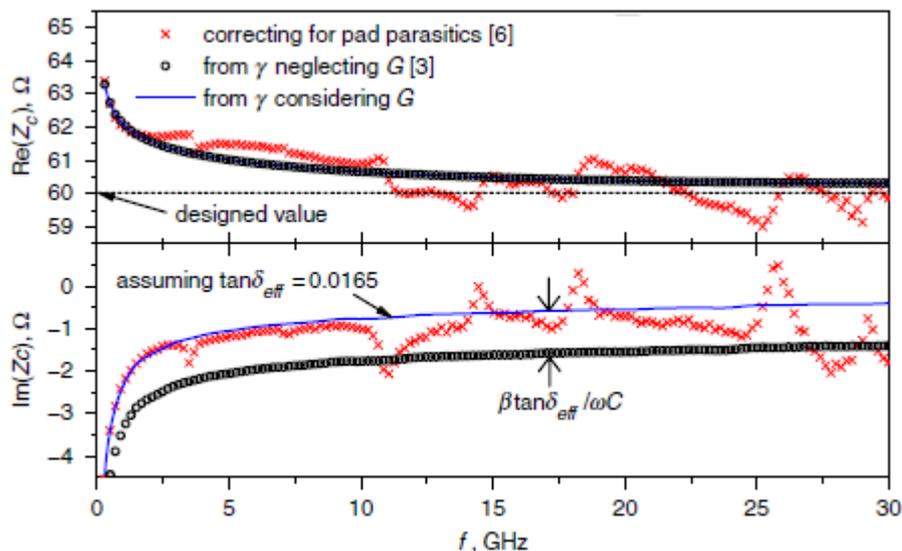


Figura 2.10.- Comparación de la obtención de Z_c con los diferentes métodos considerando y despreciando G. Resultados reportados en [14].

2.4.5 Método línea-línea para γ

Este método requiere dos líneas de transmisión iguales en características eléctricas, pero con longitudes diferentes. Y, una vez medidos los parámetros-S de ambas líneas y, estableciendo las matrices de las líneas incluyendo las transiciones, se puede determinar los valores característicos λ_1 y λ_2 , los cuales se definen como la ecuación (2.13).

$$\lambda = e^{\gamma(l_2-l_1)} \quad (2.13)$$

Donde l_2 y l_1 son, respectivamente, las longitudes de las líneas larga y corta. Además, se observa que el valor de λ incluye la constante de propagación, entonces se pueden determinar, de manera conjunta, los valores de λ y γ , a partir de la ecuación (2.14).

$$\gamma = \frac{1}{(l_2 - l_1)} \ln \lambda \quad (2.14)$$

El método descrito brevemente en esta sección forma parte del desarrollo explicado en [19]. El cual, en síntesis, es utilizado para la obtención de la constante de propagación a partir de mediciones de dos líneas de transmisión de distinta longitud.

2.5 Conclusiones del capítulo

De acuerdo a lo observado en la sección 2.4, donde se describen algunos de los métodos disponibles en la literatura para determinar γ y Z_c , se puede concluir que no es trivial la determinación de los parámetros fundamentales de una línea de transmisión. Además, en los métodos revisados, se muestra que cada uno tiene sus propias ventajas y desventajas; por lo tanto, es necesario un método alternativo que permita hacer una determinación de los parámetros en una banda amplia. En la tabla 2.1, se describen brevemente las ecuaciones, así como las ventajas y desventajas de cada uno de los métodos revisados anteriormente.

Tabla 2.1.- Resumen de los distintos métodos revisados en el capítulo 2.

	Ecuaciones	Descripción
Método con una línea	$ABCD = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma l) & Z_c \operatorname{sen}(\gamma l) \\ \frac{1}{Z_c} * \operatorname{senh}(\gamma l) & \cosh(\gamma l) \end{bmatrix}$	Línea homogénea sin transiciones. La constante de propagación es necesaria para obtener Z_c .
Método corrigiendo el efecto de los pads	$\begin{bmatrix} 1 & j\omega L \\ j\omega C & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cosh(\gamma l) & Z_c \operatorname{sen}(\gamma l) \\ \frac{1}{Z_c} * \operatorname{senh}(\gamma l) & \cosh(\gamma l) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & j\omega L \\ j\omega C & 1 \end{bmatrix}$	Líneas con transiciones. Necesario ajuste previo para líneas con transiciones.
Zc a partir de γ	$Z_c = \frac{\beta}{\omega C} - j \frac{\alpha}{\omega C}$	Aplicable a bajas frecuencias.
Zc considerando G	$Z_c = \frac{\beta}{\omega C} - j \frac{\alpha - \beta \tan \delta}{\omega C}$	Aplicable a altas frecuencias.

Como ya se mencionó, la determinación de Z_c no es trivial (a comparación de γ que es relativamente más fácil de obtener). Esto es debido a que la impedancia característica no solamente depende de los materiales de los que se compone la línea, sino que, además, la falta de homogeneidad de los materiales influye en la determinación de Z_c . Además, observando las características de cada uno de los métodos revisados en la tabla 2.1, es necesaria la propuesta de un nuevo método que permita, desde bajas frecuencias, la obtención de la impedancia característica. Haciendo énfasis en la obtención a bajas frecuencias, ya que esto permite eliminar los efectos de los pads.

En el capítulo 3, se revisarán los prototipos utilizados para la propuesta de un nuevo método para la determinación de la impedancia característica, en un amplio rango de frecuencia. Este método, como se revisará en el capítulo 4, se basa en realizar una regresión lineal a bajas frecuencias, utilizando esos valores para una extrapolación a altas frecuencias, encontrando un buen ajuste de Z_c con respecto a valores obtenidos de manera experimental.

CAPÍTULO 3:

PROTOTIPOS Y EXPERIMENTOS

3.1 Introducción

Como ya se ha mencionado, se requiere una metodología para obtener Z_c de manera experimental en un amplio rango de frecuencias. En este proyecto se hace una propuesta para contribuir en este sentido. De manera que pueda desarrollarse y verificarse experimentalmente, se hace uso de tres prototipos con diferencias tanto en materiales como en geometría de las líneas que incluyen. El análisis de prototipos diferentes, se hace con la finalidad de comprobar que la propuesta es aplicable no solamente en un tipo de estructura en específico, sino a una variedad de líneas con distintos parámetros.

En este capítulo se describen los tres prototipos que se utilizaron para desarrollar este proyecto. De hecho, con fines de comparación y validación, se utilizaron las estructuras incluidas en los prototipos para obtener la impedancia característica Z_c y la constante de propagación γ , con los métodos mencionados en el capítulo 2.

3.2 Prototipo en empaquetado

Dentro de un primer prototipo, se cuenta con un grupo de líneas con idéntica sección transversal, pero con longitudes diferentes, en empaquetado y con terminaciones en pads para permitir su medición con puntas de prueba. Estas líneas son de tipo coplanar y presentan longitudes relativamente cortas (menores a 3 cm); por esta razón, los parámetros-S obtenidos experimentalmente de estas líneas, se ven considerablemente afectados por las transiciones introducidas por los pads de prueba. Particularmente, este prototipo permitirá demostrar la factibilidad del método propuesto en este trabajo después de hacer una remoción del efecto de los pads en los datos experimentales, como se revisará en el capítulo 4.

Este prototipo fue fabricado con tecnología HDI (empaquetados de alta densidad, por sus siglas en inglés) con valor nominal de permitividad y tangente de pérdidas de 4.4 y 0.02, respectivamente. En la capa metálica superior de este empaquetado, se formaron dos líneas CPW con longitudes de 0.5 y 2.5 cm, respectivamente, terminadas con pads coplanares que permiten la medición de los parámetros-S mediante micro puntas GSG (tierra-seña-tierra, por sus siglas en inglés). La figura 3.1a, muestra un bosquejo de la sección transversal que presentan las líneas mencionadas. Así mismo, la figura 3.1b, muestra fotografías de las líneas en empaquetado, mientras que la Fig. 3.1c es el detalle del patrón geométrico (*layout*) que presentan estas líneas.

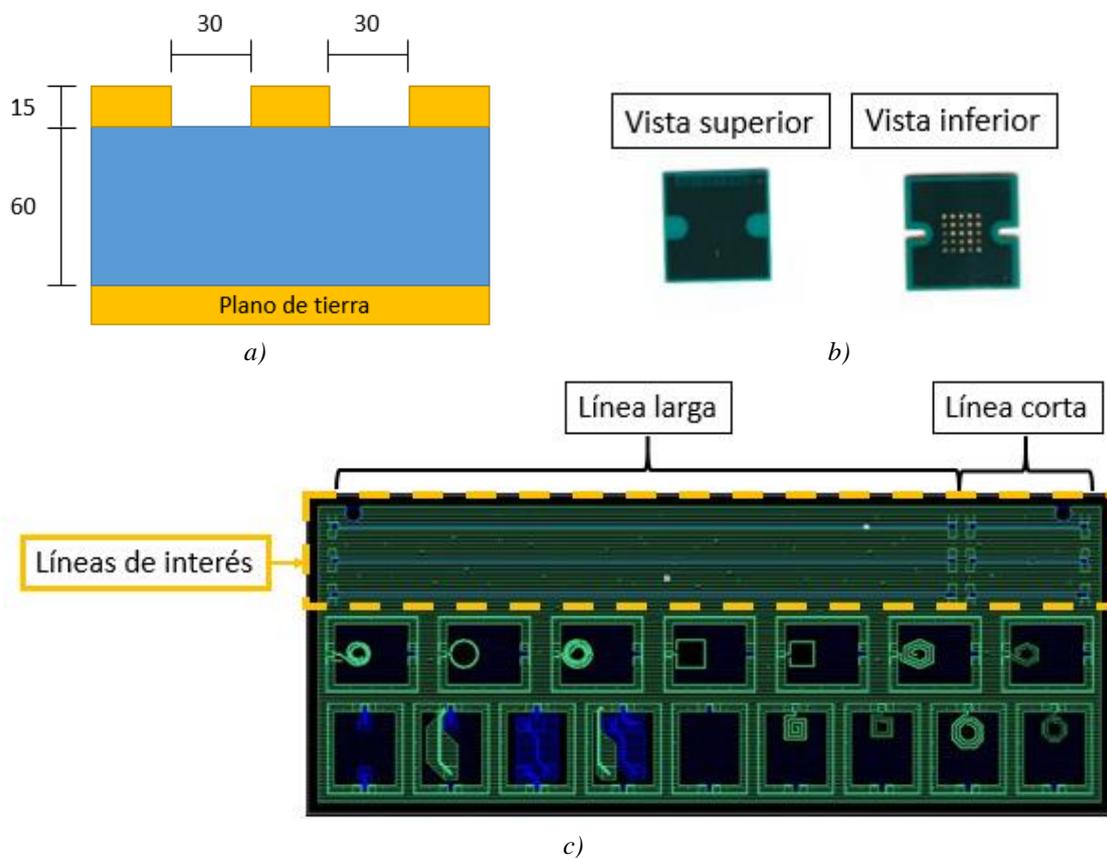


Figura 3.1.- Descripción de las líneas CPW incluidas en el prototipo en empaquetado: a) sección transversal con medidas en micrómetros, b) fotografía de las vistas superior e inferior del empaquetado en que se incluyen las líneas y, c) vista superior del patrón geométrico.

3.3 Prototipo con líneas de diferente ancho

El segundo prototipo contiene líneas de tipo micro-cinta diferentes no solo en ancho de línea w , sino con longitudes considerablemente mayores al primer prototipo (hasta 30 cm). Consta de un grupo de 10 líneas tipo microcinta de longitudes de 2.5 cm y 30 cm, las cuales están fabricadas en un sustrato ISE231 de Isola Group, el cual tiene tangente de pérdidas y permitividad nominales de 0.003 y 3, respectivamente. Se dispone de líneas con distinto ancho (127 μm , 228 μm , 254 μm , 330 μm y 355 μm) y por lo tanto, con diferentes valores nominales de impedancia. En este caso, fueron terminadas con conectores coaxiales para la medición de los parámetros-S correspondientes.

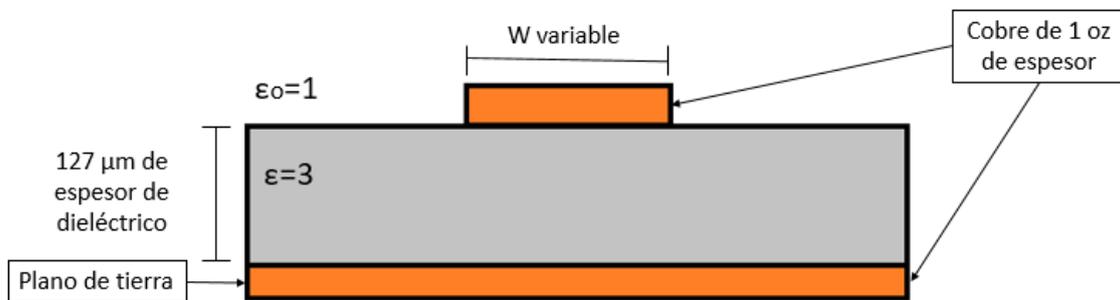


Figura 3.2.- Representación del corte transversal del prototipo en PCB que incluye líneas con diferentes anchos.

Estos prototipos fueron medidos en el laboratorio de altas frecuencias del INAOE. La figura 3.3 muestra las mediciones realizadas en el laboratorio mediante un analizador de redes vectoriales (VNA, por sus siglas en inglés). Con este propósito, los prototipos contienen conectores coaxiales tipo K, con adaptadores K-V para poder conectar los cables con terminación tipo V al VNA. Detalles del proceso de medición y calibración, así como de la obtención de γ y Z_c , se dan en la sección 3.5.

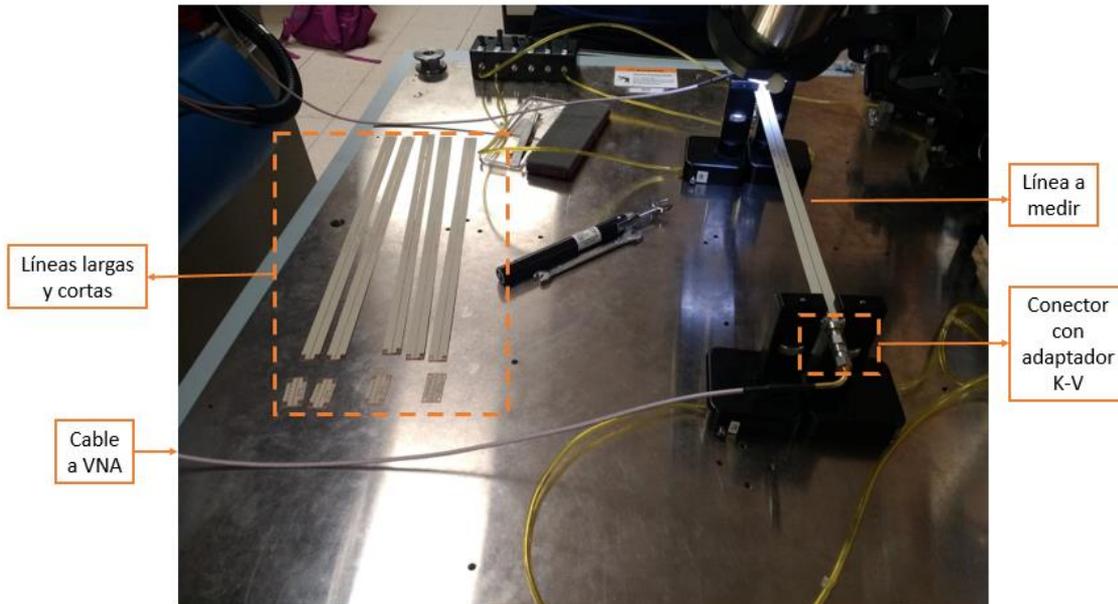


Figura 3.3.- Fotografía tomada en el momento de una medición en el laboratorio de altas frecuencias.

3.4 Prototipo con líneas en diferente posición

Para el tercer prototipo, se cuenta con un grupo de líneas de una misma longitud construidas sobre laminados dieléctricos con diferente patrón del tejido de las fibras de vidrio reforzadas con resina. Las líneas se localizan en diferentes posiciones del patrón del tejido, y se encuentran en ambos lados de una tarjeta PCB. Gracias a esto, se puede observar cómo varía la impedancia Z_c de acuerdo a estas variables; esto a pesar de que no se cuenta con líneas de distintas longitudes como en los prototipos anteriores.

En este caso, el prototipo contiene líneas del tipo de micro-cinta con una longitud de 7.5 cm, las cuales se encuentran sobre un laminado reforzado con fibras tejidas del estilo comercialmente denominado 1080 por un lado de la tarjeta, mientras que, por el otro lado, están fabricadas sobre fibras con otro estilo diferente. El patrón de ambos tejidos se puede observar en la figura 3.4. Aquí se muestra que las fibras para el tejido del lado izquierdo de la figura presentan una separación mayor a las del tejido mostrado en el lado derecho. Además, de acuerdo a las características del material brindadas por el fabricante, el estilo 1080 tiene una permitividad nominal $\epsilon_r = 3.4$, con una tangente de pérdidas $\tan\delta = 0.003$. Mientras que para el 2116, se tiene $\epsilon_r = 3.73$ y $\tan\delta = 0.0034$ [20].

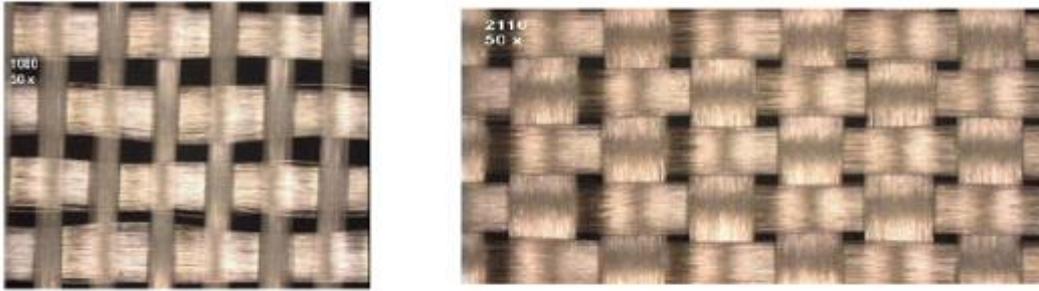


Figura 3.4.- Tejidos 1080 (lado izquierdo) y 2116 (lado derecho). Fotografías tomadas en los laboratorios de Isola Group.

También, de acuerdo al fabricante, el estilo de tejido 1080 tiene un 72% de contenido de resina, mientras que el 2116 contiene un 58% de resina [21].

La figura 3.5 muestra las líneas en diferentes posiciones, numeradas de arriba hacia abajo. Las cuales tienen una separación de 2.3 mm entre ellas, en el caso del tejido 1080 y, una separación de 2 mm para el tejido 2116.



Figura 3.5.- Posición de las distintas líneas para el tercer prototipo.

Idealmente, aunque las líneas fueron fabricadas con una impedancia de 50 Ω , esta característica puede variar ligeramente debido al estilo de tejido y al contenido de resina, como se detallará en el capítulo 4.

3.5 Mediciones de parámetros-S

A continuación, se detallarán las interfaces utilizadas para cada uno de los prototipos mencionados, y la calibración necesaria para el equipo para llevar a cabo las mediciones de los parámetros-S.

3.5.1 Mediciones con interfaz coaxial

Las mediciones de este tipo se caracterizan por realizarse con conectores coaxiales, cuyo efecto puede ser removido de las mediciones mediante procesos de des-incrustación. Sin embargo, presentan la desventaja de que pueden ser de un peso considerablemente mayor al del laminado, como lo es para el caso del prototipo con diferentes anchos de línea, ya que éste es un prototipo con un material dieléctrico delgado ($127\ \mu\text{m}$), como se observa en la figura 3.2.

Para las mediciones con conectores coaxiales (prototipo con diferentes anchos de línea), fue necesario una línea microstrip con variación gradual de ancho (en inglés *taper*), el cual es una transición que tiene como característica, el cambio del ancho de línea de acuerdo al pin de conector y a la línea en cuestión. En la figura 3.6, se puede observar este tipo de transición unida a una línea de transmisión con una determinada longitud $L1$, y una impedancia característica y constante de propagación particulares.

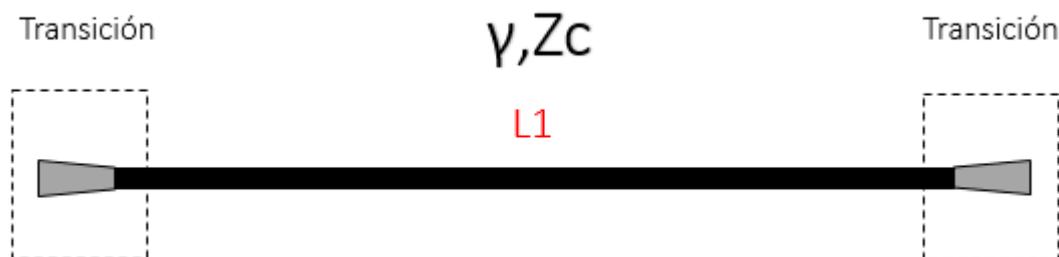


Figura 3.6.- Ejemplo de la transición tipo taper unida a una línea de transmisión.

El diseño de esta transición depende de muchos factores como la interfaz que se desee utilizar y la geometría de la línea. Una discusión acerca de las ventajas y desventajas de utilizar un tipo de transición como el *taper*, o como la utilizada con puntas de prueba (*GCPW*) son discutidas en [22].

En la figura 3.7, se muestra una fotografía tomada con microscopio del punto de contacto del pin de señal del conector con el *taper*. En este sentido, debido a que las líneas del prototipo presentan diferentes anchos, el *taper* cambia con el ancho. Es muy importante mencionar que el pin debe encontrarse totalmente centrado con la línea; de no ser así, puede presentarse mediciones erróneas debido a reflexiones sustanciales de señal por falta de acoplamiento.

Además de los conectores, fueron necesarios adaptadores de tipo K a V, ya que los cables disponibles para el VNA son de tipo V. Esto se puede observar en la figura 3.8, donde se presenta una fotografía tomada en el laboratorio de altas frecuencias del INAOE; en esta figura también se observan distintas líneas para su medición, con sus respectivos conectores y adaptadores conectados a los cables del equipo.

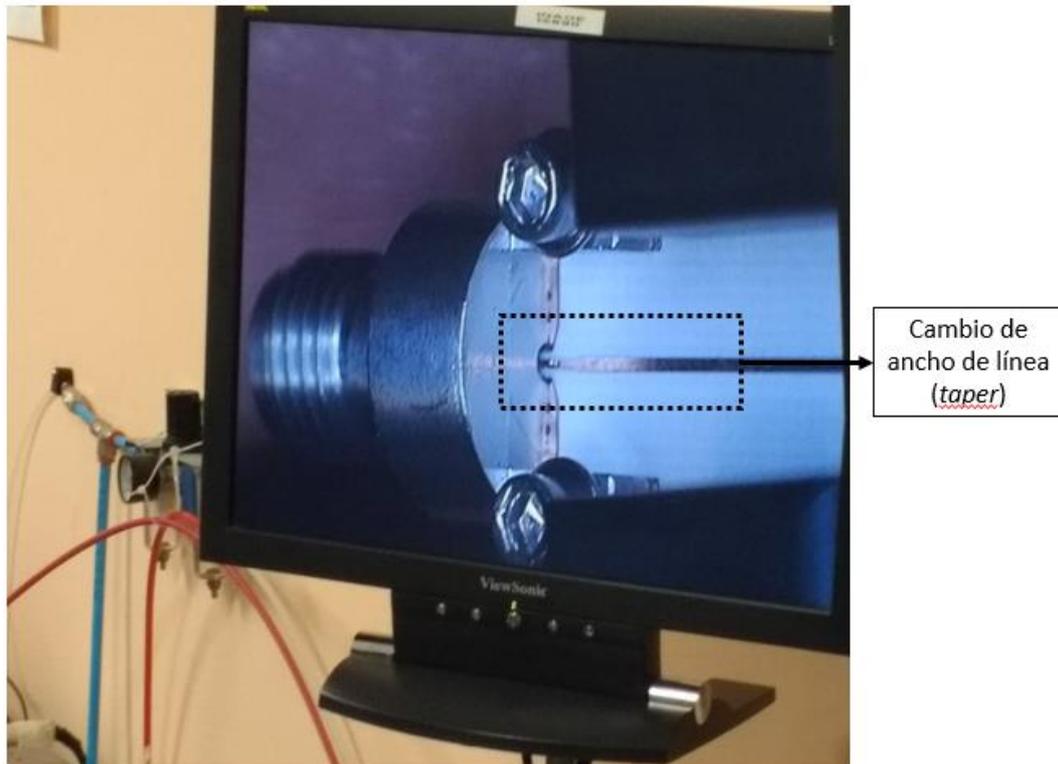


Figura 3.7.- Ejemplo de la transición tipo taper en el prototipo con líneas de diferentes anchos.

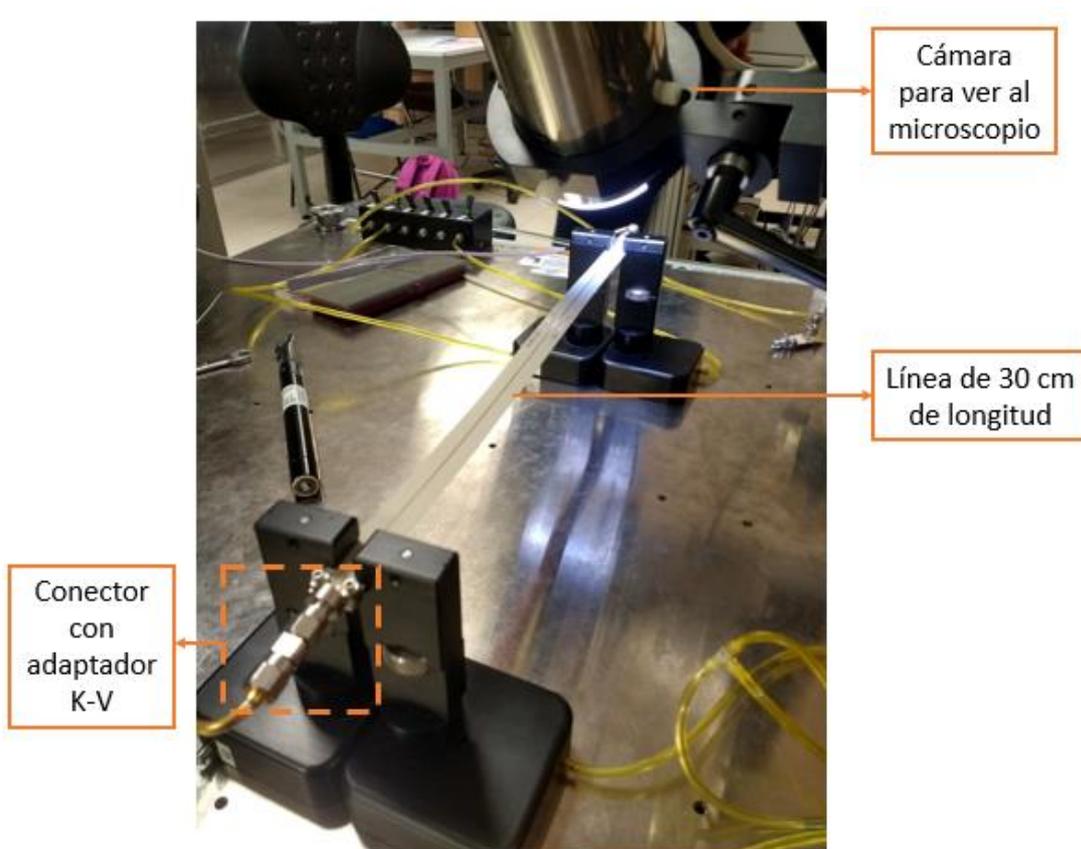


Figura 3.8.- Fotografía tomada en el laboratorio de altas frecuencias del INAOE.

El proceso de calibración del arreglo experimental se realizó con un dispositivo que contiene todos los estándares necesarios para realizar una calibración tipo SOL (*short-open-load*, por sus siglas en inglés) como se muestra en la figura 3.9. Sin embargo, es posible realizar una calibración tipo SOLT, añadiendo un estándar *Thru* externo. Con el procedimiento de calibración, se tiene el propósito de eliminar los errores sistemáticos, los cuales son propios del equipo, cables y otras transiciones. Es importante mencionar que, mientras que la calibración SOLT se caracteriza por utilizar 4 estándares, existen otros tipos de calibración donde también se pueden utilizar estos mismos estándares u otros definidos por el usuario.

Para el prototipo de diferentes anchos de línea, se llevó a cabo la calibración LRL (línea-reflector-línea, por sus siglas en inglés), donde se utiliza una línea, la carga (*load*) que cuenta con una impedancia y longitud conocida, y un reflector, que puede ser un cortocircuito o un circuito abierto (estándares del SOLT) [4], [23].

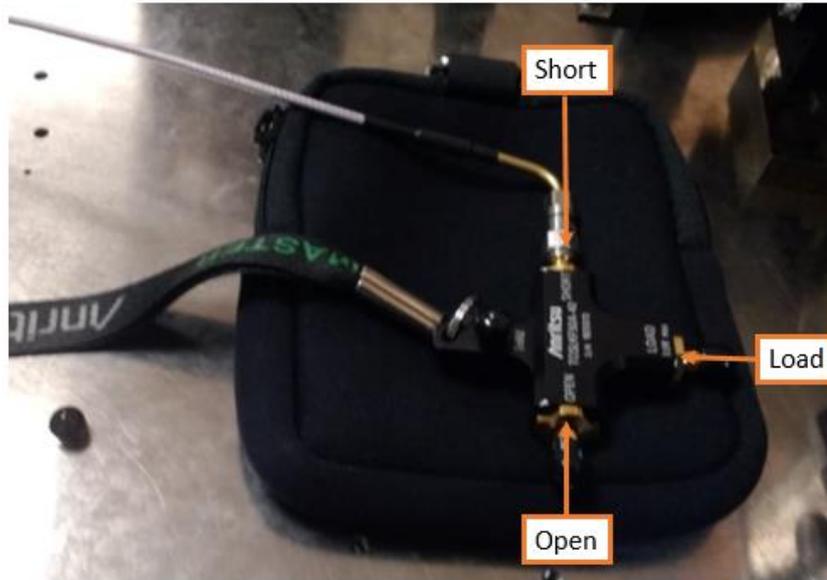


Figura 3.9.- Fotografía tomada a los estándares necesarios para realizar una correcta calibración al equipo antes de realizar una medición.

3.5.2 Mediciones con puntas de prueba

La medición de parámetros-S para los prototipos en empaquetado y con líneas en diferente posición, fueron realizadas con puntas de prueba. Para el caso del prototipo en empaquetado, éste fue fabricado para evaluar el desempeño de un arreglo de interconexiones verticales (vías apiladas) que, como ya se mencionó, se encuentran dentro de un empaquetado, el cual servirá de interfaz entre un chip y una tarjeta en PCB.

En la figura 3.10 se observa que para la medición del arreglo de vías es necesario acceder mediante una línea de interconexión superior dentro del empaquetado. Así, en uno de sus extremos se coloca una micro-punta de prueba y en otro, existe conexión eléctrica con la parte superior de las vías. De la misma manera, en la parte inferior existe una línea que se conecta con la parte más baja del arreglo y permite cerrar el lazo de medición con una segunda punta de prueba en su otro extremo. Este ejemplo permite remarcar la importancia de conocer las propiedades eléctricas de las dos líneas, ya que así es posible eliminar su efecto de las mediciones y analizar únicamente la sección de interés dentro del lazo. Por esta razón, la determinación tanto de γ , como de Z_c es muy relevante cuando se trabaja con estructuras que contengan interconexiones planares.

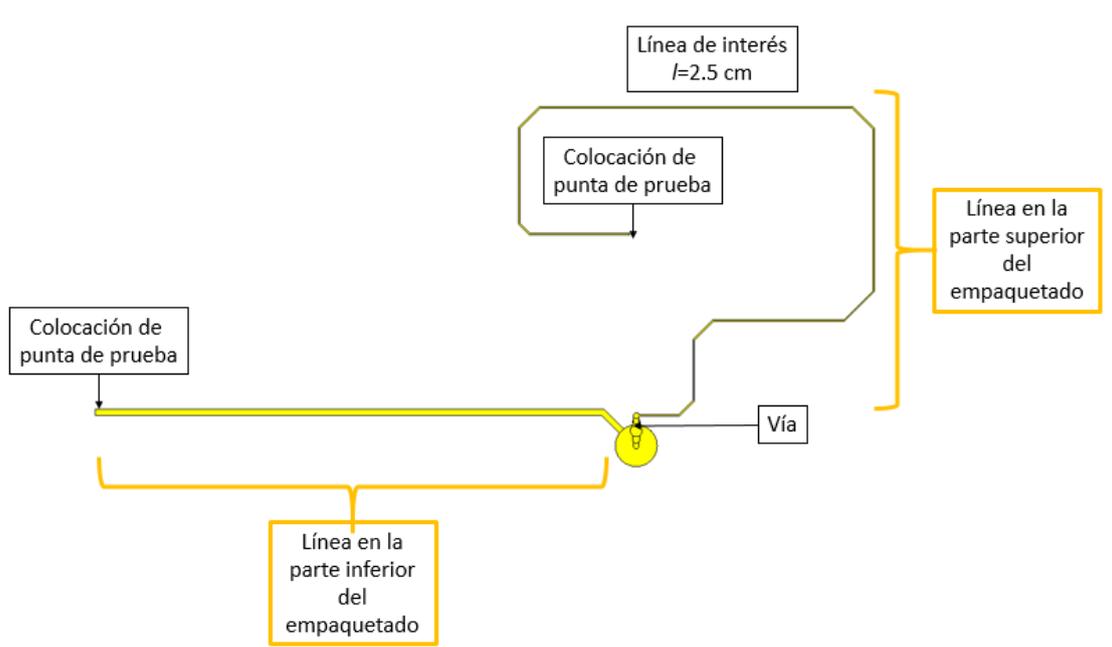


Figura 3.10.- Bosquejo de la línea de interés que se encuentra en la parte superior del empaquetado, línea inferior, vía, y colocación de las puntas de prueba para la medición de los parámetros-S.

Es importante mencionar que el prototipo de la figura 3.10 debe contener líneas homogéneas de diferentes longitudes que permitan la determinación de los parámetros fundamentales de las interconexiones planares. En este trabajo, se analizó únicamente la línea superior, que de hecho tiene estructura coplanar, como la que se muestra en la figura 3.1a.

La medición de parámetros-S fue realizada con el método de calibración LRRM (*line-reflect—reflect-match*, por sus siglas en inglés), utilizando WinCal como herramienta auxiliar en el proceso de calibración. WinCal es un software que se utiliza como apoyo en la calibración. Contiene algoritmos para realizar calibraciones desde 1 hasta 4 puertos [24]. Como se observa en la figura 3.11, WinCal guía al usuario sobre los pasos a seguir durante la calibración. Sin embargo, es necesario indicar el tipo de calibración y para cuántos puertos se necesita, además de seleccionar los estándares de calibración disponibles.

De la misma manera, para el prototipo con líneas en diferente posición, también se realizó una calibración LRRM con el soporte de WinCal. La calibración LRRM es ampliamente utilizada, ya que su ancho de banda es considerablemente amplio a comparación de otros tipos de calibración y, además, necesita menos especificaciones que el tipo de calibración SOLT. Información sobre la calibración LRM y sus variantes se pueden encontrar en los manuales del equipo [4].

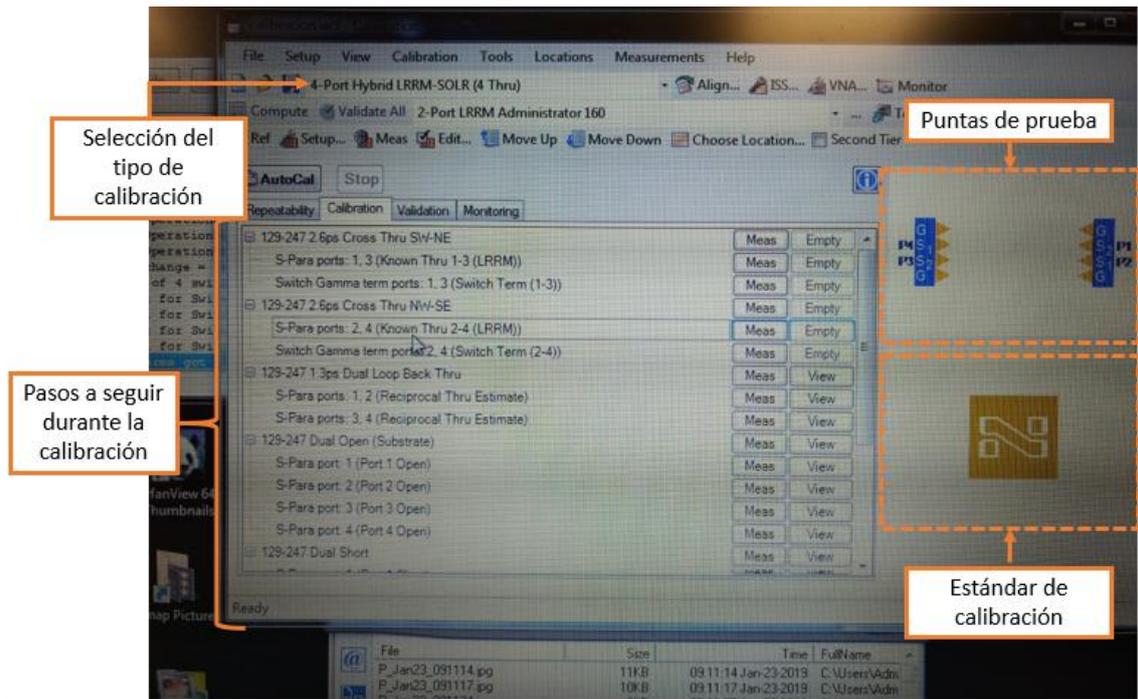


Figura 3.11.- Software para calibración.

3.6 Determinación de la constante de propagación

El proceso explicado en el capítulo 2 para la determinación de γ , es aplicado en esta sección para los diferentes prototipos, siguiendo el procedimiento explicado en [14].

A continuación, se presentan distintas gráficas que contienen γ para los distintos prototipos. Presentando en primera instancia, las gráficas de la atenuación y el desfase para el prototipo en empaquetado, para las líneas corta y larga, utilizando el procedimiento descrito en [14]. Así mismo, también se muestran las gráficas para el prototipo con diferentes anchos de línea y, el prototipo con líneas en diferente posición.

-Prototipo en empaquetado

En la figura 3.12a, se muestra la atenuación por unidad de longitud (α), de las líneas corta y larga. Mientras que, en la figura 3.12b, se muestra el desfase (β).

Como se observa en la figura 3.12, las curvas que describen la constante de propagación, no presentan ruido significativo. Esto quiere decir que las mediciones de las

cuales se obtuvieron estos parámetros fueron hechas a líneas con diferencia en longitud apropiada. Nótese además que, como se espera de la teoría, β se puede modelar como un parámetro aproximadamente proporcional a la frecuencia, mientras que la atenuación sigue un comportamiento que depende de la raíz cuadrada de la frecuencia.

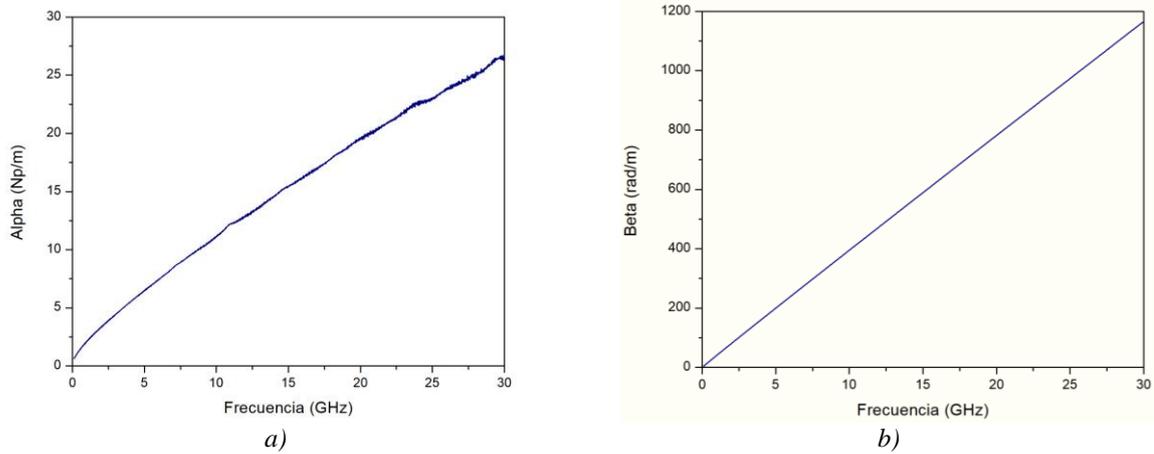


Figura 3.12.- Gráficas de: a) atenuación y b) desfase de las líneas del prototipo en empaquetado.

-Prototipo con diferentes anchos de línea

Para este prototipo se tienen 5 grupos de líneas, donde cada grupo representa un ancho diferente (127 μm , 228 μm , 254 μm , 330 μm y 355 μm). En la figura 3.13 se muestran las curvas de γ , donde, además, se presentan todos los anchos disponibles para este prototipo.

En las curvas obtenidas en la figura 3.13 se observa que β aumenta conforme aumenta el ancho de la línea. Mientras que, la atenuación depende no solo de la geometría de la línea, sino que también se ve influenciada por las pérdidas que existen en la línea. Es decir, intervienen fenómenos como la profundidad de piel que hace que existan pérdidas en la línea. Las pérdidas en la señal se discuten en la sección 4.1.2.

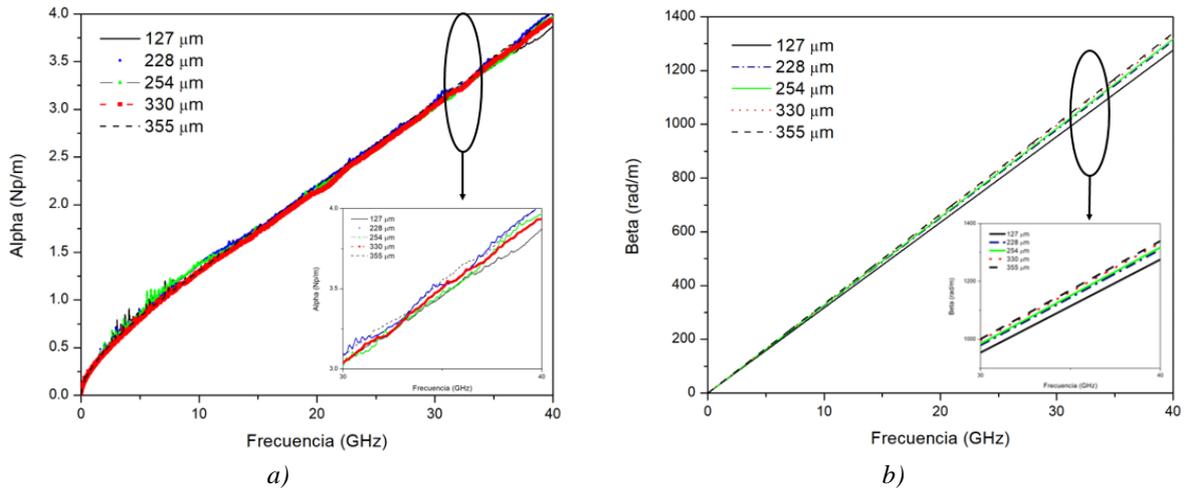


Figura 3.13.- Gráficas de a) atenuación y b) desfase del prototipo con diferentes anchos de línea.

-Prototipo con líneas en diferente posición

Como ya se mencionó, γ es obtenida a partir del método línea-línea [19], el cual requiere dos líneas de distintas longitudes para poder obtener la constante de propagación. Sin embargo, para este prototipo no es posible aplicar dicho método, ya que solamente se cuenta con una línea con longitud de 7.5 cm. Por esta razón, la constante de propagación para este prototipo, no se muestra.

3.7 Determinación de z_c

La determinación de la impedancia característica que aquí se presenta, es con el método de una línea ($Z_c = \sqrt{B/C}$), la cual se toma como referencia debido a que se puede obtener directamente de los datos experimentales; sin embargo, incluye los efectos de los pads. A continuación, se muestra la obtención de Z_c para los tres prototipos disponibles.

-Prototipo en empaquetado

En la figura 3.14, se observan las curvas obtenidas para la impedancia característica experimental del prototipo en empaquetado. Por tratarse de líneas cortas, se puede observar que las resonancias que se presentan son de una magnitud grande, además de que las resonancias cuentan con una mayor separación en frecuencia.

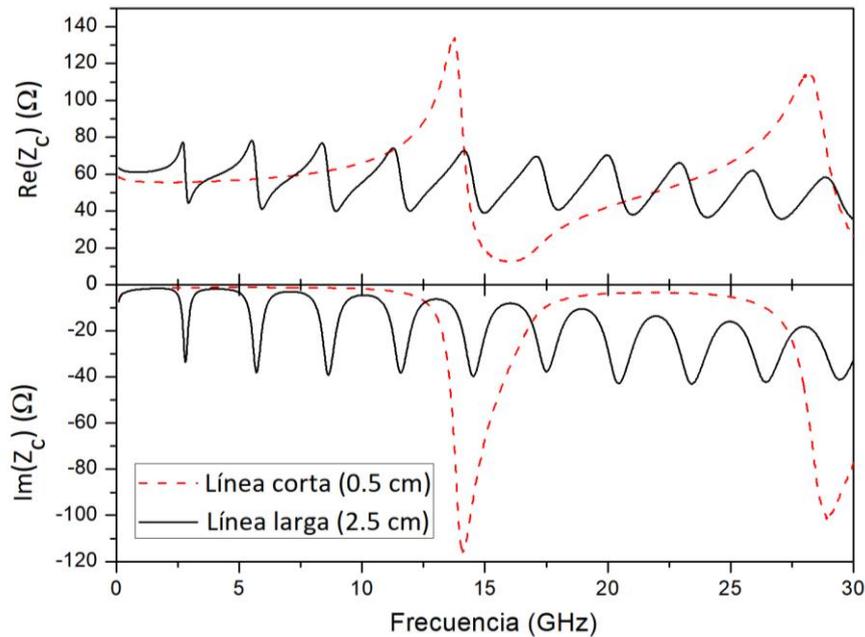


Figura 3.14.- Z_c obtenida de manera experimental para el prototipo en empaquetado. Se muestran los resultados para la línea corta (curva punteada en color rojo) y para la larga (curva sólida color negro).

-Prototipo con diferentes anchos de línea

En la figura 3.15, se presentan las curvas de Z_c para el prototipo con líneas de diferentes anchos. A diferencia de la figura 3.14, en esta figura se puede observar que se representan líneas más largas a comparación del caso anterior, presentando más resonancias.

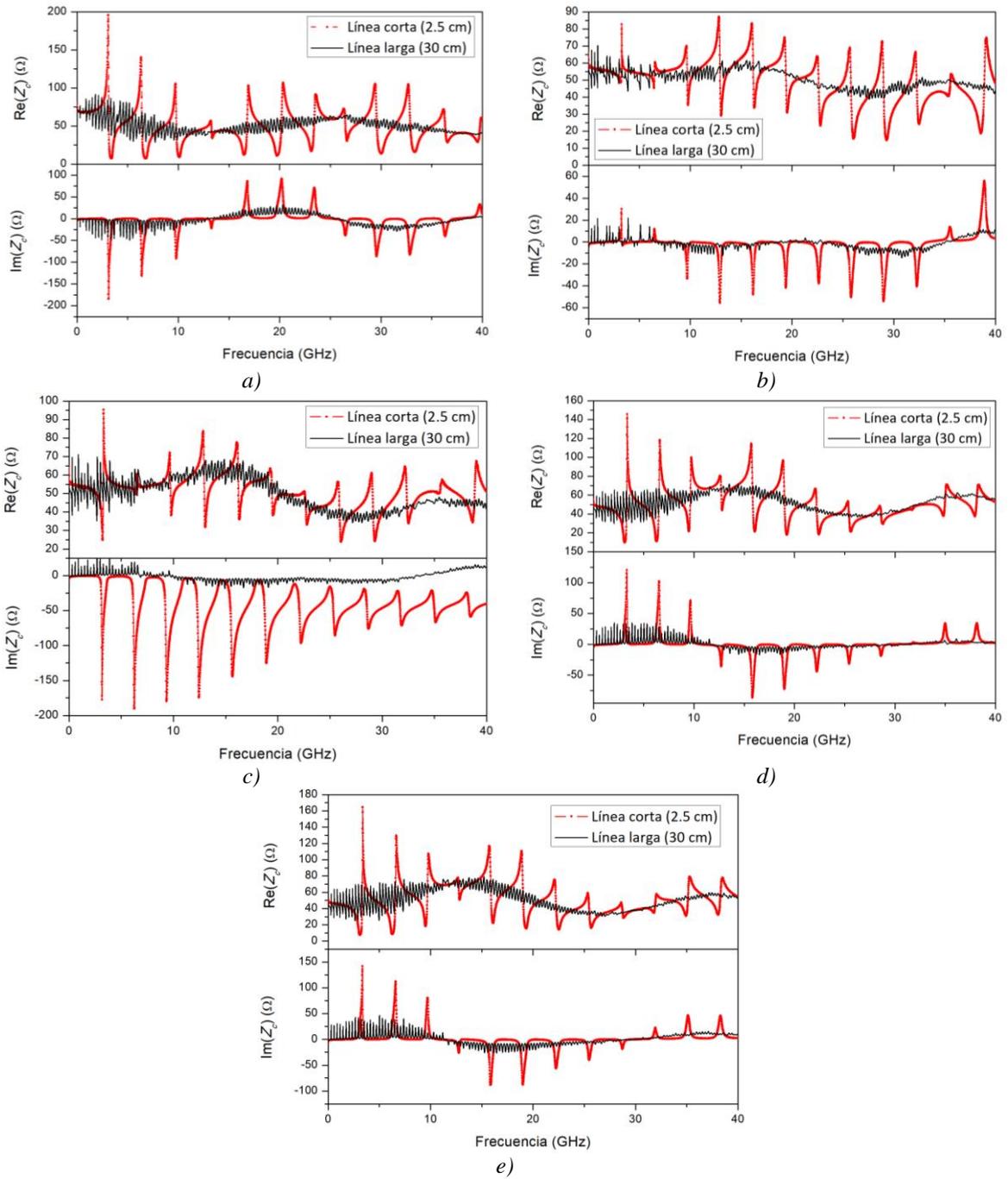


Figura 3.15.- Partes real e imaginaria de las impedancias calculadas en todo el rango de frecuencia, para el prototipo con diferentes anchos, mostrando en: a) el ancho de 127 μm , en b) el ancho 228 μm , en c) 254 μm , d) 330 μm y en e) el ancho 355 μm . En color rojo se muestra la impedancia para las líneas cortas de 2.5 cm y en color negro, para las líneas largas de 30 cm.

-Prototipo con líneas en diferente posición

Por último, en la figura 3.16, se muestra la impedancia para los diferentes materiales disponibles en este prototipo. A la izquierda se muestra la impedancia de la posición 1 para el tejido 2116 y, a la derecha, para el tejido 1080. En el capítulo 4 se detallarán las impedancias obtenidas para las diferentes posiciones.

Es importante mencionar que, las mediciones fueron realizadas hasta una frecuencia de 50 GHz con una menor cantidad de puntos, a comparación del prototipo con diferentes anchos de líneas, que fue medido hasta 40 GHz con 4000 puntos. Además, sólo se presenta la parte real de la impedancia característica, ya que sólo a esta parte se le aplicará el método propuesto en este trabajo, como se observará en el capítulo 4.

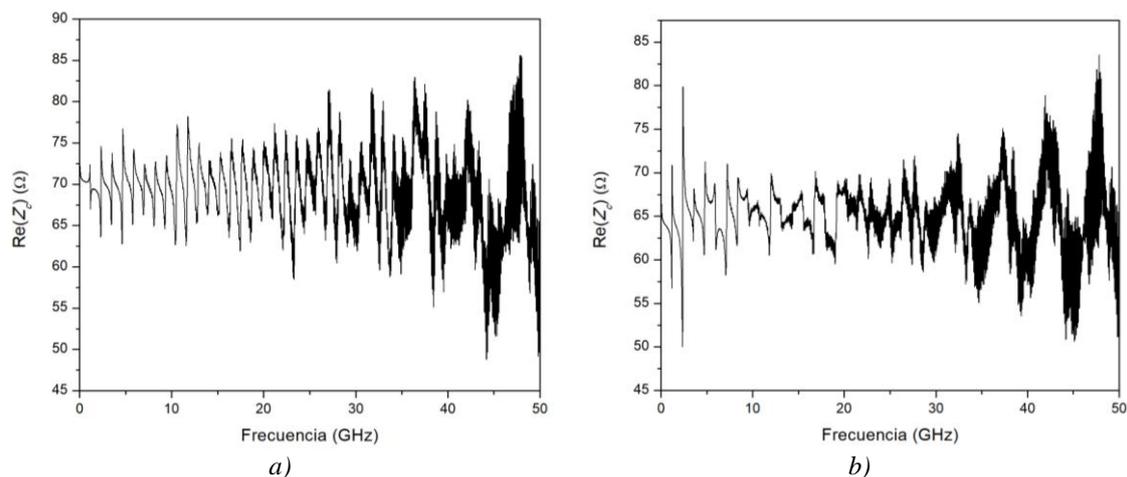


Figura 3.16.- Parte real de la impedancia característica obtenida para los tejidos 2116 (izquierda) y 1080 (derecha) del prototipo con líneas en diferente posición. Presentando solamente el caso para la línea en posición 1 de cada tejido.

3.8 Conclusiones del capítulo

En este capítulo se explicaron de manera detallada los prototipos a utilizar, incluyendo los materiales que los componen, sus dimensiones y otros datos necesarios para entender completamente el prototipo. Además del procedimiento de calibración necesario para las mediciones en laboratorio. Se mostró, además, de manera gráfica, la constante de propagación obtenida por el método [14], y la impedancia característica a partir del método de una línea.

CAPÍTULO 4: DESARROLLO Y VERIFICACIÓN DEL MÉTODO PROPUESTO

4.1 Introducción

Es posible determinar todos los parámetros de un modelo para la impedancia característica Z_c a partir de datos experimentales dentro de una banda limitada de frecuencia. Una vez implementado el modelo, se puede llevar a cabo una extrapolación para obtener Z_c a frecuencias fuera de esta banda. La condición que debe cumplirse para llevar a cabo esto, es que dentro del rango de frecuencia donde se determinan los parámetros, la impedancia no sea afectada significativamente por efectos ajenos a la línea de transmisión. Por ejemplo, que el efecto de las transiciones eléctricas (introducidas por pads de prueba o conectores coaxiales) requeridos para la medición, sea despreciable dentro del rango de extracción de los parámetros.

En este capítulo, se discutirá, primeramente, la descripción general del método propuesto en esta tesis, la remoción necesaria de los efectos de las transiciones y la dificultad de llevar a cabo dicho procedimiento. Posteriormente se desarrollará y explicará la propuesta del nuevo método que propone corregir la impedancia característica en un ancho de banda determinado a partir de datos a bajas frecuencias. Así mismo, también se comparará este nuevo método con los que se encuentran en la literatura para así, validar esta propuesta.

4.2 Descripción general del método propuesto

El método para la obtención de Z_c propuesto en este trabajo, considera la determinación de parámetros experimentales en un rango de bajas frecuencias donde la impedancia no se ve afectada por las estructuras de prueba utilizadas para la medición. Es en este rango donde se considera a la impedancia experimental como verdadera y, se utilizan estos datos para la extrapolación a todo el rango de frecuencia. Sin embargo, este método permanece válido en todo el rango de medición bajo ciertas suposiciones.

En la figura 4.1, se puede observar un ejemplo de impedancia obtenida de manera experimental, indicando el rango a bajas frecuencias de donde son extraídos los parámetros para la obtención de Z_c mediante el método propuesto, mostrando, además, una resonancia adicional no deseada.

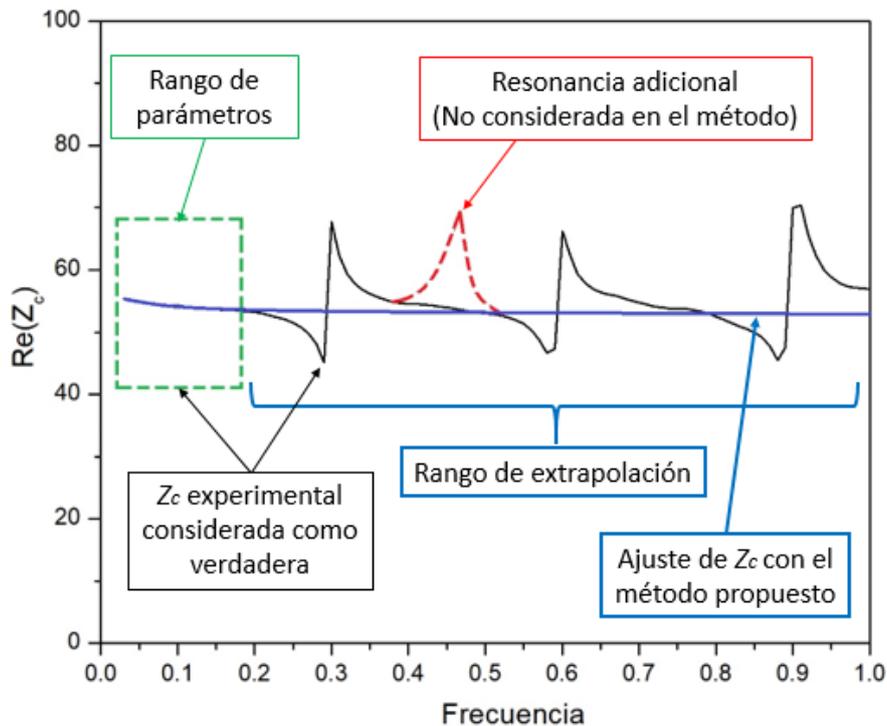


Figura 4.1.- Ejemplo de la parte real de una impedancia obtenida de manera experimental (en color negro). Observar que, en el cuadro verde, se considera el rango a frecuencias bajas donde se extraen los parámetros para realizar extrapolación a un rango de altas frecuencias. Se muestra también una resonancia adicional que no es considerada en el método propuesto.

La extrapolación de Z_c a partir de los datos a bajas frecuencias, necesita tener en consideración que:

- No existen resonancias adicionales además de las resonancias debidas a las transiciones, tanto en el rango seleccionado a bajas frecuencias como en el rango de extrapolación.

Resonancias adicionales como la mostrada en la figura 4.1, se pueden presentar debido a la orientación y separación de las fibras de vidrio presentes en los tejidos del material. Ejemplo de este caso se encuentra en [20].

- La variación de la permitividad con respecto a la frecuencia es despreciable.

En la figura 4.2 se muestra la obtención de la permitividad mediante $\epsilon_r = (\beta - \alpha)^2 / \omega^2 C^2$ [25] donde se observa que tiene un error porcentual del 0.6 con respecto a la tendencia de su valor nominal proporcionado por el fabricante, considerándose por lo tanto, como despreciable.

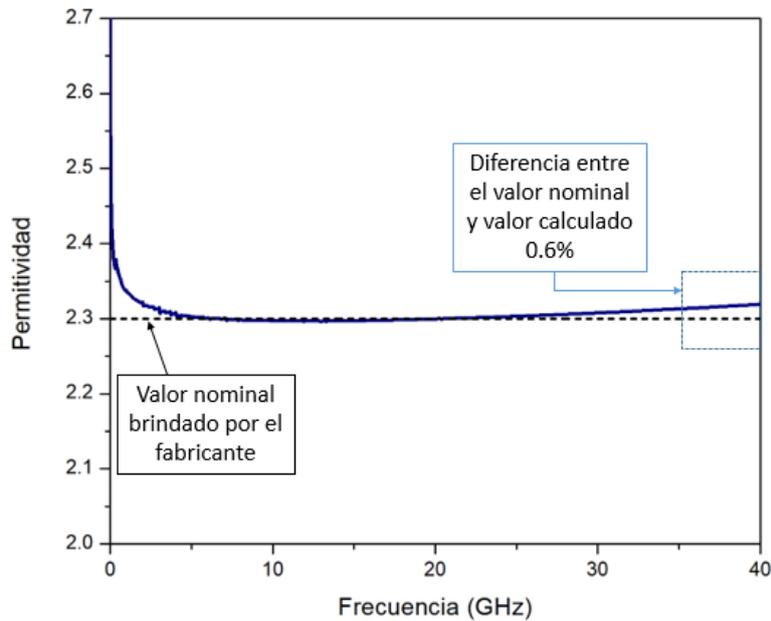


Figura 4.2.- Ejemplo de permitividad dependiente en frecuencia (en color azul) y valor nominal proporcionado por el fabricante (en línea punteada), y la diferencia entre ambas. Si el error porcentual entre ambas es menor al 5% entonces se considera despreciable para el método propuesto.

- Se mantiene un modo de propagación mono-modo.

Para considerar la impedancia como verdadera (homogénea), no deben existir transiciones eléctricas, como se explicó en la sección 2.3.1. Por ejemplo, transiciones de modo coplanar a micro-cinta. Las transiciones debidas a las estructuras de prueba se eliminan con un proceso de des-incrustación, el proceso utilizado en esta tesis es explicado a continuación.

4.3 Metodología

4.3.1 Proceso de des-incrustación

Los parámetros-S de una línea de transmisión medidos incluyen los efectos de transiciones (pads o estructuras de prueba, por ejemplo), los cuales deben ser removidos

para considerar la línea de transmisión como homogénea. Esto se lleva a cabo con un proceso de des-incrustación.

Existen diversas metodologías para llevar a cabo un proceso de des-incrustación [26]–[30]. En este trabajo se aplica el método explicado en [15].

-Prototipo en empaquetado

La figura 4.3a muestra una diferencia a bajas frecuencias, entre las impedancias obtenidas experimentalmente de las líneas corta y larga del prototipo en empaquetado descrito en la sección 3.2.

Al aplicar el método descrito en [15], los efectos de inductancia y capacitancia introducidos por los pads de prueba son removidos de ambos extremos de la línea. Con esto se puede suponer que ambas líneas son homogéneas y que presentan una misma impedancia.

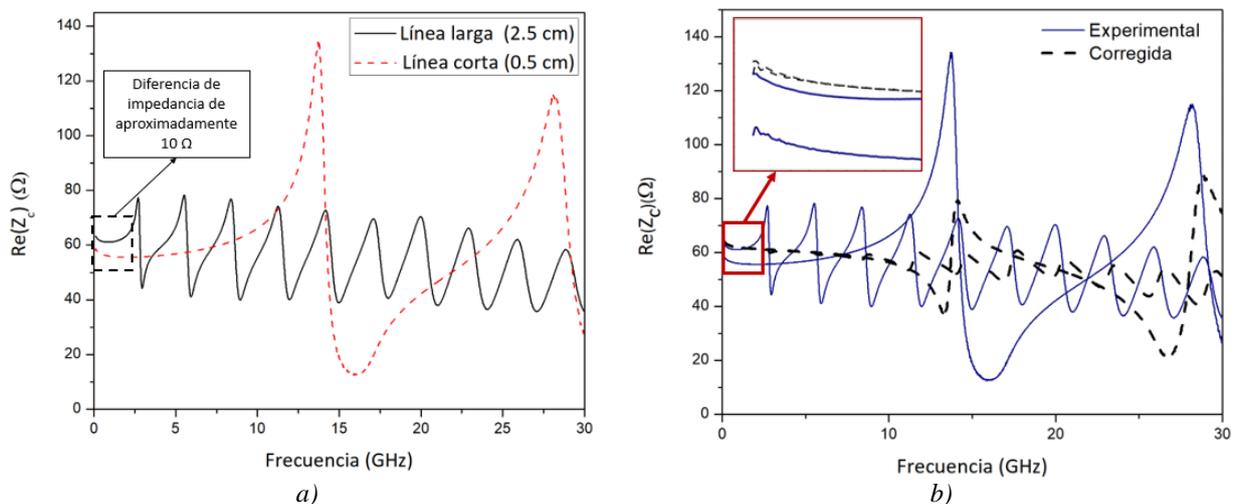


Figura 4.3.- Parte real de la impedancia característica de las líneas corta y larga del prototipo en empaquetado con terminaciones GCPW. Notar en a) la diferencia en impedancia entre ambas líneas. Con el método descrito en [15], se realiza un proceso de des-incrustación donde ambas líneas tienen ahora una impedancia corregida por dicho método, mostrada en b).

De la misma manera, en la figura 4.3b, se realiza una comparación de las impedancias obtenidas de manera experimental con la impedancia corregida, observando que existe un mayor cambio en impedancia por parte de la línea corta a comparación de la línea larga.

Por lo tanto, se concluye que, los efectos de los pads deben ser considerados en el proceso de des-incrustación de líneas de longitudes cortas.

-Prototipo con diferentes anchos de línea

Aplicando el mismo método para el prototipo con líneas con diferentes anchos, se obtienen distintas curvas de impedancia para las diferentes líneas del prototipo. Mostrando en la figura 4.4, el resultado al aplicar el método de des-incrustación, solamente a la línea con ancho de 228 μm .

De manera análoga al prototipo en empaquetado, en la figura 4.4a se observa una diferencia de impedancia entre la línea corta (2.5 cm) y la línea larga (30 cm), de aproximadamente 5 Ω . Y, aplicando el método [15], se obtiene la gráfica 4.4b, donde ya se tiene una impedancia corregida.

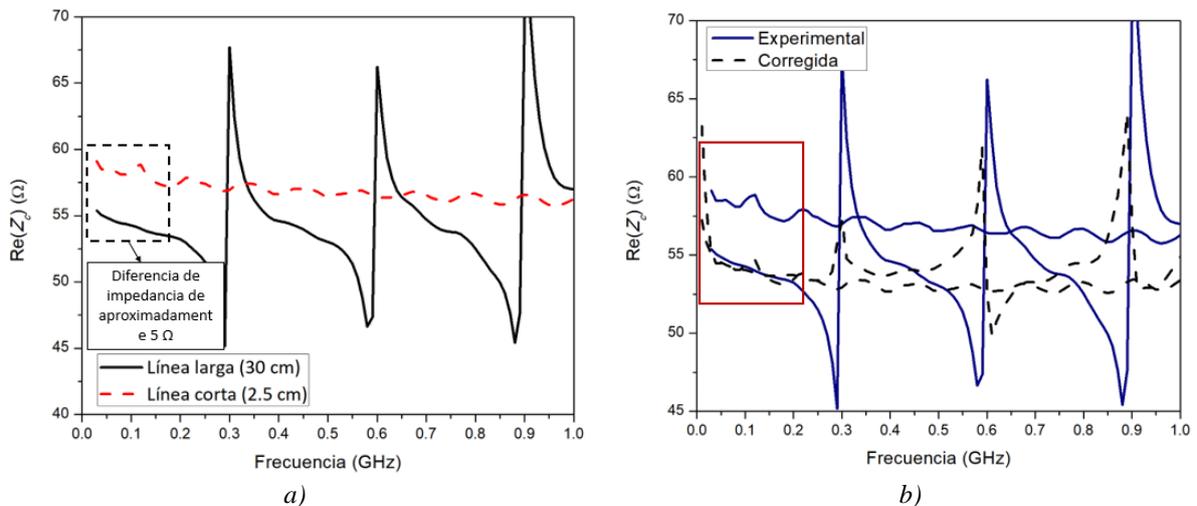


Figura 4.4.- Parte real de la impedancia característica de las líneas corta y larga del prototipo con diferentes anchos de línea. Notar que la diferencia es menor con respecto al prototipo en empaquetado. En a) se muestra la diferencia en impedancia entre las líneas corta y larga y, en b) la impedancia corregida para ambas líneas. Notar en el cuadro rojo, que el ajuste se asemeja al valor de impedancia de la línea larga.

Tomando los primeros valores de cada una de las curvas de impedancia para cada una de las longitudes de este prototipo, a una frecuencia de 5 GHz, se puede cuantificar la diferencia en impedancia entre ambas líneas, mostrada en la figura 4.5, la cual indica que la diferencia en impedancia entre líneas corta y larga aumenta conforme aumenta el ancho

de línea en una tendencia casi lineal. Esto conlleva a la conclusión de que no solamente debido a la longitud se hace considerable el efecto de los pads, sino también debido al ancho de la línea w .

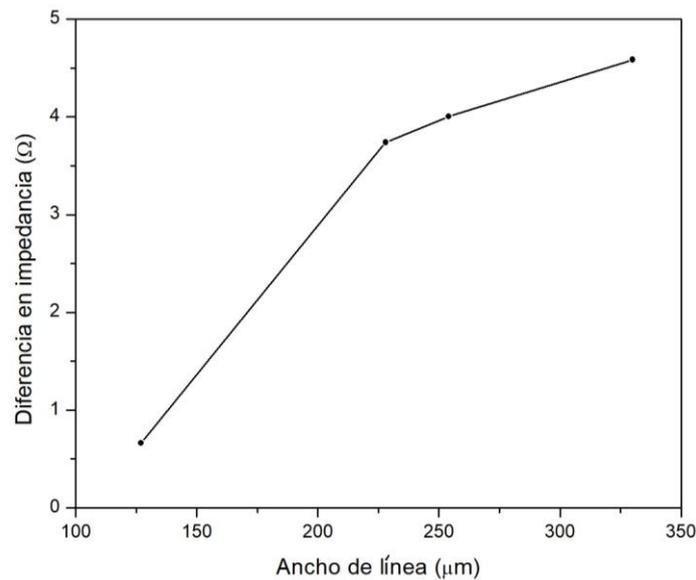


Figura 4.5.- Diferencia en la parte real de la impedancia, entre las líneas corta y larga del prototipo con diferentes anchos de línea.

-Prototipo con líneas en diferente posición

Es importante mencionar que este prototipo solamente cuenta con una longitud para todas las líneas, por lo tanto, no se puede observar la influencia de los pads en la impedancia. Sin embargo, se realiza otro experimento para este prototipo, el cual se detalla en la sección 4.4.

4.3.2 Ajuste a bajas frecuencias considerando el efecto de las pérdidas por conductor

La atenuación total en una línea de transmisión tipo micro-cinta, está dada por la ecuación 4.1, la cual incluye las pérdidas por conductor, pérdidas por dieléctrico y pérdidas por radiación. Para PCB e interconexiones en circuito integrado, las pérdidas por radiación son considerables a frecuencias mayores a 100 GHz [3], fuera del rango de las mediciones para los prototipos mencionados.

$$\alpha_T = \alpha_c + \alpha_d + \alpha_R \quad (4.1)$$

De la ecuación 4.1, y omitiendo las pérdidas por radiación, las pérdidas por dieléctrico se vuelven dominantes sobre las de conductor, a altas frecuencias [8].

De manera análoga a la ecuación 4.1, se define la ecuación 4.2 en términos del desfase de señal en una línea de transmisión β [31]. Donde el primer término en la sumatoria, corresponde a las pérdidas debidas al conductor. El segundo término describe el modelo para las pérdidas por dieléctrico y el tercero, para las pérdidas por radiación, no consideradas en este método.

$$\beta_T = B_1\sqrt{\omega} + B_2\omega + B_3\omega^2 \quad (4.2)$$

Por otra parte, en [32] se presenta la ecuación 4.3, la cual define la parte real de la impedancia característica, suponiendo que las pérdidas por dieléctrico son despreciables.

$$\text{Re}(Z_c) = \frac{\beta}{\omega C} \quad (4.3)$$

Donde C es la capacitancia de la línea.

Idealmente, β es proporcional a la frecuencia. Si consideramos las pérdidas por conductor con un modelo de conductor liso, es decir, proporcional a la raíz cuadrada de la frecuencia, entonces se obtiene la ecuación 4.4, la cual describe la parte real de la impedancia característica en términos de estas variables.

$$\text{Re}(Z_c) = \frac{k_\beta f + k_c \sqrt{f}}{2\pi f C} \quad (4.4)$$

Se observa que la ecuación 4.4, es aquella descrita en [8] excepto por el término agregado por las pérdidas en el conductor. Esto, es la aportación de este trabajo.

Simplificando la ecuación 4.4, se obtiene la ecuación 4.5, donde $k_{z1} = k_{\beta}/2\pi C$ y $k_{z2} = k_c/2\pi C$.

$$\text{Re}(Z_c) = k_{z1} + \frac{k_{z2}}{\sqrt{f}} \quad (4.5)$$

Por otra parte, la parte imaginaria de Z_c , presentada en la ecuación 4.6, se define como la propuesta en [6], agregando las pérdidas por conductor de la misma manera que para la parte real.

$$\text{Im}(Z_c) = -\frac{\alpha}{\omega C} + \frac{\beta \tan \delta}{\omega C} = -\frac{\alpha}{\omega C} + \text{Re}(Z_c) \tan \delta \quad (4.6)$$

A partir de la ecuación 4.5, se realiza una regresión lineal en un rango a bajas frecuencias para la parte real de la impedancia experimental, misma que se presenta en la ecuación 4.7 y en la figura 4.6.

$$\sqrt{f} \text{Re}(Z_c) = k_{z1} \sqrt{f} + k_{z2} \quad (4.7)$$

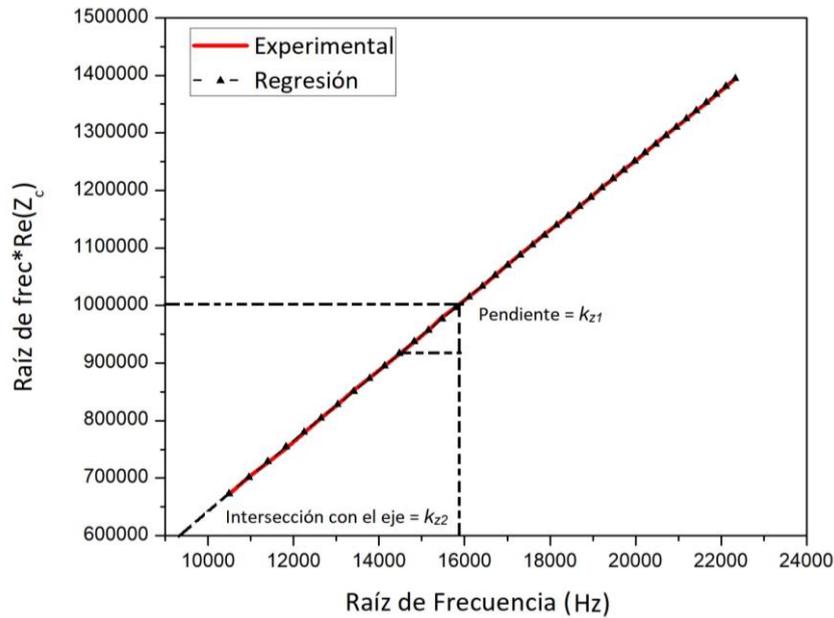


Figura 4.6.- Regresión realizada a bajas frecuencias. En línea sólida color rojo, la regresión realizada a partir de datos experimentales y, línea con símbolo en color negro, comprobación de que la regresión tiene correlación con los datos experimentales.

4.4 Discusión de resultados

A continuación, se presentan los resultados obtenidos al aplicar el método propuesto para los diferentes prototipos descritos en el capítulo 3. Es importante mencionar que todas las curvas obtenidas se muestran a frecuencias bajas, para la observación de que el método propuesto muestra un ajuste cercano a la impedancia experimental corregida con el método de des-incrustación [15], en el rango de frecuencia de interés.

En la figura 4.7, se presentan las curvas de impedancia del prototipo en empaquetado, en 4.7a para la línea corta de 0.5 cm y, en 4.8b, la línea larga de 2.5 cm. Mientras que, en la figura 4.8, se presentan las curvas del prototipo con diferentes anchos. Finalmente, el método propuesto también se comprueba con el prototipo con líneas en diferente posición, mostrando en la figura 4.9a la impedancia para el material con el tejido 2116 y en la figura 4.9b, la impedancia para el material con el tejido 1080.

4.4.1 Resultados del prototipo en empaquetado

En la figura 4.7 se puede observar las diferentes impedancias obtenidas para el prototipo en empaquetado, para la línea corta y larga. Notar el error calculado entre el método propuesto y la impedancia corregida mediante el proceso de des-incrustación, de 0.14% y 0.13% para las líneas corta y larga, respectivamente. Al ser un error bajo (menos del 1%) se considera que el método propuesto presenta una correlación que se ajusta bien a la impedancia de la línea homogénea. Esta diferencia de error, es debida a que la línea corta tiene mayor sensibilidad a las transiciones con respecto a una línea larga. Por lo tanto, presenta un error mayor al ajuste de la impedancia.

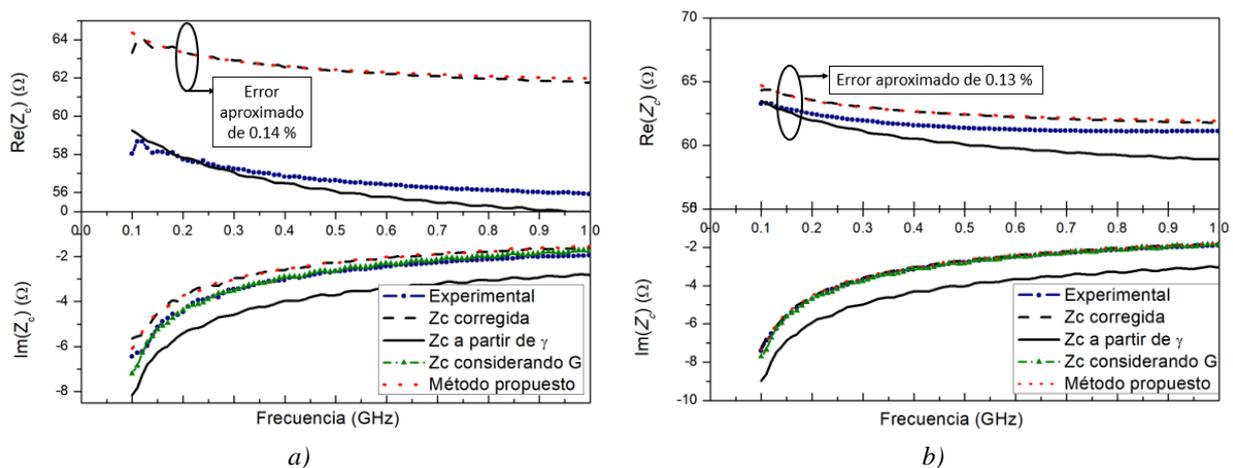
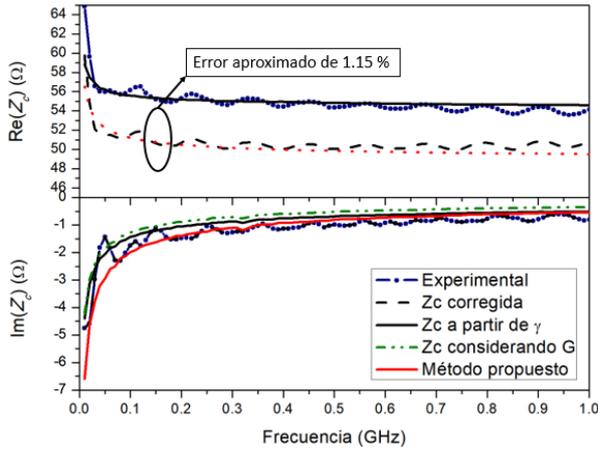


Figura 4.7.- Partes real e imaginaria de Z_c del prototipo en empaquetado, obtenida por los diferentes métodos mencionados, mostradas en un rango de frecuencia hasta 1 GHz. Mostrando en a) los resultados para la línea corta (0.5 cm) y en b) los resultados para la línea larga (2.5 cm). Observar que se realiza un ajuste a ambas partes de la impedancia, a bajas frecuencias del método propuesto con respecto al método en [13].

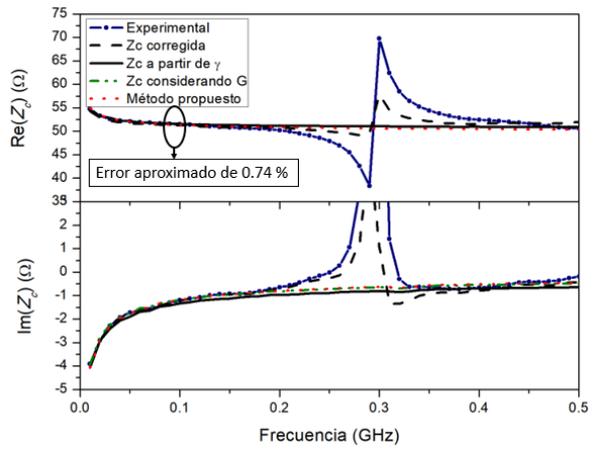
Así mismo, se comprueba que el método propuesto presenta una clara ventaja con respecto a otros métodos reportados. Por ejemplo, el método en [13], no presenta un buen ajuste a bajas frecuencias. Además, la impedancia denominada como experimental no representa a la línea homogénea ya que, como se explicó en la sección 2.3.1, necesita la remoción de los efectos de los pads de prueba.

Debido a que la aportación de las pérdidas por conductor es realizada directamente a la parte real de la impedancia, es aquí donde esta tiene mayor efecto. Como se observa en la figura 4.7, la diferencia en la parte imaginaria de la impedancia no es tan considerable con respecto a la parte real. Además, la constante de propagación es

ANCHO DE LÍNEA 254 μm

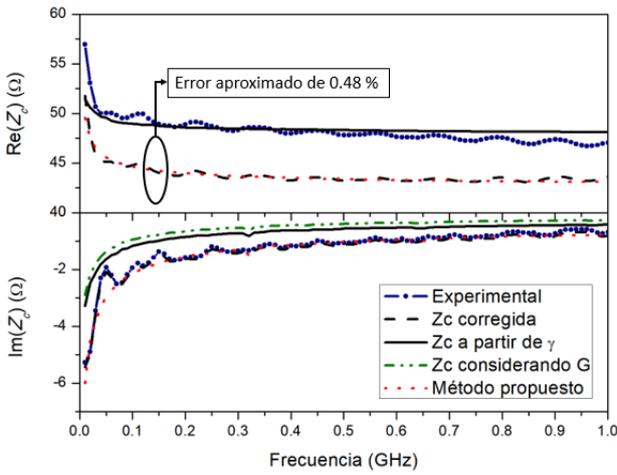


e)

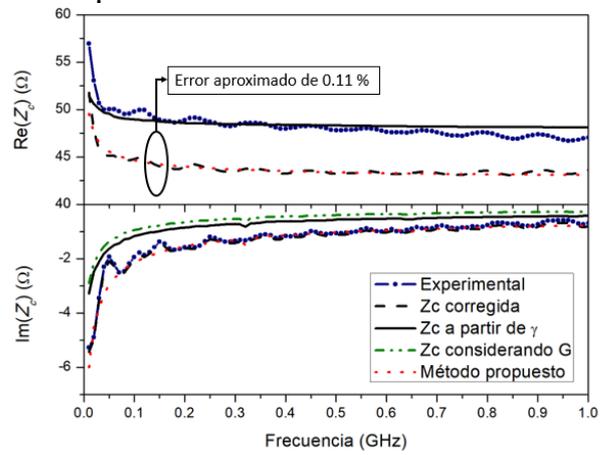


f)

ANCHO DE LÍNEA 330 μm

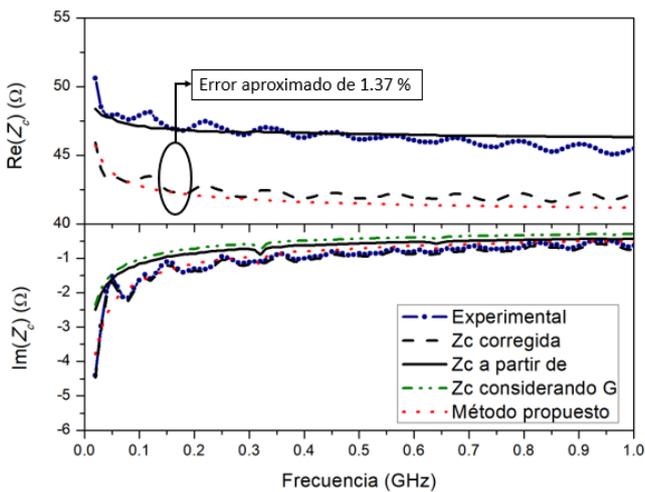


g)

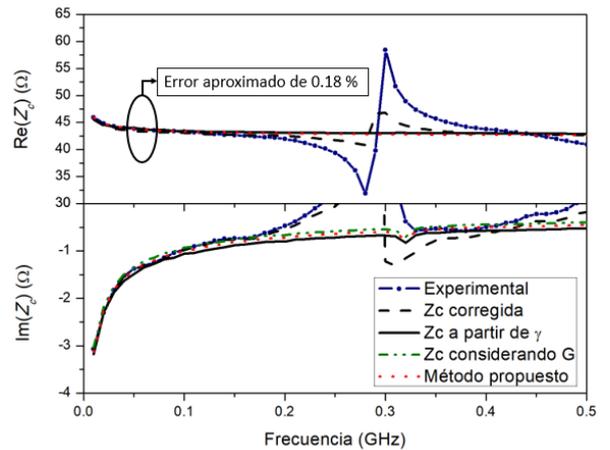


h)

ANCHO DE LÍNEA 355 μm



i)



j)

Figura 4.8.- Partes real e imaginaria de las líneas cortas (a la izquierda) y largas (a la derecha) de las impedancias calculadas para los distintos métodos, incluyendo el propuesto en esta tesis. Así mismo, se muestra el error porcentual entre el método propuesto y los mencionados [13-15].

Como se puede observar en la figura 4.8, las líneas cortas son las que presentan mayor cambio de impedancia con respecto a la impedancia corregida (excepto el caso para la línea con ancho de 127 μm). Por lo mismo, son estas líneas cortas las que presentan el mayor error porcentual. Esto es debido a que son las más sensibles a un cambio en comparación de una línea larga. De la misma manera, el cambio en los anchos de línea también contribuye a la sensibilidad de la detección de los distintos cambios en las transiciones (conectores, en este caso). Por lo tanto, longitud y ancho de línea influyen en la sensibilidad para detectar las transiciones (conectores, pads) en una línea de transmisión.

Además, en base a la figura 4.8, también se puede concluir que, el método propuesto funciona tanto para líneas muy cortas (0.5 cm) y con líneas de hasta 30 cm, en distintos materiales de placas de circuitos impresos, y en distintos anchos y longitudes de líneas.

4.4.3 Resultados del prototipo con líneas en diferente posición

El propósito de este prototipo es la comprobación del método descrito en la sección 4.3.2, sin la necesidad de contar con líneas de diferentes longitudes. Por lo tanto, se obtiene la parte real de la impedancia (sin aplicarle un proceso de des-incrustación) a líneas con una misma longitud (7.5 cm), en diferentes materiales y en diferentes posiciones a lo largo de una tarjeta PCB.

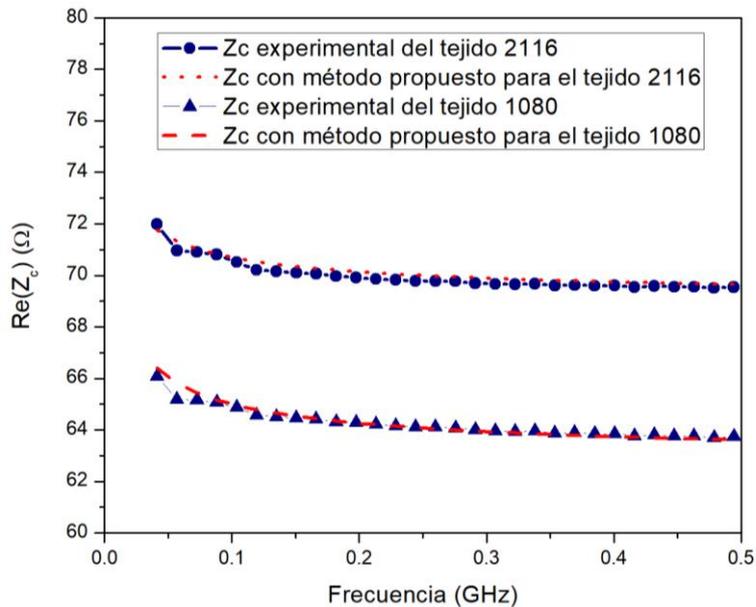


Figura 4.9.- Parte real de Z_c del prototipo con líneas en diferente posición, mostrando solo una posición de línea, en un rango de frecuencia hasta 500 MHz. Observar la correlación entre la impedancia obtenida de manera experimental y con el método propuesto.

Además del resultado mostrado en la figura 4.9, se confirma que existe una variación de la impedancia, de acuerdo a la posición y el estilo de tejido en que se encuentren las líneas. Esto se muestra en la figura 4.10.

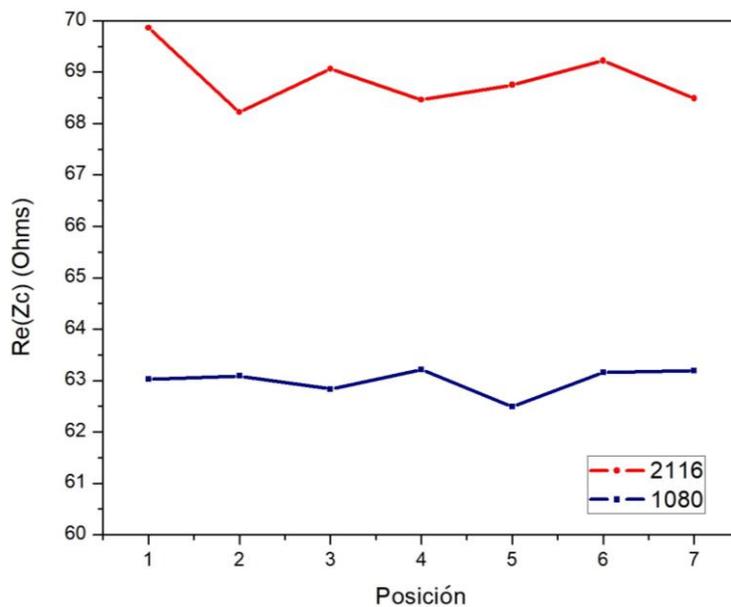


Figura 4.10.- Parte real de la impedancia del prototipo con líneas en diferente posición. Mostrando las 7 líneas para los tejidos 2116 y 1080. Observar que existe una mayor variación en impedancia para el tejido 2116.

Observando las gráficas de la figura 4.10, la variación en impedancia en el tejido 2116 es de 1.6Ω , mientras que para el 1080, la mayor variación en impedancia es menor a 1Ω .

Como se mencionó en el capítulo 3, el tejido 2116 presenta un contenido de resina menor, a pesar de que sus fibras presentan mayor homogeneidad a comparación del tejido 1080. Por lo tanto, se concluye que la variación en impedancia en el tejido 2116 es debido al porcentaje en el contenido de resina.

4.2 Conclusiones del capítulo

En este capítulo, se presentó el método desarrollado para la obtención de Z_c en un rango de bajas frecuencias, así como las limitaciones que tiene dicho método. Además, fueron presentados los resultados de aplicar el método desarrollado para la obtención de Z_c , añadiendo el término de las pérdidas por conductor, a los distintos prototipos comentados en el capítulo 3. Así mismo, se comparó dicho método con los mencionados en el capítulo 2 y se cuantificó el error con los principales métodos, dando como resultado un error porcentual de menos de 1.5. Por lo tanto, se verifica que, el método propuesto en este trabajo proporciona una ventaja de obtener Z_c directamente a partir de los parámetros-S obtenidos en medición, sin la necesidad de conocer γ , ni contar con una línea adicional (como en el caso del prototipo con líneas en diferente posición).

CAPÍTULO 5: CONCLUSIONES

La principal motivación de este trabajo fue el estudio y caracterización de líneas de transmisión tipo de micro-cinta y un caso coplanar con terminación simple y de sus parámetros fundamentales: constante de propagación e impedancia característica. Se hizo especial énfasis en la determinación de la impedancia, ya que se propuso un nuevo método para su obtención. Una vez determinados estos dos parámetros fundamentales, es posible el cálculo de otras variables como los parámetros RLGC y a partir de éstos, la permitividad y la tangente de pérdidas de los materiales sobre los cuales están soportados las líneas de transmisión.

Es importante el desarrollo de modelos que ayuden a la determinación de la impedancia característica para procesos posteriores. Ejemplo de ello es el proceso de calibración, para la cual es necesario medir estándares de calibración que contribuyan al cálculo de los errores sistemáticos del equipo. Además, en sistemas complejos, es necesario el conocimiento de la impedancia característica de las distintas etapas de un circuito para evitar reflexiones y pérdidas grandes de señal en los canales de interconexión.

A pesar de los distintos métodos desarrollados para la determinación de la impedancia característica, no existía contribución alguna donde se tomara en cuenta la contribución de las pérdidas por conductor a bajas frecuencias, por lo que, este trabajo realiza dicha aportación. Esta aportación es importante ya que, realiza un mejor ajuste incluyendo el rango de bajas frecuencias. De no hacer esto, la impedancia puede incluir un término de error y provocar reflexiones no deseadas.

5.1 Contribuciones de este trabajo

A manera de resumen, las conclusiones y contribuciones de este trabajo son las siguientes:

- El estudio y caracterización de líneas de transmisión de terminación simple, a partir de sus parámetros fundamentales γ y Z_c . Así como la medición de sus

parámetros-S y la importancia de la utilización de los procesos de calibración y del procedimiento de des-incrustación.

- Se desarrolló un modelo para la determinación de Z_c , a partir de los parámetros-S medidos de una línea de transmisión en una banda limitada de bajas frecuencias, esto considerando el efecto de las pérdidas por conductor.
- Añadiendo el término de las pérdidas por conductor, y comparando con otros métodos para la determinación de Z_c , se concluye que existe un porcentaje de error más bajo a comparación de los que presenta dichos métodos (menor al 1.5%). Por ende, los métodos mencionados no alcanzan a tener un buen ajuste en un rango de bajas frecuencias.
- Se comprobó el método desarrollado en este trabajo con tres prototipos muy diferentes entre sí, tanto en geometría como en materiales. Llegando a la conclusión de que, el método funciona incluso teniendo una sola longitud para una línea de transmisión.
- No es necesario conocer la constante de propagación, a diferencia de otros métodos.
- Es posible determinar la impedancia característica directamente de mediciones. Sin embargo, es necesario realizar un proceso de des-incrustación antes de aplicar el método propuesto, con la finalidad de eliminar los efectos debidos a las terminaciones de la línea.

5.2 Trabajo futuro

El método propuesto también podría ser verificado en el dominio del tiempo realizando un análisis TDR a partir de simulaciones en ADS, por ejemplo. De igual manera, comprobarlo en simuladores de onda completa, así como en líneas de transmisión en oblea. Esto, con el propósito de validarlo en un amplio rango.

También puede incluirse como trabajo a futuro, el desarrollo de un modelo en el que se incluya por lo menos una limitación que, por el momento, tiene el método propuesto. Por ejemplo, la variación de la permitividad con respecto a la frecuencia.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] J. E. Zúñiga-Juárez, J. A. Reynoso-Hernández, M. Del Carmen Maya-Sánchez, and R. S. Murphy-Arteaga, "A new analytical method to calculate the characteristic impedance ZC of uniform transmission lines," *Comput. y Sist.*, vol. 16, no. 3, pp. 277–285, 2012.
- [2] C. H. Hsieh, S. C. Sue, P. C. Lyu, and W. G. Wu, "Electromagnetic emissions from PCB microstrip traces suppression," *Biophys. J.*, vol. 73, no. 2, pp. 870–877, 1997.
- [3] D. M. Cortés Hernández, "Modeling of Microwave Transmission Lines Considering Frequency-Dependent Current Distribution Effects," 2017.
- [4] Agilent Technologies, "LRL / LRM Calibration," no. 16000, 2004.
- [5] J. A. Jargon, R. B. Marks, and D. K. Rytting, "Robust SOLT and alternative calibrations for four-sampler vector network analyzers," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 47, no. 10, pp. 2008–2013, 1999.
- [6] M. Femdahl, K. Andersson, and C. Fager, "Multi-line TRL calibration compared to a general de-embedding method," *73rd ARFTG Microw. Meas. Conf. Spring 2009 - Pract. Appl. Nonlinear Meas.*, 2009.
- [7] R. Torres-Torres, R. Murphy-Arteaga, and J. A. Reynoso-Hernández, "Analytical model and parameter extraction to account for the pad parasitics in RF-CMOS," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 52, no. 7, pp. 1335–1342, 2005.
- [8] A. Rumiantsev and N. Ridler, "Calibración del VNA," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 9, no. 3, pp. 86–99, 2008.
- [9] H. A. Wheeler, "Transmission ~ Line Properties of Parallel Wide Strips by a Conformal ~ Mapping by," pp. 280–289, 1964.
- [10] M. V. Schneider, "Microstrip Lines for Microwave Integrated Circuits," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 48, no. 5, pp. 1421–1444, 1969.
- [11] E. Hammerstad and Jensen, "Accurate Models for Microstrip Computer-

- Aided Design,” no. 12, p. 43, 2001.
- [12] Woopoung Kim, Seock Hee Lee, M. Swaminathan, and R. R. Tummala, “Robust extraction of the frequency-dependent characteristic impedance of transmission lines using one-port TDR measurements,” pp. 113–116, 2002.
 - [13] R. Torres-Torres, “Extracting characteristic impedance in low-loss substrates,” *Electron. Lett.*, vol. 47, no. 3, p. 191, 2011.
 - [14] R. B. Marks and D. F. Williams, “Characteristic Impedance Determination Using Propagation Constant Measurement,” *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 1, no. 6, pp. 141–143, 1991.
 - [15] J. E. Post, “On determining the characteristic impedance of low-loss transmission lines,” *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 47, no. 2, pp. 176–180, 2005.
 - [16] S. Vandenberghe, D. M. M. P. Schreurs, G. Carchon, B. K. J. C. Nauwelaers, and W. De Raedt, “Characteristic impedance extraction using calibration comparison,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 49, no. 12, pp. 2573–2579, 2001.
 - [17] Pozar, *Microwave Engineering*, 3rd ed. 2005.
 - [18] J. C. Santos García, “Caracterización de líneas homogéneas a partir de sus propiedades de propagación,” Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica, 2015.
 - [19] J. A. Reynoso-Hernández, “Unified method for determining the complex propagation constant of reflecting and nonreflecting transmission lines,” *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 13, no. 8, pp. 351–353, 2003.
 - [20] G. Romo, R. Torres-Torres, S.-W. Baek, and M. Schauer, “DesignCon 2011 Stack-up and routing optimization by understanding micro-scale PCB effects,” 2011.
 - [21] M. Schauer and C. S. T. America, “DesignCon 2012 Understanding and Mitigation of Fiber Weave Effects in Striplines,” no. 508, 2012.

- [22] J. Coonrod, "Signal Launch Methods for RF/Microwave PCBs," 2014.
- [23] G. Jerónimo, "Identificación y modelado de resonancias en la transmisión de señales en sustratos anisotrópicos," Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica, 2014.
- [24] C. Microtech, "WinCal XE Software." [Online]. Available: <https://www.cascademicrotech.com/products/calibration-tools/wincal-xe/wincal-xe-software/>.
- [25] E. Y. T. Bahena and R. Torres-Torres, "Impact of neglecting the metal losses on the extraction of the relative permittivity from PCB transmission line measurements," *2017 Int. Caribb. Conf. Devices, Circuits Syst. ICCDCS 2017*, pp. 81–84, 2017.
- [26] M. Drakaki, A. A. Hatzopoulos, and S. Siskos, "Improving the Accuracy of the De-embedding Methods for on-wafer RF Measurements," *Methods*, no. 144, pp. 1–5, 2006.
- [27] Jaeho Lee, Jaehong Lee, Jongwook Jeon, Hee Sauk Jhon, and Hyungcheol Shin, "Deembedding Accuracy for Device Scale and Interconnection Line Parasitics," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 19, no. 11, pp. 713–715, 2009.
- [28] B. Zhang, Y. Z. Xiong, L. Wang, S. Hu, and J. L. W. Li, "On the de-embedding issue of millimeter-wave and sub-millimeter-wave measurement and circuit design," *IEEE Trans. Components, Packag. Manuf. Technol.*, vol. 2, no. 8, pp. 1361–1369, 2012.
- [29] C. I. Lee and W. C. Lin, "A simple and accurate pad-thru-short deembedding method based on systematic analysis for RF device characterization," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 62, no. 1, pp. 94–101, 2015.
- [30] D. Williams, "De-embedding and unterminating microwave fixtures with nonlinear least squares," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 38, no. 6, pp. 787–791, 1990.
- [31] M. Y. Koledintseva, A. V. Rakov, A. I. Koledintsev, J. L. Drewniak, and S.

Hinaga, "Improved experiment-based technique to characterize dielectric properties of printed circuit boards," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 56, no. 6, pp. 1559–1566, 2014.

- [32] M. Cauwe and J. De Baets, "Broadband material parameter characterization for practical high-speed interconnects on printed circuit board," *IEEE Trans. Adv. Packag.*, vol. 31, no. 3, pp. 649–656, 2008.