



**I
N
A
O
E**

Modelos para la representación de las propiedades de propagación de ondas electromagnéticas en líneas de transmisión en los diferentes niveles de un sistema electrónico

Por:

M. en C. Gabriela Méndez Jerónimo

Tesis

presentada en cumplimiento parcial de los requisitos para obtener el grado de:

Doctor en Ciencias

por el

Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica

Diciembre 2018

Tonantzintla, Puebla

Asesor

Dr. Reydezel Torres Torres

©INAOE 2018

Derechos Reservados

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



Resumen

LAS INTERCONEXIONES son estructuras que se encuentran en todos los niveles de integración de un sistema electrónico: desde las que hacen la conexión transistor-transistor (locales) hasta las que unen a dos o más de una tarjeta de circuito impreso. En cada nivel de interconexión y dependiendo de su frecuencia de operación, los efectos que dominan las características de propagación de las señales son diferentes. Por ejemplo, en las líneas fabricadas en tecnología de circuito impreso que operan en el rango de las microondas, dos de los efectos dominantes en la propagación de las señales son: la permitividad periódica del sustrato y la rugosidad del conductor. Por otra parte, en las interconexiones en chip estos efectos no son relevantes ya que el sustrato no presenta la periodicidad que tienen los sustratos de PCB y la rugosidad es muy pequeña. En este tipo de interconexiones, los efectos que dominan son la alta resistencia y capacitancia, debidos a las dimensiones extremadamente pequeñas de las interconexiones. Dichos efectos introducen una elevada atenuación y aumentan el retardo de la señal y es por ellos que las interconexiones en chip son consideradas un cuello de botella en el desarrollo de nuevos sistemas de alta velocidad. Como puede observarse, las interconexiones son parte importante de los sistemas electrónicos y es por esta razón que actualmente el estudio de su comportamiento es un tópico de investigación relevante.

El proyecto doctoral reportado en esta tesis está dedicado al estudio, caracterización y modelado de los principales efectos que intervienen en la propagación de las señales a través de las interconexiones dentro de un sistema electrónico. En este trabajo, se estudiaron y modelaron interconexiones en nivel PCB y chip. Para ello, en cada nivel se emplearon como vehículos de prueba estructuras relevantes en el estado del arte. Además, todos los modelos propuestos se verificaron experimentalmente y son útiles para la evaluación e incluso la optimización de las diferentes estructuras estudiadas.

Abstract

INTERCONNECTS are structures which are in all the integration levels of an electronic system: from the transistor-transistor connections (locals) to those that are used to link two or more printed circuit boards. The main effects which affect the propagation characteristics of the signals through interconnects are different at each interconnect level and also depend on the operation frequency. As example, interconnects on printed circuit boards operating at microwave frequencies strongly depend on the periodic relative permittivity of the dielectric substrates and also on the metal roughness. On the other hand, these effects are not relevant for the on-wafer interconnects because the substrates use not to be periodic and because the roughness is very low. In fact, the main effects in on-chip interconnects are the high resistance and capacitance which are due to their extremely small dimensions. These effects introduce a high attenuation and increase the signal delay. In fact, they are the reason why on-chip interconnects are considered as the bottleneck for the development of systems operating at very high data rates. As it can be seen, the interconnects are an important part of electronic systems so that their analysis is currently an important research topic.

The Ph. D project reported in this thesis is focused on the study, characterization and modeling of the principal effects which affect the propagation of the signals when they travel in interconnect. Interconnect on PCB and on-chip levels were studied as part of this work. In order to do that, relevant structures in the state of the art were considered as test vehicles. Besides, all the proposed models were experimentally verified and they are useful for evaluating and even for the optimization of the considered transmission lines.

Lista de artículos derivados de este trabajo de tesis

- **G. Méndez-Jerónimo**, V. H. Vega-González, C. J Wilson, R. Torres-Torres, “Characterizing 10 nm node based BEOL interconnects at low-frequency regime based on a transmission-line modelling approach”, *Semiconductor Science and Technology*, vol. 33, no. 9, Agosto 2018.
- **G. Méndez-Jerónimo**, and R. Torres-Torres, “Assessment of coupled transmission lines embedded between imperfectly matched differential circuit stages”, in *Proc. 2018 IEEE 22nd Workshop on Signal and Power Integrity (SPI)*, Rennes, Francia, Mayo 2018.
- **G. Méndez-Jerónimo**, S. C. Sejas-García, R. Torres-Torres, “Modeling and parameter extraction for the metal surface roughness loss effect on substrate integrated waveguides from S-Parameters”, *IEEE Trans. Microw. Theory and Techn*, vol. 66, no. 2, Febrero 2018. pp. 875-882.
- **G. Méndez-Jerónimo**, S. C. Sejas-García, C. Nwachukwu, R. Torres-Torres, “PCB-substrate characterization at multigigahertz frequencies through SIW measurements”, in *Proc. DesignCon 2016*, Santa Clara, CA, Enero. 2016.

Agradecimientos

Durante estos últimos cuatro años, fueron muchas las personas e instituciones que contribuyeron personal y profesionalmente para que me fuera posible desarrollar el trabajo reportado en esta tesis. Es por eso que quiero dedicar este pequeño espacio para agradecerles públicamente:

Antes que todo, a Dios porque es por Él que todas las cosas en mi vida ocurren.

Al Conacyt y al Inaoe por brindarme soporte durante mis estudios así como al Dr. Reydezel Torres Torres por haberme aceptado como su estudiante y por su dirección durante estos años. También agradezco a los miembros del jurado. Doctores: Humberto Lobato Morales, Roberto Stack Murphy Arteaga, Alfonso Torres Jacome, Ignacio Enrique Zaldívar Huerta y Alonso Corona Chávez por el tiempo dedicado a la revisión de este trabajo y por sus sugerencias que permitieron mejorarlo.

A mi familia: mi hermana Maggy, mi más que primo, hermano Jorge, a mi tía Martha y a mi madre. Gracias por siempre estar cerca de mí, aunque sea a la distancia. Los amo.

Finalmente, pero no menos importante. Agradezco a mis amigos, a los que están lejos físicamente y a los que veo casi a diario porque sé que siempre que recuerde estos años, los recordaré a ustedes. Graciash.

Índice

1. Introducción	1
1.1 Niveles de interconexión en un sistema electrónico	2
1.2 Estudio de las interconexiones como líneas de transmisión	4
1.2.1 Conceptos fundamentales	5
1.2.2 Modelo <i>RLGC</i>	5
1.2.3 Estructuras comunes	8
1.3 Efectos dominantes en la propagación de señales	9
1.3.1 Nivel 2: interconexiones en PCB	9
1.3.2 Nivel 0: interconexiones en chip	11
1.4 Importancia del análisis de las características de propagación	12
1.4.1 Caracterización	12
1.4.2 Modelado	13
1.5 Propósito de esta tesis	14
2. Caracterización de PCBs mediante la representación de la propagación en guías de onda	15
2.1 Descripción de una SIW	17
2.2 Cuantificación de las pérdidas empleando simulaciones de onda Completa	20
2.2.1 Atenuación asociada con las pérdidas en el dieléctrico	20
2.2.2 Atenuación asociada con las pérdidas en el conductor:	22
a) Paredes laterales	22
b) Placas superior e inferior	24
2.3 Pérdidas adicionales debidas a la rugosidad del conductor	25
2.4 Impacto de la rugosidad en α_{si}	28
2.4.1 Modelado: propuesta	29
2.4.2 Extracción de parámetros	32
2.4.3 Verificación experimental	33
a) Descripción de prototipos y mediciones	34
b) Resultados	34
2.5 Conclusión del capítulo	38

3. Interconexiones en chip: líneas globales y semiglobales	39
3.1 Principales estructuras	40
3.2 Líneas blindadas	41
3.2.1 Tipos de blindaje	41
3.2.2 Modelos	42
3.3 Modelo <i>RLGC</i> modificado	43
3.4 Modelo para <i>R</i> en CPW blindadas	45
3.4.1 Descripción de los experimentos	45
a) Mediciones	46
b) Simulaciones de onda completa	47
3.4.2 Modelos y resultados de simulación	48
3.4.3 Verificación experimental	53
3.5 Conclusión de capítulo	57
4. Interconexiones en chip: líneas locales	59
4.1 Descripción de la estructura y mediciones	60
4.2 Formulación del modelo	62
4.3 Determinación de los parámetros	65
4.4 Resultados experimentales	69
4.4.1 Verificación de resultados	70
a) Resistencia del trazo de señal	71
b) Estructura MF adicional	73
4.5 Conclusión de capítulo	74
5. Conclusiones generales	75
5.1 Caracterización y modelado de interconexiones a partir de la medición de sus propiedades de propagación	76
5.2 Representación de los efectos a micro-escala en PCB	78
5.3 Modelado de interconexiones en chip	76
5.3.1 Interconexiones globales y semiglobales	79
5.3.2 Locales	79
5.3 Futuro del estudio de las interconexiones	80

Apéndice A	83
Lista de figuras	93
Lista de tablas	99
Índice de referencias	101

Prefacio

ANTES DE ESTE PROYECTO, mi trabajo había estado enfocado en la caracterización eléctrica en alta frecuencia de efectos a micro-escala asociados al dieléctrico en estructuras fabricadas en tecnología de circuito impreso. Con el fin de extender dicha investigación, decidí abordar en este trabajo de tesis doctoral que inicié en Agosto del 2014 la caracterización del material conductor en la misma tecnología. Además, con la motivación de ir más allá del circuito impreso, este nuevo proyecto incluyó el análisis de interconexiones fabricadas en oblea semiconductora. A través del estudio de ambos tipos de interconexiones, se corroboró la versatilidad de la teoría de líneas de transmisión para ser aplicada en diferentes geometrías, a diferentes rangos de frecuencia y con diferentes materiales.

Acerca de este documento, se organiza en cinco capítulos. El **CAPÍTULO 1** presenta una introducción general a las interconexiones: niveles, principales efectos y su estudio usando teoría de líneas de transmisión. El **CAPÍTULO 2** aborda interconexiones en PCB y la propuesta de un modelo para la representación del efecto de la rugosidad en una SIW, de manera que puedan representarse apropiadamente las pérdidas en estas estructuras con fines de caracterización. Por otra parte, en los capítulos tres y cuatro se analizaron estructuras en chip, globales y locales, respectivamente. Así, en los **CAPÍTULOS 3** se tratan interconexiones blindadas de los efectos del substrato, para las cuales se propone un modelo de resistencia que permite identificar cada uno de los mecanismos que determinan su comportamiento dentro del rango de frecuencias de las microondas. Entre los resultados que se presentan aquí, se identifican las pérdidas de energía asociadas con los materiales conductores y su magnitud para diferentes tipos de blindaje. El **CAPÍTULO 4** está dedicado al modelado de interconexiones locales cuya sección transversal presenta dimensiones nanométricas. En este caso, se realizaron mediciones de impedancia y se demostró que incluso a frecuencias tan bajas como 2 MHz estas estructuras exhiben propiedades de línea de transmisión notables.

Finalmente, en el **CAPITULO 5** se presenta un resumen de los resultados obtenidos y conclusiones generales.

Quiero hacer énfasis en que los resultados experimentales incluidos en este trabajo fueron obtenidos a partir de mediciones de prototipos proporcionados por laboratorios de investigación de Isola Group, EE.UU., Intel, México y de imec, Bélgica. Así mismo, trabajé con investigadores de estos laboratorios durante los análisis teórico y experimental.

Gabriela Méndez Jerónimo
Diciembre, 2018.

C A P Í T U L O U N O

Introducción

CON EL DESARROLLO DE LA ELECTRÓNICA DE MICROONDAS (definidas entre 300 MHz y 30 GHz), el estudio de las interconexiones operando en el rango de frecuencias correspondiente comenzó a recibir mucha atención. Dicha atención ha ido en aumento, de modo que actualmente las interconexiones son uno de los principales tópicos de estudio e investigación en la industria de la electrónica [1-3]. Antes que todo, es necesario decir que en electrónica una interconexión es un camino conductivo (o dieléctrico, en el caso de las fibras ópticas) a través del cual una señal es guiada de un punto a otro dentro de un circuito [4]. Actualmente, como se menciona a lo largo de este trabajo, este camino es relativamente largo considerando la velocidad que demandan las aplicaciones modernas, lo que requiere que se analice utilizando la teoría de líneas de transmisión. De hecho, el estudio de las interconexiones utilizando esta teoría es necesario en prácticamente todos los circuitos de procesamiento de información avanzados ya que a medida que la frecuencia aumenta no es suficiente aplicar la teoría de circuitos clásica, en la cual se supone que todos los componentes son concentrados; esto se debe a que las interconexiones ya no pueden ser consideradas como simples cortos circuitos [5]. Entonces, el análisis de las interconexiones vistas como líneas de transmisión incluye el estudio del impacto de la geometría y de sus materiales en las características de transmisión de las señales [6].

Actualmente, las interconexiones son consideradas el cuello de botella en el desarrollo de sistemas más veloces [7], [8]. Es por esta razón que su caracterización y el desarrollo de modelos capaces de reproducir e incluso predecir su comportamiento cobran mayor relevancia ya que son útiles para establecer criterios en el diseño de circuitos y para su optimización [9], [10]. Es en este sentido que este trabajo colabora para el entendimiento del comportamiento de las interconexiones presentes en

diferentes niveles de integración: desde aquellas fabricadas en tecnología de circuito impreso (PCB) hasta las utilizadas para conexiones transistor-transistor. Lo anterior se logra a través de la caracterización de diferentes líneas y proponiendo modelos capaces de representar sus propiedades. Con este análisis, se deja constancia de la versatilidad de la teoría de líneas de transmisión para el estudio de las características de propagación de señales electromagnéticas a través de diferentes estructuras así como para la caracterización de los diferentes tipos de materiales y efectos relacionados con ellas en un amplio rango de frecuencias.

1.1 Niveles de interconexión en un sistema electrónico

Un sistema electrónico se compone de diferentes partes, por esta razón las interconexiones correspondientes se realizan siguiendo cierta jerarquía [4], [11]. Existen novedosos modelos, como el Jisso, que considera múltiples niveles jerárquicos de interconexión [12], [13]. Sin embargo, la clasificación tradicional y más empleada (ver Figura 1.1) divide a las interconexiones en cuatro niveles básicos de integración [11]:

- ❖ **Nivel 3:** corresponde al último nivel de integración de un sistema electrónico y se puede dividir en tres subcategorías:
 - 1) interconexiones entre un conjunto de placas de PCB,
 - 2) entre partes de un dispositivo, y
 - 3) entre dispositivos de un sistema.

- ❖ **Nivel 2:** considera las interconexiones realizadas en tarjetas de PCB e incluye las conexiones entre dos o más circuitos integrados así como aquellas que conectan elementos como capacitores, resistencias, inductores, etc.

- ❖ **Nivel 1:** corresponde a las interconexiones involucradas en el empaquetamiento de un circuito integrado.

- ❖ **Nivel 0:** se refiere a todas aquellas interconexiones realizadas dentro de un chip semiconductor, las cuales pueden clasificarse en globales, semiglobales y locales, dependiendo del nivel de integración en que se encuentren dentro del chip [14].

Es importante mencionar que dependiendo del nivel de integración, la geometría, así como los materiales de las interconexiones, son estas diferentes. Por ejemplo, las interconexiones en PCB suelen presentar dimensiones en el orden de micrómetros, incluso centímetros mientras que para los más nodos tecnológicos más avanzados, las dimensiones de las interconexiones locales son nanométricas. Por tal motivo, los efectos a los que se enfrentan las señales y que afectan su integridad a medida que se transmiten, son diferentes en cada nivel de interconexión.

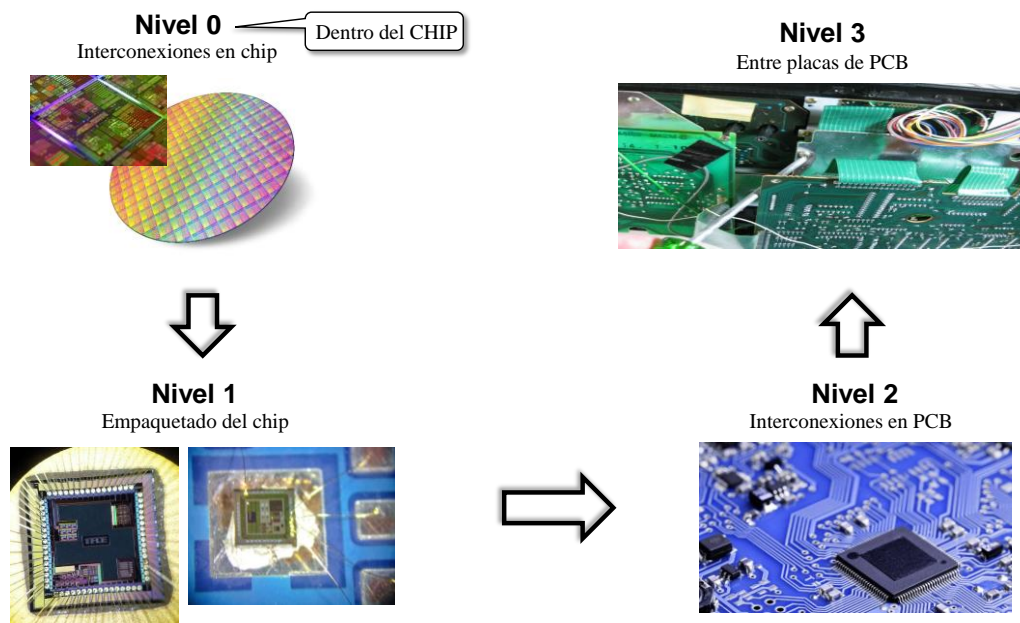


Figura 1.1 Niveles jerárquicos tradicionales de interconexiones en un sistema electrónico. [Imágenes nivel 0, 2, 3: tomadas de internet. Nivel 1: cortesía de G. de la Fuente y H. Bandala].

1.2 Estudio de las interconexiones como líneas de transmisión

Como se mencionó antes, una interconexión es el medio a través del cual una señal viaja de un punto a otro dentro de un circuito. La principal diferencia entre estudiar a las interconexiones empleando teoría de líneas de transmisión o teoría de circuitos clásica es que ésta última considera que las variaciones de voltaje y corriente a lo largo de ellas son despreciables, mientras que en la teoría de líneas de transmisión sí son tomadas en cuenta. Estas variaciones son significativas cuando la longitud de onda de la componente armónica de mayor frecuencia de la señal transmitida es menor que la longitud eléctrica (θ) de la interconexión. De hecho, una interconexión debe ser analizada como línea de transmisión siempre que su longitud eléctrica sea comparable con la longitud de onda (λ) correspondiente a la frecuencia superior de la banda de la señal a transmitir [5], [15]. De manera empírica, se considera línea de transmisión a una interconexión cuando [16]:

$$\theta \geq \frac{1}{4} \lambda \quad (1.1)$$

donde θ puede expresarse en radianes o en fracciones de λ [5]. Además, θ está definida en términos de su longitud física (l) y del retardo de la señal (β):

$$\theta = l\beta \quad (1.2)$$

Desde un punto de vista eléctrico, las altas frecuencias de operación de los sistemas actuales originan que las relativamente altas resistencia, capacitancia e inductancia de las interconexiones introduzcan retardo y atenuación que hacen necesario emplear teoría de líneas de transmisión para su análisis [17], [18]. De hecho, como se verá en el desarrollo de este trabajo, en algunos casos prácticos en tecnologías actuales se cumple el criterio dado en (1.1), incluso para interconexiones cortas y en bajas frecuencias. Es por esto que ahora una gran cantidad de estructuras que antes eran estudiadas con teoría de circuitos, deben ser consideradas como líneas de transmisión.

1.2.1 Conceptos fundamentales

En teoría de líneas de transmisión, es posible asociar las principales características de una línea con dos parámetros fundamentales: la constante de propagación y la impedancia característica.

La constante de propagación (γ), es una cantidad compleja en casos en los que se consideran pérdidas en la línea y se expresa como en (1.3). En esta ecuación, α representa la atenuación que sufre la señal y suele ser expresada en Nepers/m o dB/m mientras que β es conocida como constante o retardo de fase y está expresada radianes/m [5].

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (1.3)$$

Por otra parte, la impedancia característica (Z_c) es un parámetro que proporciona información acerca de la capacidad de una línea para el manejo de corriente para un determinado voltaje. Su conocimiento es fundamental para realizar acoplamiento de impedancias dentro de un sistema, de manera que se transmita la mayor cantidad de potencia aplicada a una interconexión. En líneas con pérdidas, Z_c es una cantidad compleja mientras que para líneas ideales, es puramente real. Cabe señalar que la información obtenida a partir de γ y Z_c es útil en la predicción del comportamiento de la línea de transmisión de manera que es posible optimizar las estructuras con el fin de mejorar la transmisión de las señales.

1.2.2 Modelo *RLGC*

Cuando se habla de señales propagándose a través de una línea de transmisión, básicamente se está haciendo referencia a los campos eléctricos y magnéticos que las conforman. Un concepto importante al respecto es el de “modo de propagación”, que en el contexto de electrodinámica, es la manera en que los campos eléctrico (\mathbf{E}) y magnético (\mathbf{H}) se configuran o “acomodan” para formar una onda que se propaga. En líneas de transmisión formadas por dos conductores perfectos y cuando su sección transversal es mucho menor que la longitud de onda de la señal, el modo de propagación dominante es el transversal electromagnético (TEM) siempre y cuando el

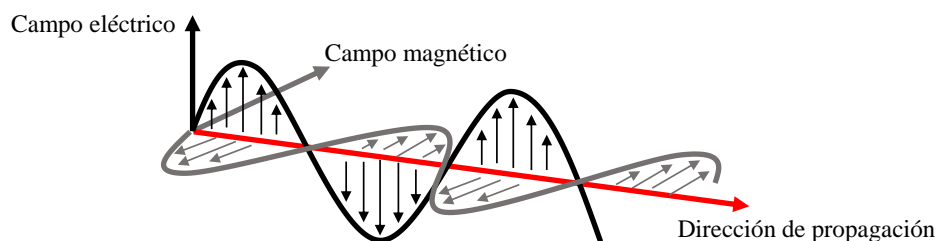


Figura 1.2 Esquema que representa los campos \mathbf{E} y \mathbf{H} en función de la posición para un instante de tiempo cuando viajan en modo transversal electromagnético (TEM).

medio dieléctrico no presente pérdidas y sea homogéneo [5]. En este modo de propagación, los campos \mathbf{E} y \mathbf{H} viajan perpendicularmente entre sí y perpendicularmente a la dirección de propagación, tal y como se muestra en la Figura 1.2. En la realidad, sin embargo, no existe manera de implementar una línea de transmisión que propague ondas en modo TEM perfecto (como sí ocurre en el vacío). No obstante, es posible suponer que bajo ciertas condiciones prácticas, el modo de propagación en líneas de transmisión reales es muy aproximado al TEM; cuando esto ocurre, el modo se conoce como casi-TEM. Por simplicidad, en lo que sigue se hablará del modo TEM refiriéndose a éste último caso.

Para líneas de transmisión que operan en modo TEM, se ha establecido un circuito equivalente llamado *RLGC*, el cual es muy utilizado. En dicho modelo, las líneas son representadas a través de la conexión en cascada de un número n de bloques o celdas unitarias conformadas por una resistencia (R) y una inductancia (L) en serie conectadas con una conductancia (G) y un capacitor (C) en paralelo. En este modelo, cada elemento representa un efecto presente en las interconexiones [5], [6], [15]:

❖ **Resistencia:** representa las pérdidas por efecto Joule en los conductores y es función de la frecuencia debido al efecto piel. Además, está fuertemente relacionada con la sección transversal de los trazos metálicos y con la rugosidad del material [6].

❖ **Inductancia:** representa el lazo de corriente que se forma entre los conductores y debido al efecto piel, es función de la frecuencia [5].

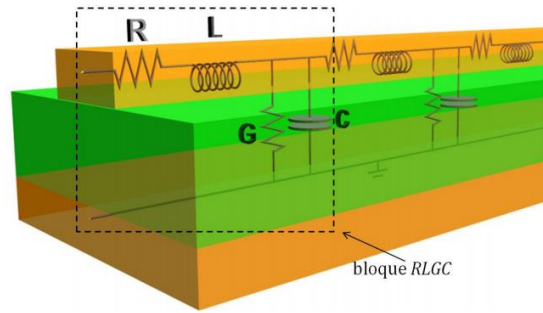


Figura 1.3 Modelo *RLGC* para una línea microstrip.

❖ **Conductancia:** este elemento considera las pérdidas debidas a electrones libres e imperfecciones en el dieléctrico así la pérdida de potencia debida a la polarización en el material. Por tal motivo es función de la frecuencia [19].

❖ **Capacitancia:** es la representación de la capacidad de la línea para almacenar energía debido a la proximidad entre los conductores de señal y tierra. Aunque considerarla constante suele ser una aproximación aceptable, en ocasiones es necesario representarla como función de la frecuencia debido a que involucra a la permitividad compleja del material [19].

De acuerdo con la definición de los elementos *RLGC*, todos ellos son función de la frecuencia. Además, debido a que son la representación de efectos distribuidos, suelen expresarse en unidades por unidad de longitud (p.u.l). Como ejemplo, la Figura 1.3 muestra la distribución de los elementos de una celda *RLGC* en una la línea de microcinta o microstrip. Es importante mencionar que para líneas que son representadas mediante el modelo *RLGC*, la constante de propagación e impedancia característica tienen formas específicas dadas por las siguientes ecuaciones [5]:

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (1.4)$$

$$Z_c = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (1.5)$$

donde ω es la frecuencia en rad/s y $j^2 = -1$.

1.2.3 Estructuras comunes de líneas de transmisión.

De manera tradicional, la definición de línea de transmisión considera sólo aquellas estructuras compuestas por dos o más conductores [5], [15]. Uno de estos conductores es nombrado señal y el otro es la referencia o tierra. Sin embargo, existen estructuras como las guías de onda y las fibras ópticas que a pesar de no contar con dos o más conductores, son consideradas líneas de transmisión ya que cumplen con la tarea de transmitir ondas electromagnéticas a través de ellas. Por tal motivo, estas estructuras son consideradas casos particulares de líneas de transmisión [5].

En la Figura 1.4, se muestran cinco de las estructuras de línea de transmisión más comunes; la primera de ellas corresponde a una microstrip [ver Figura 1.4 (a)]. En esta estructura, parte de la señal viaja en el aire y parte en el dieléctrico. Por tal motivo, es el ejemplo clásico en el que se ilustra la ocurrencia del modo casi-TEM. A diferencia de la microstrip, en la línea stripline mostrada en la Figura 1.4 (b) la señal es transmitida por completo en un medio dieléctrico. Si el dieléctrico entre los planos de referencia superior e inferior es el mismo, esta estructura propaga señales en modo mucho más aproximado al TEM, aunque no perfectamente porque aún presenta pérdidas.

La Figura 1.4 (c) presenta el conocido cable o línea coaxial que corresponde a dos conductores concéntricos y en la Figura 1.4 (d) se muestra una guía de onda coplanar o CPW, por sus siglas en inglés. Las CPW tienen gran relevancia ya que como se verá

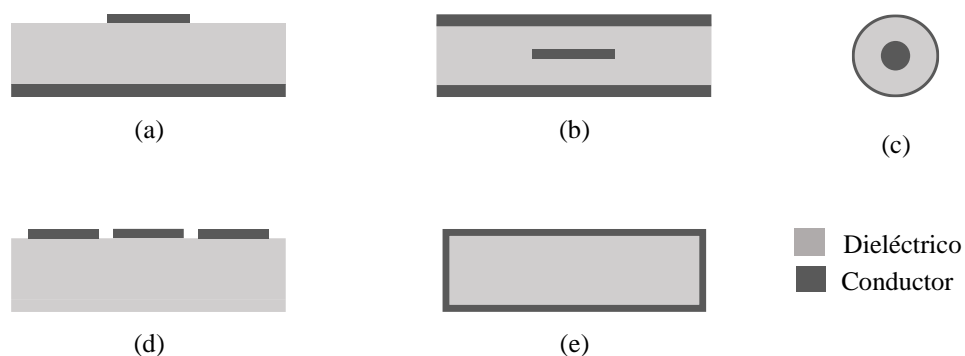


Figura 1.4 Representación de la sección transversal de las estructuras comunes de líneas de transmisión: (a) microstrip, (b) stripline, (c) línea coaxial, (d) guía de onda coplanar, (e) guía de onda rectangular.

más adelante, son las estructuras preferidas para interconexiones en circuitos integrados que trabajan en el rango de las microondas.

Finalmente, en la Figura 1.4 (e) se muestra una guía de onda rectangular. En las guías de onda, uno de los campos viaja en la misma dirección de la propagación. Por lo tanto, estas estructuras operan en modos transversal-eléctrico (TE) o transversal-magnético (TM). Es importante resaltar el hecho de que las guías de onda no son representadas por el modelo *RLGC* porque no operan en modo TEM. Entonces, su constante de propagación e impedancia característica son definidas de manera diferente a lo que se establece en las ecuaciones (1.4) y (1.5) [5].

1.3 Efectos dominantes en la propagación de señales

Como se ha visto hasta ahora, existen diferentes tipos de líneas de transmisión. La diferencia entre ellas puede deberse a la geometría o a los materiales con los que están fabricadas. En la práctica, la geometría y los materiales dependen a su vez del nivel de interconexión en el que se encuentren las interconexiones, ya que por ejemplo, los materiales empleados en tecnología de PCB son diferentes a los involucrados en los circuitos integrados. Entonces, es intuitivo pensar que las características de propagación también son diferentes ya que las señales interactúan con diferentes entornos dependiendo del tipo de línea de transmisión y de su frecuencia de operación. Ya que este trabajo se enfoca en el estudio de líneas de transmisión en los niveles 2 y 0 de interconexión, a continuación se describen los efectos dominantes en las características de propagación de las interconexiones en dichos niveles.

1.3.1 Nivel 2: interconexiones en PCB

La tecnología de PCB se utiliza ampliamente en los sistemas electrónicos. Esto se debe a que además de servir como medio para interconectar diferentes elementos o circuitos integrados en distancias relativamente largas, las tarjetas de PCB también brindan soporte mecánico. Con la finalidad de brindar dicho soporte mecánico es que los substratos se fabrican de manera particular, como se indica a continuación.

Los substratos empleados en tecnología de PCB se fabrican a partir de un tejido de fibra de vidrio como los mostrados en la Figura 1.5. Como puede observarse, existen diferentes estilos de tejido, unos más cerrados que otros. El tejido es impregnado con una resina encargada de dar firmeza al substrato; cabe mencionar que también existen distintos tipos de resinas las cuales presentan diferente valor de permitividad relativa (ϵ_r). Además, dependiendo del espesor requerido, los substratos pueden estar fabricados con una o más capas de tejido, de modo que el porcentaje de fibra y resina varía de un substrato a otro. Este porcentaje es importante ya que determina el valor efectivo de la permitividad. Sin embargo, a pesar de poder definir una permitividad relativa efectiva (ϵ_{r_eff}), la naturaleza no homogénea del substrato se hace evidente en la transmisión de las señales cuando la longitud de onda de la señal es comparable al tamaño de las ventanas del tejido. En estos casos, la línea de transmisión experimenta cambios periódicos de permitividad y debido a la interacción de las ondas reflejadas, aparecen resonancias [6]. En trabajos como [20] y [21], se ha estudiado y modelado ampliamente este efecto en las líneas en PCB y se han propuesto técnicas para evitar su aparición.

Además del efecto del dieléctrico, las líneas de transmisión en PCB también se ven altamente afectadas por el efecto de la rugosidad de los conductores [5], [6]. De hecho, se ha observado que, debido a la rugosidad, es posible observar un aumento en la atenuación de dos o incluso más veces la atenuación correspondiente a un conductor

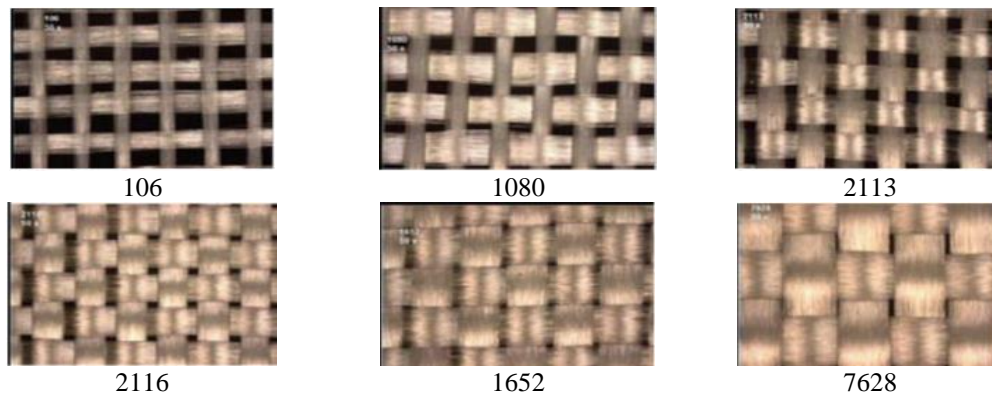


Figura 1.5 Diferentes estilos de tejido de fibra de vidrio empleados en la fabricación de substratos dieléctricos para la tecnología de PCBs.

liso [22]. Otros efectos importantes en interconexiones en PCB son el desacoplamiento de impedancias, reflexiones, *skew* (diferencia en el retardo que ocurre en líneas de la misma longitud) y en general retardo y atenuación considerables. Todo esto se ve acentuado en PCBs debido a la larga longitud de las líneas [23].

1.3.2 Nivel 0: interconexiones en chip

Los efectos que intervienen en la propagación de las señales en interconexiones dentro de un chip son diferentes dependiendo del nivel de metal en el que éstas se encuentren determinado a partir de su separación de la superficie del semiconductor. De hecho, en los circuitos integrados actuales, las interconexiones suelen clasificarse en tres grupos principales:

❖ **Locales:** son interconexiones que están en los primeros niveles metálicos de un chip (ver Figura 1.6) y son empleadas para conexiones transistor-transistor. Estas estructuras presentan secciones transversales sumamente pequeñas; en el orden de unas cuantas decenas de nanómetros para los nodos tecnológicos más avanzados [24]. Por lo tanto, su principal efecto adverso es la alta resistencia, que causa gran atenuación y retardo en las interconexiones a pesar de su corta longitud [25], [26].

❖ **Semiglobales:** son interconexiones útiles para la conexión de bloques funcionales. Por ejemplo, convertidores, amplificadores, etc. Su sección transversal suele ser más grande que la de las interconexiones locales, pero continúa siendo pequeña. Además, debido al reducido espacio dentro del chip, deben ser diseñadas considerando efectos como la diafonía debida a la cercanía entre ellas [14].

❖ **Globales:** estas interconexiones se encuentran en los niveles de metal superiores y recorren todo el chip, ya que se emplean para distribuir señales como la de reloj, de potencia y la señal de referencia o tierra. Estas interconexiones presentan menor resistencia que las locales y las semiglobales. Sin embargo, presentan un retardo elevado debido a su relativamente larga longitud [27]-[29].

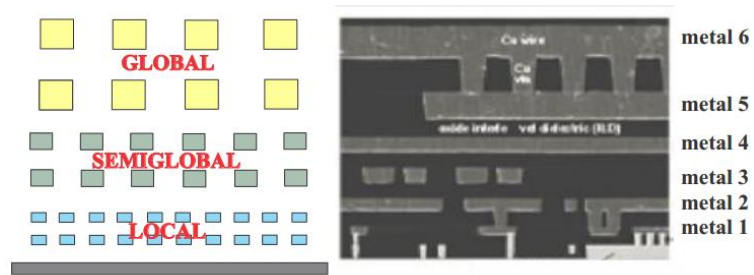


Figura 1.6 Dibujo conceptual e imagen TEM que ilustran de manera simplificada los diferentes niveles de interconexión en un circuito integrado [14].

1.4 Importancia del análisis de las características de propagación

El diseño de circuitos electrónicos no es una tarea sencilla. Definir estructuras, establecer valores y tamaños de los dispositivos con la finalidad de obtener la respuesta esperada puede ser toda una odisea y si no existieran modelos y herramientas de simulación sería un trabajo extremadamente costoso en recursos humanos y económicos. Como se explica a continuación, la caracterización de estructuras y materiales, así como el modelado de su comportamiento son herramientas poderosas en la investigación y el desarrollo de la electrónica moderna. Esto debido a que permiten estimar a priori la respuesta de los dispositivos de modo que se reduce la probabilidad de falla post-fabricación.

1.4.1 Caracterización

Al hablar de la caracterización de un material o una estructura, se hace referencia al establecimiento de una descripción de sus propiedades representativas o de interés. Ejemplo de ello, son las curvas características de un transistor o la determinación de las pérdidas asociadas a los materiales que conforman una estructura [30], [31].

La caracterización es fundamental para el desarrollo de nuevos materiales e interconexiones, así como en la aplicación de éstos bajo nuevos escenarios como variaciones de temperatura, escalamiento de dimensiones o en aplicaciones de alta

frecuencia. Además, conocer las propiedades fundamentales de una estructura o un material permite hacer una selección apropiada de ellos para aplicaciones específicas.

De lo anterior, es posible notar que con el fin de caracterizar elementos es necesario realizar diseño de experimentos. Esto involucra la selección de estructuras de prueba, la definición del tipo de mediciones a realizar, así como de las condiciones bajo las cuales se realizarán. Entonces, una correcta caracterización es producto de un buen diseño de experimentos de manera que los datos obtenidos realmente pueden ser considerados como representativos del elemento bajo estudio [32].

1.4.2 Modelado

Además de la caracterización, otro proceso muy importante en el estudio de las interconexiones es el modelado. De manera simple, se puede definir el modelado de una estructura como una representación capaz de predecir su comportamiento. Los modelos son una herramienta extremadamente útil no sólo en el diseño sino también en la optimización de las estructuras. Además, permiten la simulación de las interconexiones de manera aislada o como parte de un sistema. En líneas de transmisión, existen principalmente tres tipos básicos de modelos:

❖ **Analíticos:** son ecuaciones matemáticas capaces de reproducir las características de una línea de transmisión. Ejemplo de ellos son las ecuaciones (1.4) y (1.5) con las cuales es posible determinar γ y Z_c de líneas de transmisión que operan en modo TEM.

❖ **De circuito equivalente:** representan a las estructuras mediante circuitos compuestos de elementos como resistencias y capacitores. El modelo *RLGC* descrito anteriormente es un ejemplo de este tipo de modelos. Este tipo de representación es muy utilizado, incluso en estructuras avanzadas ya que pueden ser implementados de manera relativamente sencilla en simuladores tipo SPICE orientados al diseño [33], por ejemplo ADS [34].

❖ **De onda completa:** son representaciones estructurales en 3D de las líneas que se desean analizar. Este tipo de modelos son implementados en programas conocidos como “simuladores de onda completa”, los cuales se basan en métodos de solución

numéricos como el de elemento finito [35]. Estas soluciones consideran las características geométricas, las propiedades de los materiales y una frecuencia de solución para la determinación de los resultados. A pesar de que presentan como desventaja el gran consumo computacional (para estructuras complejas), son ampliamente implementados en la investigación ya que si son bien diseñados, ofrecen soluciones muy cercanas a la realidad. Además, es posible llevar a cabo cambio de materiales y geometría de manera relativamente rápida, lo que representa una ventaja para la investigación.

1.5 Propósito de esta tesis

El propósito de este trabajo es desarrollar modelos que permitan representar la propagación de señales en interconexiones considerando los efectos dominantes en sus niveles más representativos: desde nivel inter-dispositivo en un chip hasta nivel de circuito impreso. El desarrollo de dichos modelos considera la caracterización de materiales y la extracción de parámetros en el dominio de la frecuencia. Para ello se hace uso de las herramientas de software y equipos disponibles en el INAOE. De este modo, los resultados tienen base analítica y experimental.

C A P Í T U L O D O S

Caracterización de PCBs:

MEDIANTE LA REPRESENTACIÓN DE LA PROPAGACIÓN EN GUÍAS DE ONDA

ACTUALMENTE, la tecnología de circuitos impresos o de PCB, por sus siglas en inglés (*printed circuit board*), tiene una de sus aplicaciones principales en la implementación de interconexiones para plataformas de cómputo que operan con alta tasa de envío de datos y en dispositivos como antenas [36], [37]. Algunas de estas interconexiones operan incluso en rangos de frecuencia que corresponden a las microondas [38]. En dichas frecuencias, las pérdidas de energía que sufren las señales son principalmente debidas a efectos asociados con los materiales conductor y dieléctrico, y tienen un impacto negativo considerable en su propagación [39]–[41]. Por esta razón, diversos grupos de investigación dedican esfuerzos al estudio del impacto que estas pérdidas tienen en el comportamiento de las interconexiones en PCB, ya que los resultados son importantes para el desarrollo de aplicaciones de alta velocidad [42].

Como se mencionó en el capítulo anterior, debido al continuo incremento en la frecuencia de operación, efectos que antes eran despreciables están volviéndose relevantes. Entre estos efectos se encuentran los de micro-escala, que son llamados de esta manera debido a que se asocian con variaciones estructurales de los materiales que son consideradas como pequeñas en comparación con las dimensiones de la interconexión. Algunos ejemplos de estos efectos son: el contraste en la permitividad

debido a la naturaleza compuesta de los substratos dieléctricos y la rugosidad en la interfaz metal-dieléctrico [43]–[45].

Respecto a los efectos a micro-escala que se presentan en los laminados dieléctricos empleados en la fabricación de PCBs, existen diversos estudios que incluyen la caracterización de las propiedades del material, así como su modelado y el de estructuras fabricadas con ellos. De hecho, este grupo de trabajo ha reportado modelos analíticos y de circuito equivalente, así como metodologías de análisis que permiten reproducir y predecir el efecto de los substratos en la propagación de señales de microondas a través de líneas de transmisión del tipo microstrip y stripline [46], [47].

Por otra parte, acerca de los conductores y el efecto correspondiente a la rugosidad superficial en la transmisión de señales, este ha sido representado utilizando modelos válidos para casos particulares [48]–[51]. Alternativamente, existen opciones en las que se requiere el conocimiento preciso del perfil de rugosidad de la superficie, lo que implica realizar mediciones topográficas con equipo sofisticado y en muchas ocasiones es necesario destruir del prototipo [52]–[54].

Además de estos métodos, existen otros basados en resonadores implementados con tecnología de guías de onda integradas en substrato (SIWs) [55], [56]. Estos métodos, a pesar de ser precisos en la caracterización de materiales incluso en altas frecuencias,

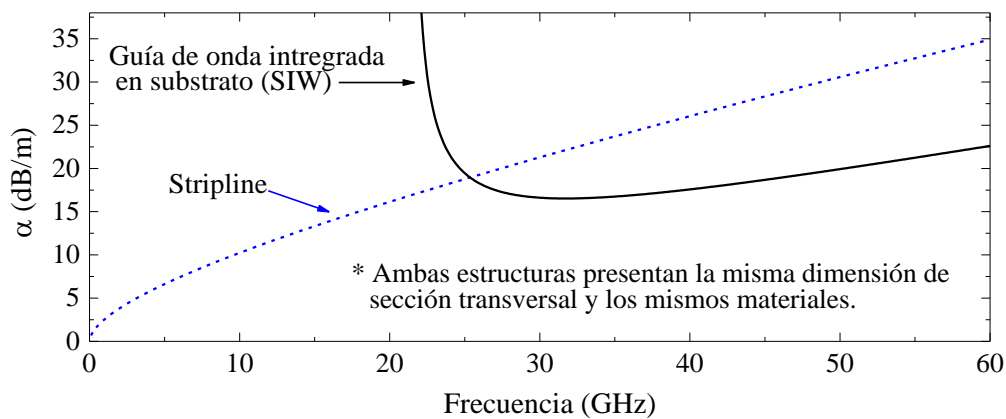


Figura 2.1 Comparación entre la atenuación de una SIW y una stripline con similar sección transversal. Las curvas fueron obtenidas a partir de simulaciones de onda completa.

presentan la desventaja de requerir múltiples estructuras para obtener información en diferentes puntos de frecuencia. Por lo anterior, es deseable una aproximación que permita realizar la caracterización de materiales de manera casi-continua dentro del rango de frecuencias de interés. Esto puede conseguirse al diseñar una SIW operando de manera mono-modal dentro de dicho rango.

Cabe mencionar que el uso de SIWs para la transmisión de señales y la caracterización de los materiales en altas frecuencias se justifica por el hecho de que presentan menor atenuación que las líneas de transmisión tradicionales como las striplines con dimensiones similares. De manera cualitativa, esto se ilustra en la Fig. 2.1.

2.1 Descripción de una SIW

Una SIW es una estructura fabricada en PCB que presenta un comportamiento muy aproximado al de una guía de onda rectangular (RWG, por sus siglas en inglés). Como puede verse en la Figura 2.2, la SIW está formada por dos placas metálicas paralelas (superior e inferior) separadas por un substrato dieléctrico. Es necesario mencionar que en la práctica la interfaz entre el dieléctrico y las placas es rugosa; además, por compatibilidad con la tecnología de PCB, las paredes laterales están formadas por postes metálicos (vías) que establecen una condición de corto circuito entre las placas metálicas. Nótese entonces que una SIW no es una RWG perfecta, sino más bien una RWG sintética. Sin embargo, si el diámetro de las vías (d) y la separación entre ellas (s) es mucho menor a la longitud de onda (λ) de la frecuencia más alta en la que operará la SIW, entonces la energía fugada a través de las paredes sintéticas de la SIW puede ser ignorada [57]. Entonces, en este caso las SIWs pueden ser estudiadas con la misma teoría que la empleada para las RWG. Específicamente, de acuerdo con [57] y [58] los criterios que permiten seleccionar las dimensiones de d y s adecuadamente son:

$$d < \frac{\lambda_g}{5} \quad (2.1)$$

$$s < 2d \quad (2.2)$$

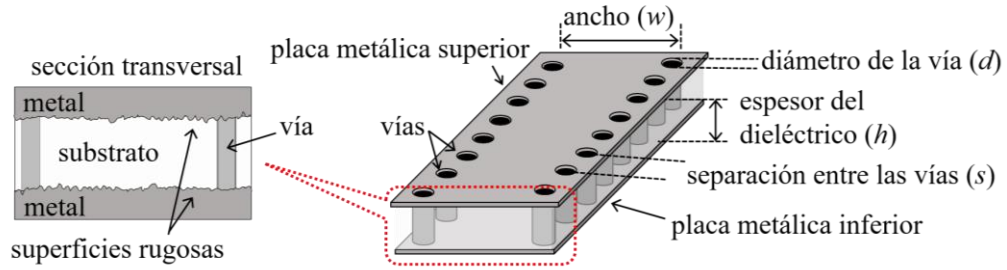


Figura 2.2 Ilustración simplificada de la estructura básica de una SIW: sección transversal (izquierda) y perspectiva (derecha). Se indican las dimensiones principales.

donde λ_g es la longitud de onda del armónico de mayor frecuencia contenido en la señal a propagar. Es importante mencionar que cuando se estudia a una SIW como una RWG, la frecuencia de corte correspondiente (o sea, la mínima frecuencia a la cual existe propagación en un modo dado) se obtiene empleando un ancho efectivo, que puede ser calculado a partir de [36], [59]:

$$w_{ef} = w - \frac{d^2}{0.95s} \quad (2.3)$$

donde w , d y s son las dimensiones indicadas en la Figura 2.2. De esta manera, la frecuencia de corte puede ser calculada con base en la geometría de la guía de onda y en las propiedades del substrato. Así, suponiendo que la SIW opera con modo fundamental TE_{10} , la frecuencia de corte en este caso es:

$$f_c = \frac{c}{2w_{ef}\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.4)$$

Con la finalidad de mostrar que efectivamente, una SIW se comporta como una RWG, se realizó la simulación de onda completa de una estructura de cada tipo. Su diseño se hizo considerando los mismos materiales y la frecuencia de corte (27 GHz). Los

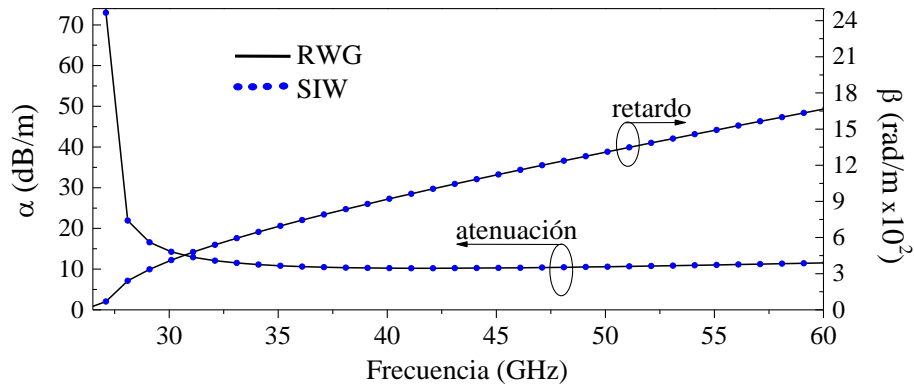


Figura 2.3 Comparación entre la constante de propagación [partes real (α) e imaginaria (β)] obtenidas mediante simulaciones de onda-completa para una RWG y una SIW.

resultados mostrados en la Figura 2.3 confirman que el diseño de la SIW es correcto ya que la constante de propagación es prácticamente la misma.

Ahora, acerca de la utilización de SIWs como vehículos de prueba para la caracterización de materiales, el ancho de banda útil es determinado con base en el rango de frecuencias dentro del cual existe propagación monomodo. Como se muestra en la Figura 2.4, el límite inferior de dicho rango se define empíricamente como $1.25f_c$ [60], mientras que el superior corresponde a la frecuencia de corte del primer modo de orden superior excitado en la estructura que para este caso corresponde al modo TE_{30} . De acuerdo con [61] esta frecuencia de corte puede calcularse como $f_{c,TE_{30}} = 3c/2w_{ef}\sqrt{\epsilon_{ef}}$.

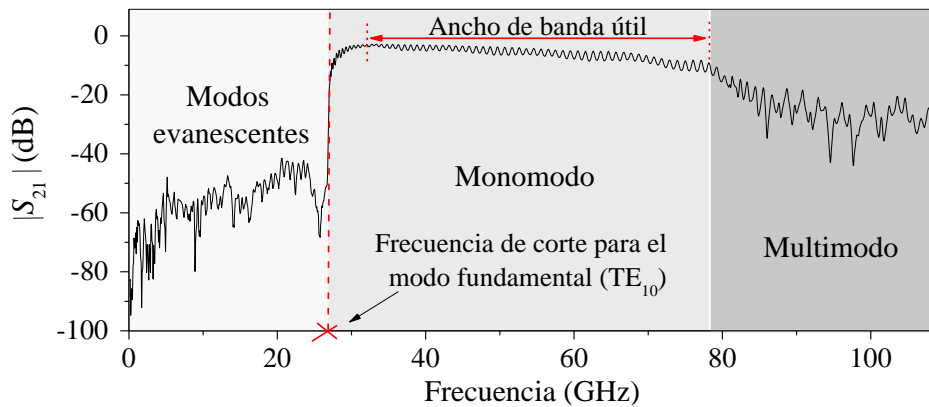


Figura 2.4 Pérdida por inserción experimental de una SIW que opera en modo TE_{10} ; se indican las diferentes regiones de operación.

2.2 Cuantificación de las pérdidas empleando simulaciones de onda completa

La fabricación de dispositivos e interconexiones en tecnología de PCBs, las láminas de metal son tratadas para agregarles rugosidad en las caras que están en contacto con el dieléctrico de manera que se mejore la adherencia. En las SIWs, es posible encontrar esta rugosidad en la unión entre las placas superior e inferior con el dieléctrico (ver Figura 2.2). Infortunadamente, la rugosidad tiene un impacto negativo en el desempeño de la SIW ya que introduce pérdidas y aumenta la atenuación de la señal. Por lo anterior, el análisis del efecto de la rugosidad es importante y para ello es necesario partir de la identificación y el modelado de cada uno de los mecanismos de pérdidas que contribuyen a la atenuación total (α_{total}) de la señal. Ya que dicha atenuación es resultado de las pérdidas experimentadas en los materiales, puede ser expresada como:

$$\alpha_{total} = \alpha_d + \alpha_c \quad (2.5)$$

donde α_d y α_c representan las contribuciones de las pérdidas asociadas al dieléctrico y al conductor, respectivamente, y se considera que las pérdidas por radiación son despreciables. Con base en el hecho de que una SIW puede ser estudiada con la misma teoría de una RWG, cada mecanismo de atenuación es modelado como se muestra a continuación.

2.2.1 Atenuación asociada con las pérdidas en el dieléctrico

Para el análisis de sus propiedades eléctricas, los materiales dieléctricos pueden ser representados mediante dipolos eléctricos. Así, cuando las ondas electromagnéticas viajan a través del material, la variación en el tiempo de los campos provoca que los dipolos oscilen y esto causa que parte de la energía electromagnética sea absorbida, lo cual resulta en pérdidas y por lo tanto, en atenuación de la señal. Para evaluar este efecto, se cuenta con un parámetro llamado el factor de disipación o tangente de pérdidas $\tan\delta$, el cual se define matemáticamente como [61]:

$$\tan\delta = \frac{\epsilon_i}{\epsilon_r} \quad (2.6)$$

donde ε_r y ε_i representan respectivamente las partes real e imaginaria de la permitividad relativa compleja; para una SIW se definen mediante las siguientes expresiones matemáticas [62]:

$$\varepsilon_r = \frac{\beta^2 + \left(\frac{\pi}{w_{ef}}\right)^2}{(2\pi f)^2 \mu_0 \varepsilon_0} \quad (2.7)$$

$$\varepsilon_i = \frac{\alpha_d \varepsilon_r}{\pi f \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0 \varepsilon_r}} \sqrt{1 - \left(\frac{1}{w_{ef} 2f \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0 \varepsilon_r}}\right)^2} \quad (2.8)$$

donde w_{ef} se define en (2.3). Además, μ_0 y ε_0 son la permeabilidad y permitividad del espacio libre, respectivamente. En este caso, la atenuación asociada con las pérdidas en el dieléctrico es obtenida a través de (2.9) [61], donde K_1 es la constante definida en (2.10).

$$\alpha_d = \frac{K_1}{\beta} f^2 \quad (2.9)$$

$$K_1 = 2\pi^2 \mu_0 \varepsilon_0 \varepsilon_r \tan \delta \quad (2.10)$$

Con el propósito de verificar la validez de (2.9), la SIW descrita en la Figura 2.5 fue simulada en HFSS [63] considerando conductor perfecto y un sustrato con $\tan \delta = 0.0017$ y $\varepsilon_r = 2.2$, valores que corresponden a las características proporcionadas por el fabricante del sustrato de los prototipos empleados para la verificación experimental. De este modo, sólo las pérdidas debidas al dieléctrico son consideradas para su análisis por separado. La Figura 2.6 muestra la comparación entre las curvas de atenuación obtenidas de la simulación y del modelo descrito en (2.9). Como puede verse, existe

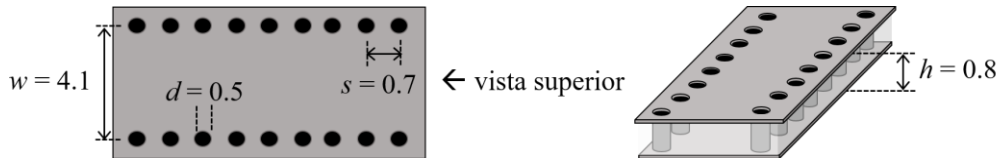


Figura 2.5 Dimensiones de la estructura implementada en un simulador de onda completa para realizar la validación de los modelos que representan a las diferentes pérdidas en una SIW (las dimensiones están dadas en mm).

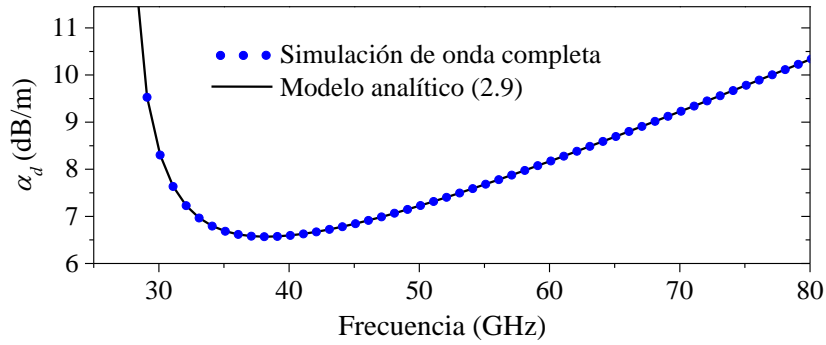


Figura 2.6 Comparación entre α_d obtenida de simulación y aplicando (2.9).

una excelente correlación entre ambas. Es importante resaltar que de acuerdo con (2.9), α_d no depende del espesor del sustrato (h). Este hecho permite suponer que cualquier cambio en la atenuación total de una SIW cuando la única variación es h , se debe únicamente a pérdidas en el conductor.

2.2.2 Atenuación asociada con las pérdidas en el conductor

La atenuación asociada a las pérdidas en el conductor (α_c) en una SIW puede ser representada como la suma de dos contribuciones: la que se debe a las pérdidas por conductor que ocurren en las paredes laterales (α_{pl}) y la debida a las placas superior e inferior (α_{si}). De este modo, es posible escribir:

$$\alpha_c = \alpha_{pl} + \alpha_{si} \quad (2.11)$$

A continuación, se describe con detalle cada una de estas contribuciones a la atenuación total.

a) Paredes laterales

Típicamente, las pérdidas debidas a las paredes laterales de una SIW fabricada en tecnología de PCB son despreciadas [64]. Sin embargo, esta consideración no es válida cuando estas estructuras operan en la banda W de frecuencias [65], que es en la que actualmente encuentran mayor aplicación las SIWs. De acuerdo con [61], la atenuación asociada con estas pérdidas puede ser calculada mediante:

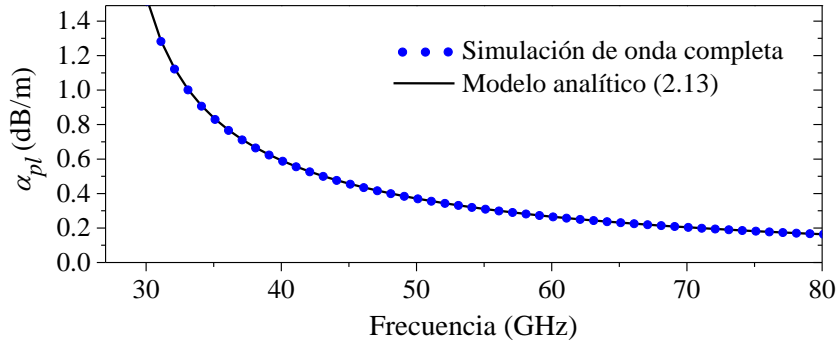


Figura 2.7 Comparación entre α_{pl} obtenida de simulación y aplicando (2.13).

$$\alpha_{pl} = \frac{\pi K_{pl} \sqrt{f}}{\mu_0 \mu_r w_{ef}^3 \beta f} \quad (2.12)$$

donde $K_{pl} \sqrt{f}$ es la resistencia de las paredes laterales considerando el efecto piel, y K_{pl} es una constante [61]. De hecho, considerando $K_2 = (\pi K_{pl}) / (\mu_0 \mu_r w_{ef}^3)$, es posible reescribir (2.12) como:

$$\alpha_{pl} = \frac{K_2}{\beta} f^{-0.5} \quad (2.13)$$

Para verificación del modelo expresado en (2.13), se realizó la simulación de onda completa de la estructura mostrada en la Figura 2.5. En esta ocasión, se despreciaron las pérdidas en el dieléctrico ($\tan \delta = 0$), se consideró una condición de conductor perfecto en las placas superior e inferior y cobre en las vías que forman las paredes laterales de la SIW. En la Figura 2.7 se comparan las curvas de atenuación obtenidas a partir de la simulación y empleando la ecuación (2.13), en donde se observa una excelente correlación en todo el rango de frecuencia.

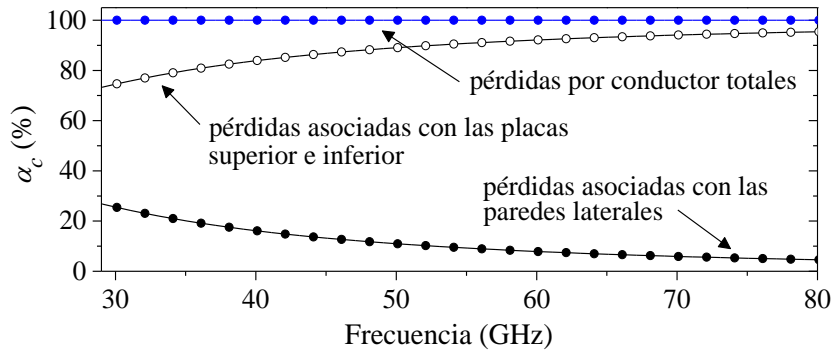


Figura 2.8 Porcentaje de la contribución de α_{si_liso} y α_{pl} en α_c .

b) Placas superior e inferior

Como puede observarse en la Figura 2.8, en SIWs como la considerada aquí (Figura 2.5), la atenuación debida a las paredes laterales representa la menor contribución a las pérdidas por conductor. De hecho, en todo el rango de frecuencias considerado, más del 60% de la atenuación por conductor se debe a las pérdidas en las placas superior e inferior. Por esta razón, es muy importante definir un modelo apropiado de α_{si} ya que además, como se verá más adelante, éstas son las pérdidas afectadas por la rugosidad.

De acuerdo con [61], cuando se considera un conductor perfectamente liso, α_{si} puede modelarse con (2.14), en donde la resistencia debida al conductor liso corresponde a $R_{si_liso} = K_{si_liso}\sqrt{f}$, siendo K_{si_liso} una constante. Sustituyendo la expresión para R_{si_liso} en (2.14) y con $K_3 = 2\pi K_{si_liso}\epsilon_r\epsilon_0$, es posible obtener la expresión (2.15).

$$\alpha_{si_liso} = \frac{2\pi R_{si_liso}\epsilon_0\epsilon_r}{\beta h} f \quad (2.14)$$

$$\alpha_{si_liso} = \frac{K_3}{\beta h} f^{1.5} \quad (2.15)$$

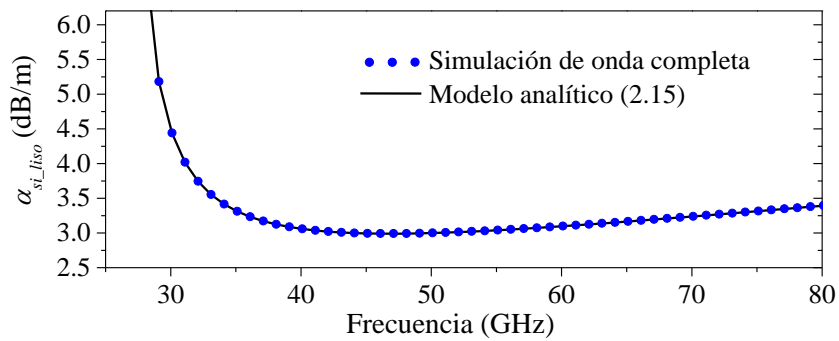


Figura 2.9 Comparación entre α_{si_liso} obtenida de simulación y aplicando (2.15).

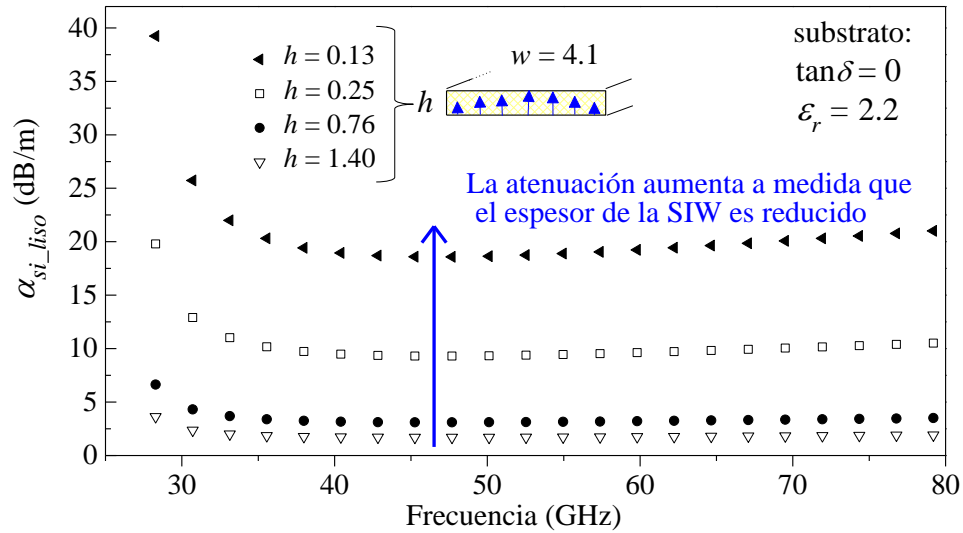


Figura 2.10 Atenuación α_{si_liso} obtenida a través de simulaciones de onda completa considerando diferentes valores de espesor del sustrato. (Dimensiones dadas en mm).

Al igual que en los casos anteriores, el modelo (2.15) fue validado mediante una simulación de onda completa. En este caso se consideró un dieléctrico sin pérdidas y condición de conductor perfecto en las vías, mientras que las placas superior e inferior fueron modeladas suponiendo cobre liso. La Figura 2.9 muestra la excelente correlación entre el modelo (2.15) y la simulación. Además, de acuerdo con (2.15), α_{si} es inversamente proporcional a h . Esta dependencia fue verificada variando el valor de h en la simulación y se observa en las curvas presentadas en la Figura 2.10. Es importante tener en cuenta que α_{si} también depende de w_{ef} ya que este parámetro es considerado de manera implícita en el modelo a través de β [61].

2.3 Pérdidas adicionales debidas a la rugosidad

Como se vio en las secciones anteriores, las pérdidas debidas al material conductor en una SIW (y en general) incrementan con frecuencia debido al efecto piel y al efecto de distribución de corriente [66]. Además de estos efectos, en PCBs las pérdidas asociadas a la resistencia del metal también aumentan por el efecto de la rugosidad. De hecho, la atenuación debida a un conductor puede llegar a incrementarse a más del doble si existe rugosidad superficial [39].

Existen muchos modelos que permiten considerar el efecto de la rugosidad en la atenuación. En ellos, la atenuación debida a un conductor rugoso (α_{c_rugoso}) es relacionada con la de un conductor liso (α_{c_liso}) a través de un coeficiente adimensional dependiente de frecuencia (K_H) de la siguiente manera:

$$\alpha_{c_rugoso} = K_H \cdot \alpha_{c_liso} \quad (2.16)$$

Actualmente, la diferencia entre los modelos reportados radica en la forma en que definen K_H . La manera más empleada para obtener este parámetro como función de la frecuencia fue reportada en los años 1980 por Hammerstad y Jensen (HJ) [48]. En este modelo, las imperfecciones de rugosidad en el metal tienen una representación triangular en dos dimensiones como se muestra en la Figura 2.11, en donde R_q es el valor promedio rms de la rugosidad.

La ecuación (2.17) muestra la forma para K_H en el modelo de HJ.

$$K_H = 1 + \frac{2}{\pi} \tan^{-1} \left(1.4 \left(\frac{R_q}{\delta} \right)^2 \right) \quad (2.17)$$

Como puede observarse, en bajas frecuencias cuando R_q es mucho menor que la profundidad de piel (δ), $K_H \approx 1$, es decir, la atenuación sigue siendo la misma que la de un conductor liso. Entonces, a medida que la frecuencia se incrementa K_H también va en aumento y cuando $\delta \ll R_q$, K_H llega a un valor de saturación de 2, de acuerdo con (2.17). Desafortunadamente, este modelo no es preciso cuando R_q toma valores de algunas décimas de micrómetros ni para frecuencias mayores a 5 GHz [45]. Por tal motivo, se han reportado modificaciones a este modelo [49], [50], en las cuales se indica que K_H puede alcanzar valores mayores a 2. En estos modelos, el valor de

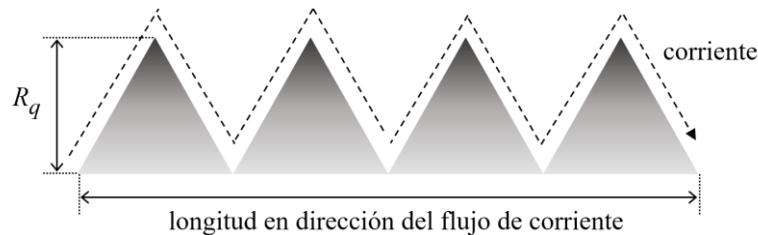


Figura 2.11 Superficie corrugada equivalente que es empleada para representar la rugosidad de una superficie metálica en el modelo de Hammerstad y Jensen [48].

saturación de K_H se establece de manera arbitraria. Lo anterior implica que la exactitud del modelo depende de correlaciones con datos experimentales.

Por otra parte, existe un modelo llamado modelo de “bola de nieve” (*snowball*, en inglés) propuesto por P. Huray, et al. [52], [53]. En este modelo, la irregularidad del metal rugoso es representada por esferas dispuestas en celdas con forma hexagonal como las que se muestran en la Figura 2.12 (a) [67]. De acuerdo con este modelo:

$$K_H = 1 + \sum_{i=1}^N \left(\frac{SR_i}{1 + \frac{\delta}{a_i} + \frac{\delta^2}{2a_i^2}} \right) \quad (2.18)$$

donde a es el diámetro de las esferas utilizadas para representar el perfil del metal, SR es un parámetro llamado razón de superficie que se relaciona con el número de esferas contenidas en la base hexagonal y N es el número de tamaños de esferas considerados.

Si bien este modelo ofrece muy buena correlación con datos experimentales, tiene como desventaja que los parámetros involucrados no pueden ser definidos a partir de las especificaciones dadas por los fabricantes de PCB. De hecho, para establecer sus parámetros es necesario contar con imágenes como la que se muestra en la Figura 2.12 (b) [53], [67], obtenidas a partir de microscopía electrónica. El problema aquí es que no siempre se cuenta con el equipo o con las muestras necesarias para obtener estas imágenes.

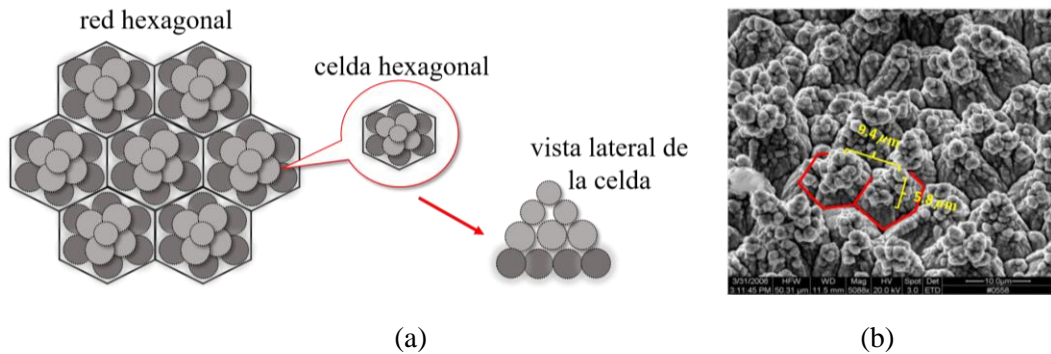


Figura 2.12 (a) Representación empleada en el modelo “bola de nieve” para superficies metálicas rugosas como la mostrada en (b), cuya imagen fue obtenida mediante SEM para un metal empleado en tecnología de PCB [53].

	menor rugosidad →		
	Caso I	Caso II	Caso III
a (μm)	0.7	0.7	0.7
SR	1.5	1.0	0.5

Tabla 2.1. Parámetros del modelo “bola de nieve” usados en HFSS para simular el efecto de la rugosidad. El Caso I corresponde al laminado de metal más rugoso considerado.

2.4 Impacto de la rugosidad en α_{si}

Con el fin de observar el impacto de las pérdidas introducidas por la rugosidad en una SIW, se realizaron simulaciones de onda completa considerando diferentes perfiles de rugosidad. En las simulaciones se empleó el modelo “bola de nieve” ya que éste permite una representación de la rugosidad más cercana a la realidad; los parámetros empleados para obtener tres casos diferentes de rugosidad se muestran en la Tabla 2.1. Como puede observarse, el tamaño de las esferas se consideró igual en los tres casos, mientras que el valor de SR se incrementó, lo que representa más esferas por área. De este modo, el Caso I (mayor SR) corresponde al metal más rugoso. Las simulaciones se realizaron considerando una SIW con las dimensiones indicadas en la Figura 2.5 a excepción del valor de h que esta vez fue 0.13 mm. Además, con la finalidad de obtener sólo α_{si} , tanto el substrato dieléctrico como el metal usado para definir las vías fueron considerados perfectos.

La Figura 2.13 muestra las curvas α_{si} contra frecuencia obtenidas para el caso de un conductor perfectamente liso ($R_q = 0$), así como para los casos de la Tabla 2.1. En dicha

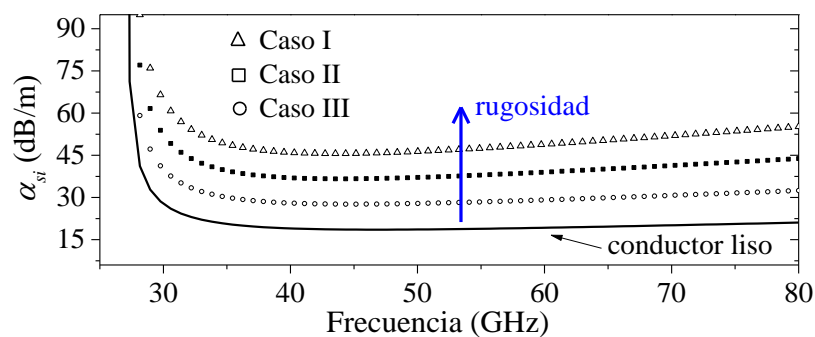


Figura 2.13 Comparación entre α_{si} para diferentes niveles de rugosidad.

figura es posible ver que, como la teoría lo indica, la atenuación aumenta a medida que el material presenta mayor rugosidad.

Adicionalmente, considerando las mismas dimensiones para la estructura SIW, se simuló una vez más la estructura empleando cobre liso en las placas superior e inferior y el Caso I pero esta vez se empleó cobre en las vías y dieléctrico con pérdidas. De este modo, la atenuación obtenida considera todas las pérdidas de la SIW (dieléctrico más conductor). La Figura 2.14 muestra las curvas de α_{total} contra frecuencia que se obtuvieron de las simulaciones, cada una (conductor liso y Caso I) para dos valores de $\tan\delta$: 0.0017 y 0.017. En dicha simulación, la diferencia entre la atenuación debida al metal liso y al rugoso se indica como $\Delta\alpha$. Como puede verse, $\Delta\alpha$ representa una porción importante de la atenuación total, incluso para el caso en el que el dieléctrico presenta altas pérdidas. Con lo anterior se indica claramente que las pérdidas introducidas por el efecto de la rugosidad no pueden ser despreciadas, incluso cuando las pérdidas en el dieléctrico son muy elevadas.

2.4.1 Modelado: propuesta

Al comparar las curvas del metal liso y rugoso en las Figuras 2.13 y 2.14, se observa que si bien la atenuación aumenta con la rugosidad, su dependencia con frecuencia es similar en todos los casos. De hecho, observando (2.14) y (2.19) es posible notar que al agregar rugosidad el único cambio en la atenuación es debido a la resistencia; los

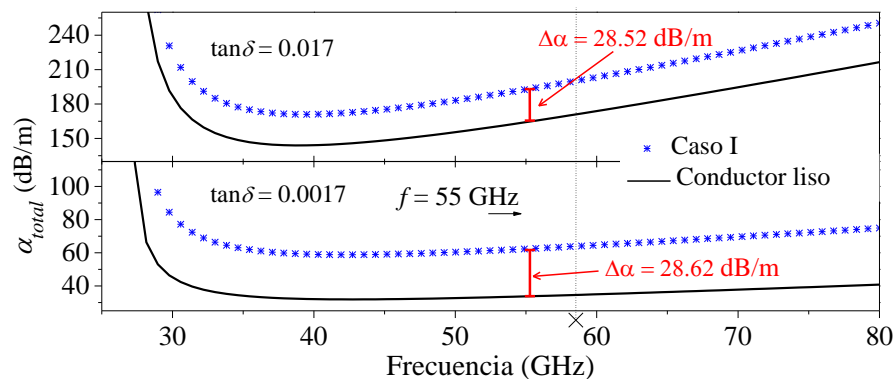


Figura 2.14 Incremento de la atenuación total debida al efecto de la rugosidad en una SIW que presenta altas (gráfica superior) y bajas (gráfica inferior) pérdidas por dieléctrico.

otros parámetros del modelo permanecen iguales. Con base en lo anterior, α_{si} considerando el efecto de la rugosidad puede ser representada mediante:

$$\alpha_{si_rugoso} = \frac{2\pi R_{si_rugoso} \epsilon_0 \epsilon_r}{\beta h} f \quad (2.19)$$

donde R_{si_rugoso} es la resistencia asociada con el metal rugoso. Es importante tener presente que cuando $\delta \ll R_q$, un pequeño cambio en frecuencia introduce un pequeño (casi despreciable) cambio en la atenuación. Por esta razón algunos modelos de K_H suponen que éste alcanza un valor de saturación en altas frecuencias. Para demostrar lo anterior, es necesario contar con datos experimentales hasta frecuencias extremadamente altas de manera que pueda observarse esta saturación. Sin embargo, en casos prácticos es posible considerar que el modelo para describir el efecto de la rugosidad presenta un valor máximo $K_{m\acute{a}x}$ para exhibir precisión dentro de un rango de frecuencia dado. Considerando lo anterior, es posible establecer lo siguiente:

$$1 \leq K_H \leq K_{m\acute{a}x} \quad (2.20)$$

donde $K_{m\acute{a}x}$ depende de la rugosidad del material y puede ser diferente para diferentes rangos de frecuencia. Entonces, $K_{m\acute{a}x}$ no necesariamente presenta el mismo valor de saturación definido en otros modelos, ya que este modelo involucra una formulación matemática diferente.

Por otra parte, considerando las definiciones dadas en (2.14), (2.16) y (2.19), es posible definir la razón $\alpha_{si_rugoso} / \alpha_{si_liso}$ como:

$$\frac{\alpha_{si_rugoso}}{\alpha_{si_liso}} = K_H \quad (2.21)$$

donde K_H es el coeficiente de rugosidad dependiente de frecuencia y puede ser representado matemáticamente como:

$$K_H = K_{m\acute{a}x} - g(f) \quad (2.22)$$

Aquí, $g(f)$ es una función que decrece al aumentar la frecuencia. En la Figura 2.15 se muestran las curvas de K_H para los tres casos definidos en la Tabla 2.1. Como puede

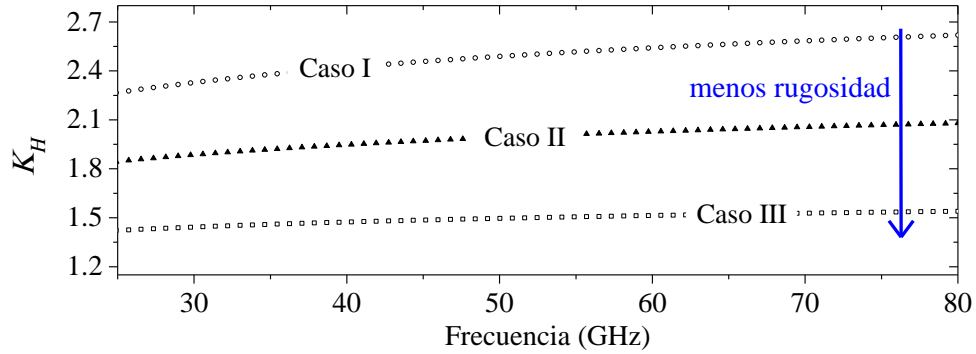


Figura 2.15 Curvas de K_H contra frecuencia obtenidas mediante simulaciones considerando láminas de cobre con diferente rugosidad (ver Tabla 2.1).

verse, la dependencia con frecuencia es menor a cuando la rugosidad disminuye. Además, es importante notar que cada curva tiende a un valor diferente de $K_{m\acute{a}x}$.

Con el fin de representar el coeficiente de rugosidad mediante una ecuación con forma cerrada, se propuso una expresión para $g(f)$ que permite reescribir (2.22) como:

$$K_H = K_{m\acute{a}x} - \frac{K}{f^n} \quad (2.23)$$

Para el rango de frecuencia de interés, $K_{m\acute{a}x}$ y K sólo dependen de la rugosidad del metal y son constantes con la frecuencia. Por otra parte, se determinó de manera consistente que n presenta un valor de 1.5 cuando se modelan SIWs con diferentes dimensiones y perfil de rugosidad en su región de operación monomodo. Con las consideraciones anteriores, es posible combinar las expresiones (2.15), (2.21) y (2.23) para obtener la siguiente expresión:

$$\alpha_{si_rugoso}\beta = \frac{K_A}{h} f^{1.5} - \frac{K_B}{h} \quad (2.24)$$

donde:

$$K_A = K_3 K_{m\acute{a}x} \quad (2.25)$$

$$K_B = K_3 K \quad (2.26)$$

Al representar α_{si_rugoso} a través de (2.24), no es necesario conocer de manera explícita los valores de $K_{m\acute{a}x}$, K y K_3 . De este modo, se reduce el número de incógnitas y se

simplifica el procedimiento para la extracción de los parámetros del modelo. Además, la forma de la ecuación (2.24) es conveniente para realizar dicha extracción ya que las incógnitas asociadas con el lado izquierdo de la ecuación pueden obtenerse a partir de datos experimentales o de simulación, mientras que el lado derecho corresponde a una dependencia lineal con $f^{1.5}$. De hecho, la ecuación (2.24) es una de las propuestas presentadas en esta tesis.

2.4.2 Extracción de parámetros

Para modelar α_{si_rugoso} empleando la propuesta (2.24), es necesario determinar el valor de K_A y K_B . Con base en la suposición de que se conoce la constante de propagación contra frecuencia de dos SIWs que presentan como única diferencia el valor de h , es posible extraer los parámetros K_A y K_B siguiendo la metodología descrita a continuación.

En este punto, se ha establecido que la atenuación total en una SIW se debe a pérdidas que ocurren en el dieléctrico y en el conductor. Además, se sabe que las pérdidas asociadas al conductor pueden estudiarse como la suma de la pérdida introducida por el efecto de las paredes laterales y el de las placas sólidas. Entonces, a partir de (2.5) y (2.11) es posible llegar a:

$$\alpha_{total} = \alpha_d + \alpha_{pl} + \alpha_{si} \quad (2.27)$$

Además, si en (2.27) se sustituye el modelo propuesto en (2.24), se obtiene:

$$\alpha_{total}\beta = \alpha_d\beta + \alpha_{pl}\beta + \frac{K_A}{h} f^{1.5} - \frac{K_B}{h} \quad (2.28)$$

A partir de los modelos para α_d y α_{pl} dados en las ecuaciones (2.9) y (2.13), se puede notar que los productos $\alpha_d\beta$ y $\alpha_{pl}\beta$ no dependen de h . Entonces, considerando lo anterior para dos SIW con diferentes espesores de sustrato, h_1 y h_2 (donde $h_1 < h_2$), se puede definir el parámetro Δ como:

$$\Delta = \alpha_{total}(h_1)\beta - \alpha_{total}(h_2)\beta \quad (2.29)$$

Y sustituyendo (2.28) en (2.29) se obtiene que:

$$\Delta = \left(\alpha_d \beta + \alpha_{pl} \beta + \frac{K_A}{h_1} f^{1.5} - \frac{K_B}{h_1} \right) - \left(\alpha_d \beta + \alpha_{pl} \beta + \frac{K_A}{h_2} f^{1.5} - \frac{K_B}{h_2} \right) \quad (2.30)$$

Ya que, como se mencionó previamente el resultado de la ecuación (2.9) y (2.13) es independiente de h , entonces $(\alpha_d \beta + \alpha_{pl} \beta) = (\alpha_d \beta + \alpha_{pl} \beta)$ y la expresión (2.30) puede ser simplificada a:

$$\Delta = T K_A f^{1.5} - T K_B \quad (2.31)$$

donde T es un parámetro que se puede conocer de la geometría de las SIW, ya que se define como:

$$T = \frac{1}{h_1} - \frac{1}{h_2} \quad (2.32)$$

Así, de acuerdo con (2.31) al realizar una regresión lineal de Δ contra $f^{1.5}$ es posible determinar K_A a partir de la pendiente correspondiente, mientras que K_B se obtiene de la intersección con el eje de las ordenadas. Una vez conocidos los valores de K_A y K_B , se puede determinar α_{si_rugoso} como en (2.24), ya que β es conocido.

2.4.3 Verificación experimental

La validación de la propuesta se realizó comparando datos experimentales con simulaciones de onda completa. Las simulaciones se realizaron considerando las dimensiones correspondientes a la geometría de los prototipos disponibles, los cuales fueron también medidos eléctricamente para obtener la constante de propagación experimental. A continuación, se describen detalladamente dichos experimentos.

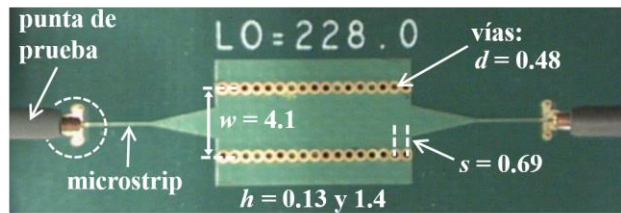


Figura 2.16 Vista superior de una de las SIWs fabricadas en la que se indican las dimensiones principales (en mm).

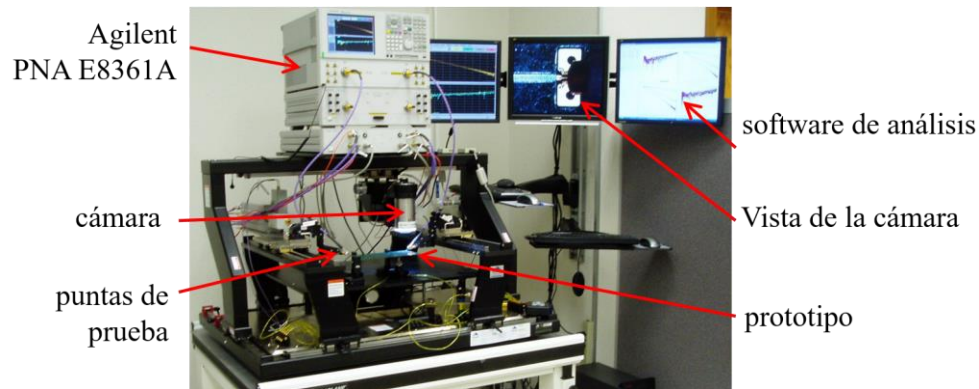


Figura 2.17 Arreglo del equipo de medición utilizado para realizar la medición de los parámetros S de las estructuras SIWs.

a) Descripción de prototipos y mediciones

Con el fin de ilustrar la propuesta, se dispuso de dos prototipos que contienen SIWs como la mostrada en la Figura 2.16, con longitudes de 254 mm y 76.2 mm y diseñadas para presentar una frecuencia de corte $f_c = 27$ GHz para el modo fundamental TE_{10} . Las características del PCB fueron proporcionadas por fabricante: para el substrato $\epsilon_r = 2.2$ y $\tan\delta = 0.0017$, mientras que el cobre presenta $R_q = 1.5 \mu\text{m}$. Acerca de los espesores del substrato, éstos son: $h = 0.13$ mm para el prototipo #1 y $h = 1.4$ mm para el prototipo #2.

En la Figura 2.16 se puede observar que las SIWs están terminadas con pads en arreglo tierra-síñal-tierra de modo que fue posible emplear puntas de prueba coplanares para radio frecuencia (RF) para la medición de los parámetros S . Las mediciones se realizaron empleando un analizador de redes vectorial, o VNA (por sus siglas en inglés) calibrado con el algoritmo LRRM y dispuesto como se muestra en la Figura 2.17. A continuación, se presentan los resultados obtenidos a partir de las mediciones realizadas al prototipo y a partir de simulaciones.

b) Resultados

A partir de las mediciones de los parámetros S , se determinó la constante de propagación compleja de las SIWs empleando el método línea-línea descrito en [68].

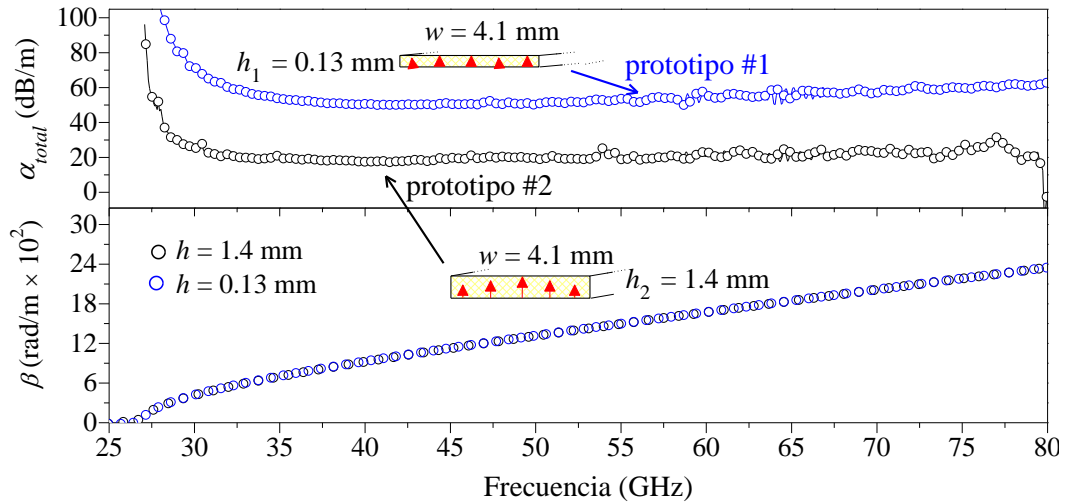


Figura 2.18 Atenuación y retardo de fase contra frecuencia obtenidos a partir de los parámetros S medidos empleando el método línea-línea [68].

En Figura 2.18 se muestran las curvas obtenidas para α_{total} y β . En concordancia con la teoría, la atenuación es mayor en el prototipo #1 que fue fabricado con el dieléctrico más delgado. Como ya se sabe, en casos como éste, en el que la única diferencia entre los prototipos es el valor de h , el aumento de la atenuación total se debe a que a medida que se reduce h las pérdidas debidas a las placas metálicas superior e inferior son mayores. Tener en cuenta que para estos casos, las pérdidas debidas al dieléctrico y las asociadas con las paredes laterales son las mismas para ambos prototipos a pesar de su diferencia en h .

Empleando los datos de α_{total} y β de ambos prototipos y aplicando la operación indicada en (2.29) se obtuvo Δ y se realizó la regresión lineal indicada en (2.31). Esta regresión se muestra en la Figura 2.19; como puede observarse, los datos presentan una tendencia lineal, tal y como se espera. Entonces, empleando la metodología de extracción explicada en la sección anterior, fue posible determinar el valor de los parámetros K_A y K_B . Los valores determinados fueron:

$$K_A = 6.35 \times 10^{-17} \left(\frac{1}{\text{m} \cdot \text{Hz}^{1.5}} \right) \quad (2.33)$$

$$K_B = 0.01 \left(\frac{1}{\text{m}} \right) \quad (2.34)$$

Con los valores obtenidos y con β , se implementó el modelo propuesto en (2.24). La Figura 2.20 muestra cómo dichos valores permiten la reproducción de la atenuación de las estructuras consideradas.

Además, con la finalidad de verificar el modelo empleando una estructura diferente a las utilizadas en la regresión lineal, se fabricó y midió un tercer prototipo. El prototipo #3 presenta la misma rugosidad de los dos primeros; sin embargo, en este caso el espesor del substrato empleado es $h = 0.79$ mm. Además, $w = 2.3$ mm de manera que las SIWs del tercer prototipo tienen la frecuencia de corte del modo TE_{10} en 47 GHz. La curva que compara la atenuación experimental y el modelo de esta estructura también se muestra en la Figura 2.20. Como puede observarse, en este caso también existe una buena correlación. De esta forma, es posible notar que una vez conocidos K_A y K_B para una rugosidad dada, la metodología propuesta permite la representación de la atenuación de SIWs que presenten la misma rugosidad sin importar si éstas tienen una frecuencia de corte o espesor diferente.

Finalmente, para validar el modelo con diferentes valores de rugosidad, se implementó en HFSS el modelo 3D de SIW con las dimensiones indicadas en la Figura

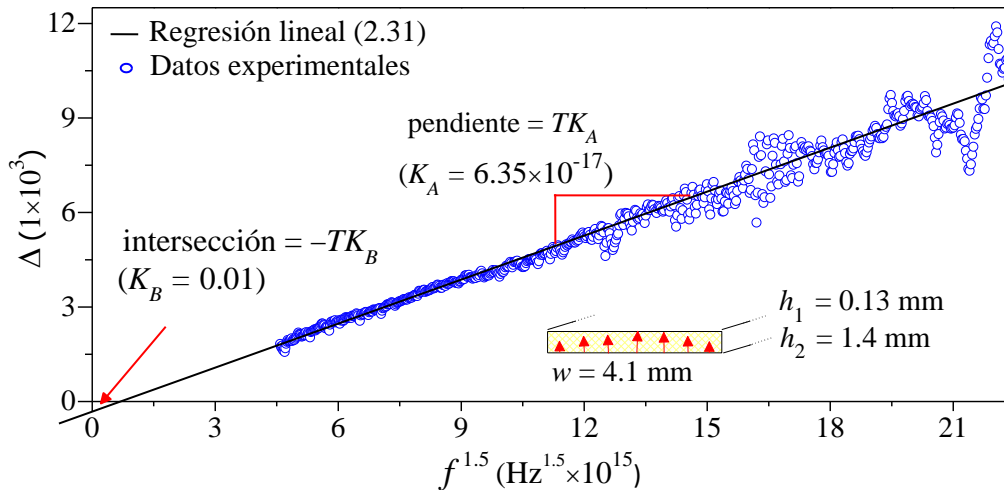


Figura 2.19 Regresión lineal (2.31) de datos experimentales para la obtención de los parámetros del modelo.

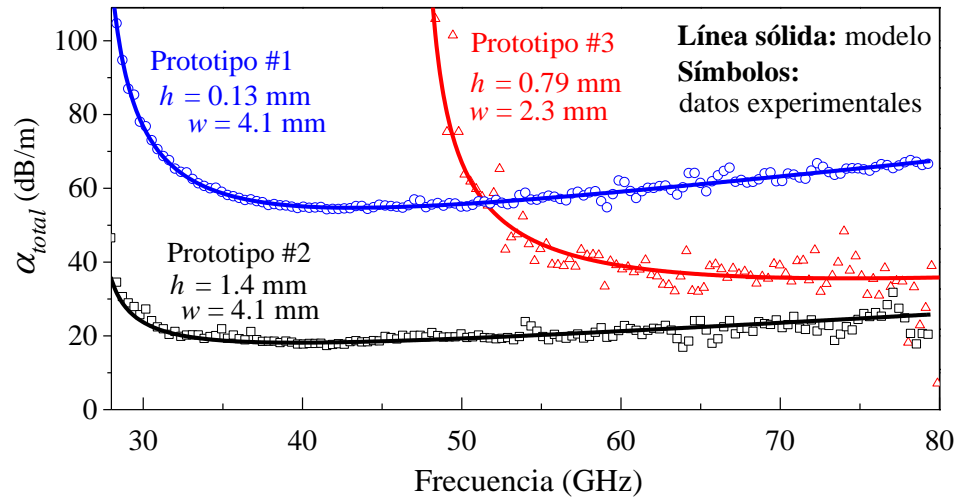


Figura 2.20 Correlación modelo-experimento para la atenuación de tres SIWs que tienen la misma rugosidad ($R_q = 1.5 \mu\text{m}$) y diferente geometría.

2.16. En las simulaciones, la rugosidad se representó a través del modelo “bola de nieve” y se consideraron los tres casos de la Tabla 2.1. Las constantes de propagación, resultado de estas simulaciones se procesaron del mismo modo que se hizo con los datos experimentales y se obtuvieron los parámetros K_A y K_B para cada caso. Estos parámetros se indican en la Tabla 2.2, mientras que las curvas modelo-simulación para la atenuación y las pérdidas por inserción de las SIWs se presentan en la Figura 2.21.

En los resultados, se puede observar que existe una diferencia notable entre la curva que supone un metal liso y las que consideran diferente rugosidad tanto en la atenuación [Figura 2.21 (a)] y en las pérdidas por inserción [Figura 2.21 (b)]. Lo anterior es relevante porque resalta la importancia que tiene realizar una consideración apropiada de las pérdidas introducidas por el efecto de la rugosidad en SIWs que operan en el rango de las microondas.

Parámetro	Caso I	Caso II	Caso III
$K_A (1 \times 10^{-17})(1/\text{m} \cdot \text{Hz}^{1.5})$	8.57	6.83	5.01
$K_B (1/\text{m})$	0.06	0.05	0.02

Tabla 2.2. Parámetros del modelo propuesto obtenidos de simulación para casos con diferente rugosidad.

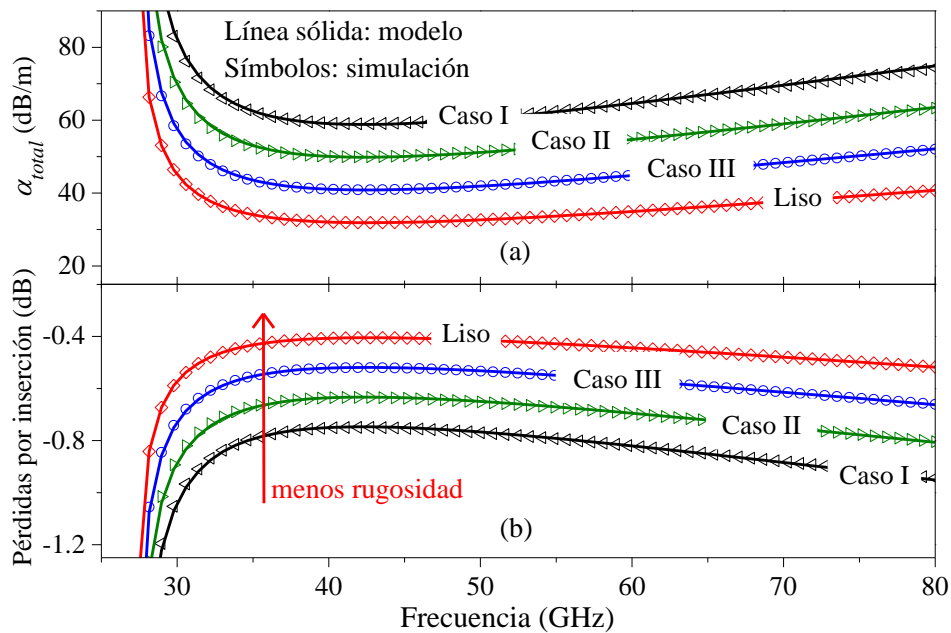


Figura 2.21 Validación del modelo propuesto usando simulaciones de onda completa para los casos de rugosidad descritos en la Tabla 2.1: (a) atenuación total, y (b) pérdidas por inserción. [Para el cálculo de las pérdidas por inserción, los parámetros S fueron normalizados a la impedancia característica de las SIWs con el propósito de minimizar el efecto de las pérdidas por retorno.]

2.5 Conclusión de capítulo

El estudio realizado en esta sección del trabajo demuestra que es posible caracterizar y modelar el efecto de la rugosidad en la atenuación de señales que operan en la banda W de frecuencia empleando estructuras SIW como vehículo de prueba. Además, también se mostró la ventaja del uso de SIWs en lugar de líneas de transmisión que operan en modo TEM (por ejemplo, striplines), para la caracterización y modelado de estructuras y materiales en el rango de frecuencias considerado.

El modelo propuesto muestra precisión en un amplio rango de perfiles de rugosidad que incluyen algunos de los empleados en el estado del arte de las aplicaciones de microondas en tecnología de PCB. Además, la metodología para la extracción de los parámetros es simple y sistemática, por lo cual la implementación del modelo es sencilla. Por esta razón, la propuesta encuentra aplicaciones tanto en el modelado del efecto de la rugosidad para propósitos de simulación de interconexiones como para llevar a cabo la caracterización del material.

C A P Í T U L O T R E S

Interconexiones en chip

LÍNEAS GLOBALES Y SEMIGLOBALES

LAS INTERCONEXIONES realizadas dentro de un chip pueden clasificarse de acuerdo al nivel de metal en el que se encuentran. En la Figura 1.6, es posible ver que las líneas semiglobales y globales ocupan los niveles metálicos superiores y que en comparación con las interconexiones locales, su sección transversal es mucho mayor. Esto permite reducir la resistencia de las líneas para disminuir el efecto correspondiente en las señales, ya que recorren gran parte del chip. Como se mencionó previamente, en el Capítulo 1, estas interconexiones son empleadas para guiar señales como la de reloj, por lo que suelen ser estructuras largas.

A diferencia de las líneas de transmisión en PCB, en las interconexiones en chip el efecto de la rugosidad de la superficie conductora no es considerable. Esto se debe a que, para fines prácticos dentro del rango de microondas y considerando las dimensiones actuales, cualquier protuberancia en la superficie del metal es muy pequeña comparada con el cambio en la distribución de corriente (debido al efecto piel) dentro de la interconexión. No obstante, en este tipo de estructuras uno de los principales efectos que intervienen en las características de propagación de las señales es la resistencia de la línea. Además, en las interconexiones en chip es necesario tomar en cuenta efectos como el acoplamiento con el sustrato, el cual provoca pérdidas en la señal debido a la presencia de corrientes parásitas [69].

3.1 Principales estructuras

La Figura 3.1 (a) muestra la vista superior de una línea microstrip, en donde únicamente se observa el trazo de señal ya que el plano de tierra se encuentra en un nivel de metal diferente. Es importante mencionar que la línea de transmisión microstrip es la más empleada en las interconexiones fabricadas en chip. Sin embargo, debido a la configuración de los campos \mathbf{E} y \mathbf{H} [Figura 3.1 (c)], las microstrips son vulnerables a efectos de diafonía y ruido electromagnético cuando hay otras interconexiones cerca. Por esta razón, recientemente la guía de onda coplanar (CPW), [Figura 3.1 (b)] ha comenzado a ser preferida en la distribución de señales en chip [70].

Como puede observarse en la Figura 3.1 (b), en una CPW el trazo de señal y los de tierra se encuentran en el mismo nivel de metal, de manera que la señal viaja confinada entre los dos trazos de tierra. Esto permite reducir el efecto de diafonía [71]. Desafortunadamente, las CPWs fabricadas en procesos CMOS convencionales no resuelven el problema de la interacción de los campos \mathbf{E} y \mathbf{H} con el sustrato semiconductor, lo que introduce pérdidas sustanciales incluso a bajas frecuencias. En la Figura 3.1 (d) se ilustra este efecto suponiendo al sustrato de silicio como el material adyacente al dieléctrico de la CPW.

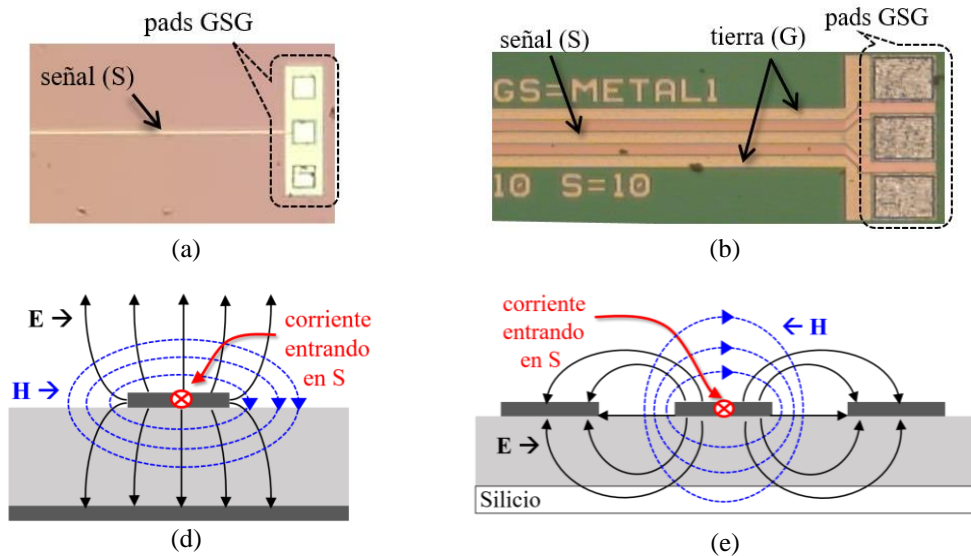


Figura 3.1 Fotografías de la vista superior de una línea: (a) microstrip y (b) coplanar. También se ilustra conceptualmente la configuración de \mathbf{E} y \mathbf{H} respectivamente en (c) y (d).

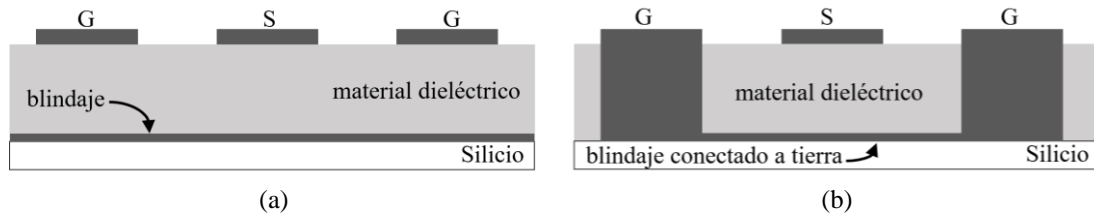


Figura 3.2 Estructura CPW: (a) con blindaje y (b) con blindaje conectado a tierra.

3.2 Líneas blindadas

Como ya se mencionó, las CPWs construidas directamente sobre el sustrato semiconductor y separadas de éste únicamente por el óxido de campo exhiben altas pérdidas [72]. Dichas pérdidas pueden reducirse si se introduce un plano de baja resistencia que sirva de blindaje entre el sustrato y la CPW [73], como se muestra en la Figura 3.2 (a). Este plano suele ser fabricado con un material conductor, que usualmente es el mismo metal empleado en toda la estructura, o alternativamente polisilicio dopado [74]. Debido a la introducción del blindaje, la estructura de la Figura 3.2 (a) es llamada guía de onda coplanar blindada o S-CPW (en inglés, *shielded coplanar waveguide*). Por otra parte, en la Figura 3.2 (b) se ilustra una CPW con blindaje conectado a tierra o GS-CPW (en inglés, *ground shielded coplanar waveguide*). Como sus nombres lo indican, la diferencia entre una S-CPW y una GS-CPW radica únicamente en que en estas últimas, la estructura de blindaje presenta una conexión directa con los trazos de tierra o referencia de la CPW.

Además del tipo de material empleado en la fabricación del blindaje y de si éste se encuentra conectado o no a tierra, existe otra variable en las estructuras blindadas. Dicha variable es la geometría del blindaje ya que éste puede ser una placa sólida o con una geometría específica [75]; a continuación se explican cada uno de ellos.

3.2.1 Tipos de blindaje

Como se mencionó antes, la estructura de blindaje indicada en la Figura 3.2 es útil para evitar el acoplamiento entre la energía propagada a través de la CPW y el sustrato de silicio. La manera más sencilla de conseguir el blindaje es introduciendo una placa

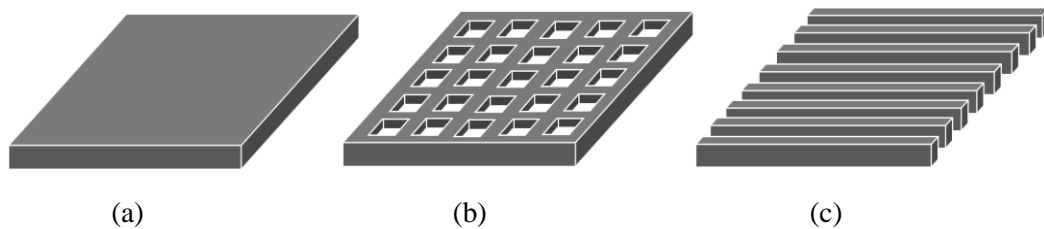


Figura 3.3 Principales tipos de blindaje empleados en líneas de transmisión: (a) sólido, (b) cuadrículado y (c) con patrón de líneas.

sólida de metal como la que se muestra en la Figura 3.3 (a). A pesar de que este blindaje cumple con el propósito de bloquear la interacción de la señal con el sustrato, es propenso a exhibir corrientes de remolino (en inglés, *eddy*) que introducen pérdidas adicionales en la señal. Por esta razón, se han propuesto estructuras alternativas como la que se muestra en la Figura 3.3 (b), conocida como blindaje cuadrículado y la de la Figura 3.3 (c) llamada “blindaje con patrón de líneas” o simplemente “blindaje con patrón” (en inglés, *patterned shield*). Con ambos blindajes es posible reducir las corrientes de remolino. Sin embargo, la estructura de la Figura 3.3 (c) es preferida ya que, al cortar la continuidad de corriente parásita en la dirección de propagación, reduce considerablemente su efecto.

3.2.2 Modelos

Debido a que las CPWs fabricadas en chip son muy importantes en el desarrollo de circuitos integrados que operan en el rango de las microondas [70], [75], actualmente están recibiendo mucha atención desde el punto de vista del modelado. Por esta razón, se han reportado numerosas propuestas para la caracterización y modelado de diferentes efectos que ocurren en estas estructuras [69], [70], [75]-[77].

Los modelos orientados al diseño asistido por computadora (CAD) son en los que se tiene mayor interés, debido a que es posible incluirlos en simuladores y resultan útiles no sólo para la representación del comportamiento de las estructuras, sino que también permiten su optimización. Como ejemplo, en [78] se presenta un modelo para representar una CPW blindada con la estructura de la Figura 3.3 (c) y con base en simulaciones de onda completa se presenta un análisis del efecto de las dimensiones

del blindaje en la impedancia característica de la línea. Además, en [79] se proponen pautas para la definición del ancho y la separación entre las líneas que conforman dicho blindaje. Por otra parte, en trabajos como [80] se analiza el impacto de la conductividad del substrato en los elementos *RLGC*. Sin embargo, aún no se ha reportado un trabajo que identifique el origen de las pérdidas que contribuyen en la resistencia total de la estructura (*R*), incluyendo el efecto del blindaje en este parámetro. Dicho análisis es relevante, ya que permite realizar una evaluación justa de los efectos de pérdida dominantes. Por esta razón, es el tema que se abordó en el análisis de estas líneas que suelen emplearse como interconexiones globales y también como semiglobales.

3.3 Modelo *RLGC* modificado

En el Capítulo 1 se explicó el modelo de circuito *RLGC* empleado para representar líneas de transmisión que operan con el modo de propagación TEM o casi-TEM. Cada uno de los elementos del modelo puede ser determinado a partir de la constante de propagación y de la impedancia característica de la línea. Así, considerando (1.4) y (1.5), es posible calcular *R*, *L*, *G* y *C* como [81]:

$$R = \operatorname{Re}\{\gamma \cdot Z_c\} \quad (3.1)$$

$$L = \frac{\operatorname{Im}\{\gamma \cdot Z_c\}}{\omega} \quad (3.2)$$

$$G = \operatorname{Re}\left\{\frac{\gamma}{Z_c}\right\} \quad (3.3)$$

$$C = \frac{\operatorname{Im}\left\{\frac{\gamma}{Z_c}\right\}}{\omega} \quad (3.4)$$

donde ω es la frecuencia angular. Es importante mencionar que los parámetros determinados a partir de las ecuaciones (3.1)–(3.4) corresponden a las definiciones mencionadas en el Capítulo 1 cuando están distribuidos como en la estructura de la Figura 1.3. Sin embargo, no en todas las estructuras se presenta la misma distribución.

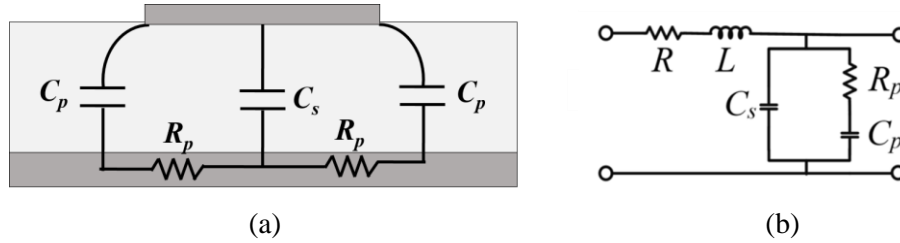


Figura 3.4 (a) Circuito equivalente para la sección transversal de una microstrip blindada y (b) su correspondiente celda unitaria considerando el modelo *RLGC* convencional.

A manera de ejemplo, se muestra en la Figura 3.4 (a) un circuito equivalente de la sección transversal de una microstrip blindada. Como puede observarse, el circuito no corresponde a los elementos en paralelo de la Figura 1.3. De hecho, en este caso, la celda unitaria del circuito *RLGC* tiene la topología que se muestra en la Figura 3.4 (b). En este caso, los elementos *C* y *G* calculados a través de (3.3) y (3.4) están definidos como función de los elementos C_s , C_p y R_p .

Por otra parte, la Figura 3.5 muestra la celda unitaria del modelo *RLGC* distribuido de una estructura blindada. En este circuito, el efecto de las corrientes de remolino del blindaje es representado mediante un circuito $L_{eddy} R_{eddy}$ acoplado con la inductancia de la línea L a través del factor de acoplamiento m . Para este caso, la resistencia obtenida a partir de la constante de propagación y la impedancia característica de la estructura a través de (3.1) es definida como [69]:

$$R = R_x + \frac{\left(\frac{m^2}{R_{eddy}}\right) + \omega^2}{\left(\frac{L_{eddy}}{R_{eddy}}\right)^2 \omega^2 + 1} \quad (3.5)$$

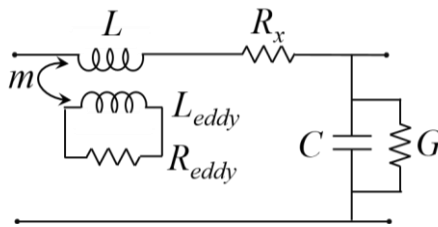


Figura 3.5 Celda unitaria del circuito *RLGC* de una línea de transmisión incluyendo el efecto de las corrientes de remolino en el blindaje.

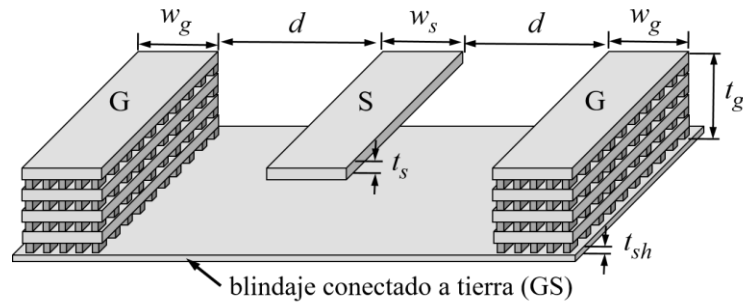


Figura 3.6 Ilustración de una guía de onda coplanar con blindaje sólido conectado a tierra.

3.4 Modelo para R en CPW blindadas

En la Figura 3.6 se ilustra una CPW con blindaje sólido conectado a tierra o GS-CPW y se indican las dimensiones principales. En dicho esquema, es posible observar que las estructuras de tierra laterales (etiquetadas con la letra G) están formadas por vías que unen los niveles de metal involucrados. En este trabajo, se empleó una estructura como la que se ilustra en la Figura 3.6 para establecer una metodología con el fin de identificar los componentes de pérdidas que influyen en la resistencia de la estructura. Para esto, se combinó el procesamiento de datos experimentales con simulaciones de onda completa. Primeramente, se determinó R de datos experimentales utilizando la ecuación (3.1). Después, empleando microscopía electrónica de barrido (SEM) se obtuvieron imágenes de la sección transversal de las estructuras bajo análisis con el fin de conocer con detalle sus dimensiones. A partir de esta información visual, se implementó un modelo 3D para realizar simulaciones de onda completa.

En esta sección se describe la estructura empleada, los experimentos realizados y además, la verificación de la propuesta a través de datos experimentales.

3.4.1 Descripción de los experimentos

La Figura 3.7 (a) muestra una imagen SEM de la sección transversal de la GS-CPW empleada como vehículo de prueba. Para esta estructura, todos los metales corresponden a cobre, incluyendo el blindaje, mientras que el dieléctrico es dióxido de silicio (SiO_2). Por otra parte, la Figura 3.7 (b) indica las dimensiones correspondientes.

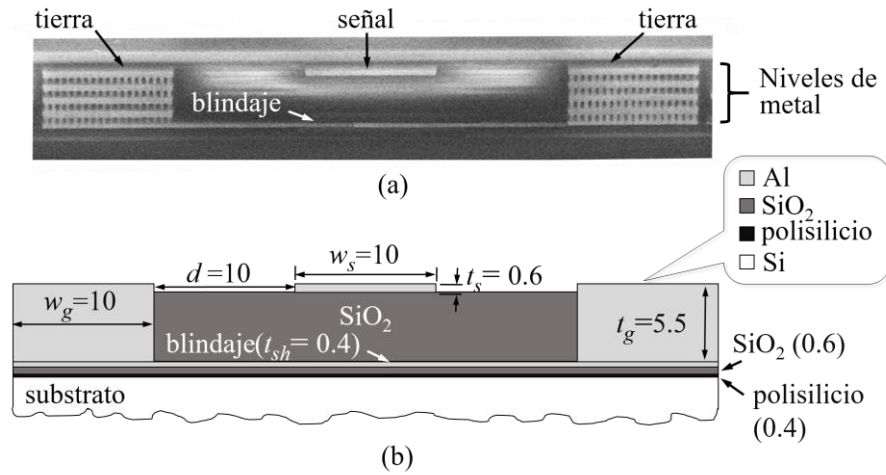


Figura 3.7 Sección transversal de la GS-CPW analizada: (a) imagen SEM del prototipo y (b) bosquejo del modelo 3D implementado en las simulaciones (unidades dadas en μm).

Es importante notar que la señal y los trazos de tierra presentan el mismo ancho ($w_s = w_g = 10 \mu\text{m}$) mientras que el espesor del trazo de señal es $t_s = 0.6 \mu\text{m}$ y de las tiras de tierra laterales $t_g = 5.5 \mu\text{m}$. Además, la distancia entre las tiras de señal y tierra es $d = 10 \mu\text{m}$, el espesor del blindaje $t_{sh} = 0.4 \mu\text{m}$ y la longitud de la guía es $l = 500 \mu\text{m}$. Esta estructura fue utilizada como vehículo de prueba para el establecimiento de la metodología propuesta, en seguida se describen las mediciones y simulaciones realizadas.

a) Mediciones

La Figura 3.8 muestra la disposición del VNA y de las herramientas empleadas para medir los parámetros S de la estructura fabricada. Además, se incluye una fotografía de la vista superior de dicha estructura. La medición se realizó desde 10 MHz hasta 30 GHz utilizando puntas de prueba coplanares con configuración tierra-señal-tierra (GSG). En la Figura 3.8 también se indican los *pads* GSG, que son las estructuras en las que hacen contacto eléctrico las puntas para realizar la medición. Antes de comenzar la medición, el VNA fue calibrado empleando el método LRRM y después de obtener los datos, se determinó Z_c y γ aplicando el procedimiento reportado en [82]. Finalmente, la resistencia en serie total de la GS-CPW fue obtenida usando (3.1).

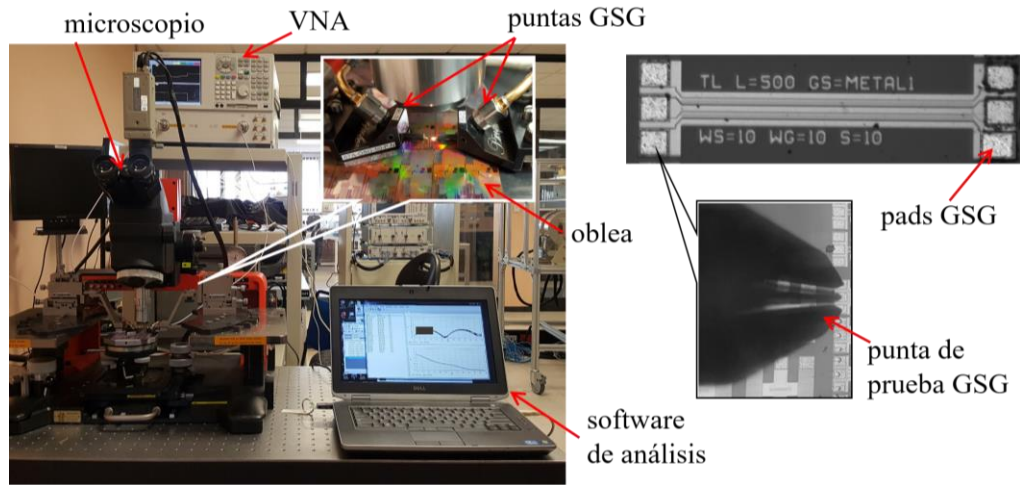


Figura 3.8 Arreglo del equipo utilizado para medir los parámetros S de las CPWs fabricadas, y vista superior de una de las estructuras medidas.

b) Simulaciones de onda completa

Con el fin de identificar de manera sistemática las pérdidas que contribuyen a la magnitud de la resistencia, se realizaron simulaciones de onda completa utilizando HFSS considerando las dimensiones que se indican en la Figura 3.7 (b). Además, en la simulación se definió cobre como conductor y SiO_2 con $\epsilon_r = 3.9$.

Partiendo de la consideración de que la atenuación total es la suma de las atenuaciones asociadas a las pérdidas en el conductor, en el dieléctrico y a la radiación, fue posible simplificar el modelo de la simulación haciendo la suposición de que el dieléctrico no presenta pérdidas ($\tan\delta = 0$). Dicha suposición no afecta el resultado de R y sigue siendo posible correlacionarla con los datos experimentales.

En la Figura 3.9 se muestran las curvas R contra frecuencia obtenidas de la simulación y a partir de las mediciones. Como puede verse, existe una muy buena correlación entre ellas en todo el rango de frecuencia considerando. Lo anterior indica que la estructura 3D implementada en la simulación efectivamente corresponde a las dimensiones y materiales de la CPW medida. Entonces, debido a que el modelo 3D permite la correcta representación de la CPW fabricada, es posible modificarlo para observar el impacto de los diferentes efectos que tienen impacto en ella.

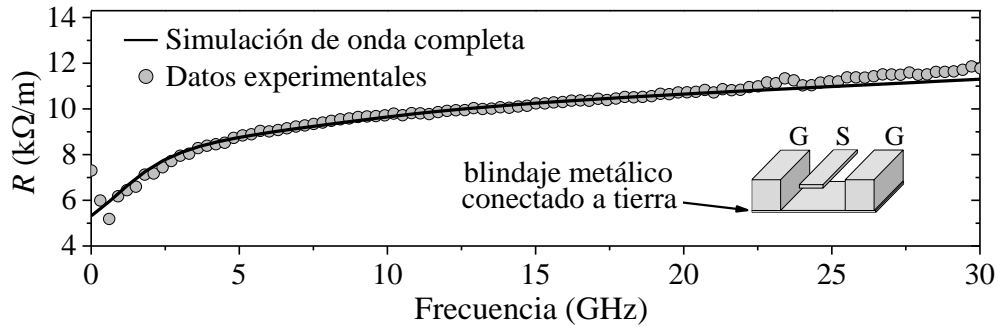


Figura 3.9 Comparación entre la resistencia en serie total de la GS-CPW con blindaje metálico obtenida experimentalmente y de una simulación de onda completa.

A continuación, se describen las modificaciones realizadas a dicho modelo. Es importante mencionar que éstas se realizaron con base en la suposición de que la resistencia total en serie de la CPW puede modelarse como:

$$R = R_s + R_g + R_{sh} + R_{rad} \quad (3.6)$$

en donde las resistencias representan las pérdidas que ocurren en: el trazo de señal (R_s), en los trazos laterales de tierra (R_g), en el blindaje (R_{sh}) y las debidas a radiación (R_{rad}).

3.4.2 Modelos y resultados de simulación

Aquí se describen las simulaciones realizadas para inspeccionar cada una de las pérdidas consideradas en (3.6) y también los modelos definidos para describir el comportamiento de cada una de ellas. Por conveniencia, la metodología propuesta comienza con el análisis de la resistencia debida a radiación.

❖ R_{rad} : Para determinar el impacto de la radiación, se repitió la simulación utilizada para obtener la curva de la Figura 3.9. Sin embargo, en esta ocasión se reemplazó el cobre por conductor perfecto en todas las estructuras metálicas. Con los parámetros S obtenidos de la simulación, se calculó Z_c , γ y R a través de (3.1) siguiendo el mismo procedimiento que con los datos experimentales. En la Figura 3.10 (a) se muestra el resultado de R_{rad} contra frecuencia; al igual que en las observaciones experimentales

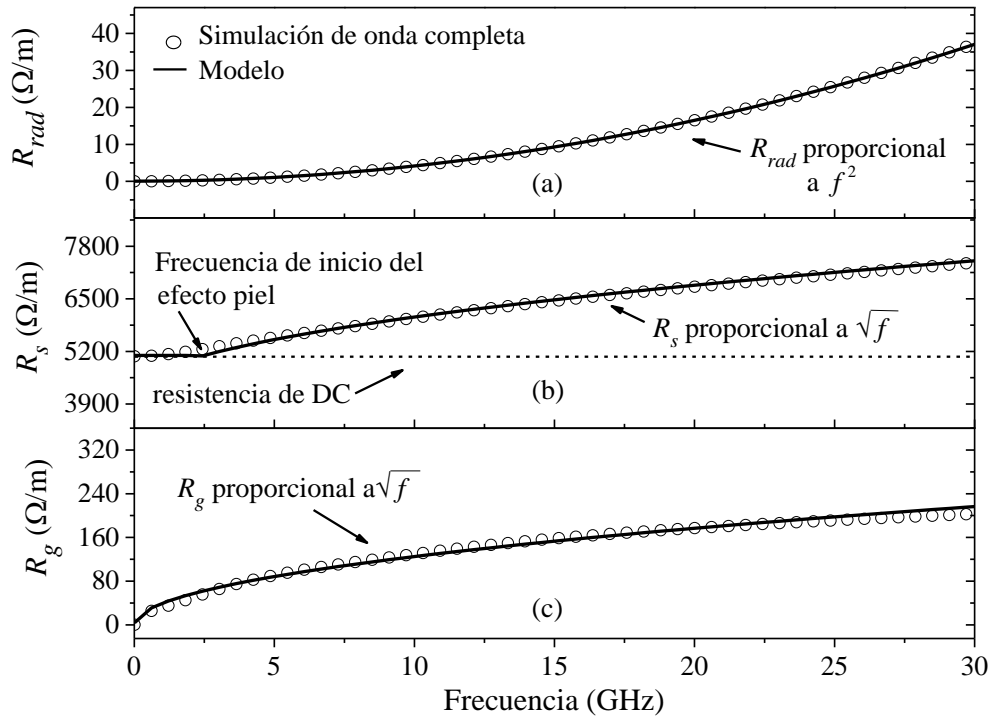


Figura 3.10 Curvas mostrando tres de las pérdidas que contribuyen en la resistencia total en serie: (a) debido a radiación, (b) resistencia en el trazo de señal y (c) resistencia en los trazos de tierra laterales.

reportadas en [83] y [84], esta resistencia muestra proporcionalidad con f^2 . Entonces, matemáticamente, es posible expresar R_{rad} como:

$$R_{rad} = k_{rad}f^2 \quad (3.7)$$

en donde k_{rad} es un parámetro arbitrario que depende de la geometría de la CPW y que es constante en frecuencia.

❖ R_s : La segunda resistencia obtenida a través de las simulaciones es la que se asocia con las pérdidas en el trazo de señal. En este caso, la simulación de la GS-CPW fue realizada considerando que el trazo de señal está hecho de cobre mientras que los trazos de tierra y el blindaje fueron definidos como conductores perfectos. Esto garantiza que el resultado únicamente considera las pérdidas en el trazo de señal y radiación. Ya que R_{rad} se obtuvo previamente, es posible conocer R_s al restar la resistencia por radiación

a la resistencia determinada con los resultados de esta simulación en particular; la Figura 3.10 (b) muestra este resultado.

Como puede verse, R_s presenta dos regiones: la de DC en la que R_s es constante y la región dependiente de frecuencia en la que R_s es proporcional a \sqrt{f} debido al efecto piel [85]. De este modo, es posible modelar R_s empleando la siguiente expresión:

$$R_s = R_{DC} + k_s\sqrt{f} \quad (3.8)$$

donde R_{DC} puede calcularse a partir de la sección transversal de la estructura y k_s es una constante que se determina fácilmente de la regresión lineal de R_s contra \sqrt{f} .

❖ **R_g** : La resistencia de los trazos laterales de tierra se puede calcular de manera similar que R_s . Para este caso, en la simulación se definieron con cobre los trazos de tierra y el metal tanto del blindaje como de la tira de señal fue definido como conductor perfecto. Una vez más, se restó R_{rad} del resultado de la simulación, esta resta corresponde a R_g , que se muestra en la Figura 3.10 (c). Ya que el espesor de los trazos de tierra es más grande que el del trazo de señal, la frecuencia de encendido del efecto piel es mucho menor y R_g puede ser representada considerando únicamente la región en la que la resistencia depende de \sqrt{f} [85]. Matemáticamente:

$$R_g = k_g\sqrt{f} \quad (3.9)$$

donde la constante de proporcionalidad k_g es determinada del mismo modo que k_s .

❖ **R_{sh}** : La última contribución de R obtenida es la relacionada con las pérdidas en el blindaje. Estas pérdidas se deben a las corrientes de remolino formadas por la variación del campo magnético que atraviesa el plano de blindaje. La manera en la que se modificó el modelo 3D original en este caso es definiendo la estructura de blindaje con cobre y conductor perfecto en los trazos de señal y tierra. Entonces, R_{sh} se obtuvo al restar el efecto de la radiación del resultado de simulación del mismo modo que en los casos anteriores.

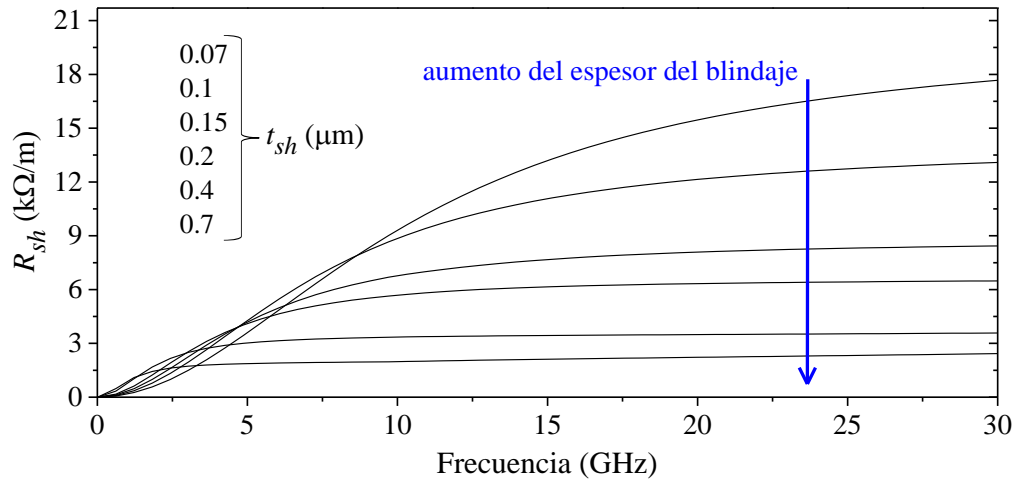


Figura 3.11 Resistencia del blindaje metálico conectado a tierra obtenido a partir de simulaciones de onda completa considerando diferentes valores de espesor.

En la Figura 3.11 se presentan los resultados de R_{sh} contra frecuencia para diferentes valores de espesor del blindaje. Como puede verse, para frecuencias superiores a 10 GHz aproximadamente, la resistencia es menor a medida que el espesor es más grueso; sin embargo, la diferencia en resistencia no es linealmente escalable. Además, es importante resaltar que para bajas frecuencias el orden es diferente; la resistencia es menor para el blindaje más delgado. Lo anterior se debe a que tal y como se muestra en la Figura 3.5 y en el modelo (3.5) las pérdidas asociadas a las corrientes de remolino dependen fuertemente de la resistencia y la inductancia efectivas del plano en el que ocurren dichas corrientes así como del factor de acoplamiento. De hecho, el segundo término del lado derecho en (3.5) corresponde a la resistencia en serie debida a las corrientes de remolino. Entonces, R_{sh} es descrita usando [69]:

$$R_{sh} = \frac{\left(\frac{m^2}{R_{eddy}}\right) + \omega^2}{\left(\frac{L_{eddy}}{R_{eddy}}\right)^2 \omega^2 + 1} \quad (3.10)$$

Es importante mencionar que para que la ecuación (3.10) sea precisa al modelar R_{sh} es necesario tener en cuenta que L_{eddy} y R_{eddy} son parámetros dependientes de la frecuencia. Esta dependencia es más fuerte a medida que se alcanza la frecuencia de

encendido del efecto piel la cual ocurre aproximadamente cuando la profundidad de piel y el espesor del blindaje son iguales. A partir de esta frecuencia, se debe tomar en cuenta que:

$$R_{eddy} = k_{R_eddy} \sqrt{f} \quad (3.11)$$

$$L_{eddy} = \frac{k_{L_eddy}}{\sqrt{f}} \quad (3.12)$$

donde k_{R_eddy} y k_{L_eddy} son constantes de proporcionalidad. Con el fin de ilustrar la importancia de considerar la dependencia en frecuencia de los elementos L_{eddy} y R_{eddy} , la Figura 3.12 muestra las curvas de R_{sh} contra frecuencia para tres casos de espesor obtenidas de simulaciones de onda completa y a través de la aplicación de (3.10). Se observa que para el caso más delgado, en el rango de frecuencia considerado el efecto piel no alcanza su valor de encendido. Entonces, es posible reproducir la curva obtenida para R_{sh} a partir de (3.10) con la suposición de que L_{eddy} y R_{eddy} son constantes. Además, en este caso la ecuación (3.10) predice que a medida que la frecuencia incrementa, R_{sh} presentará un comportamiento asintótico horizontal.

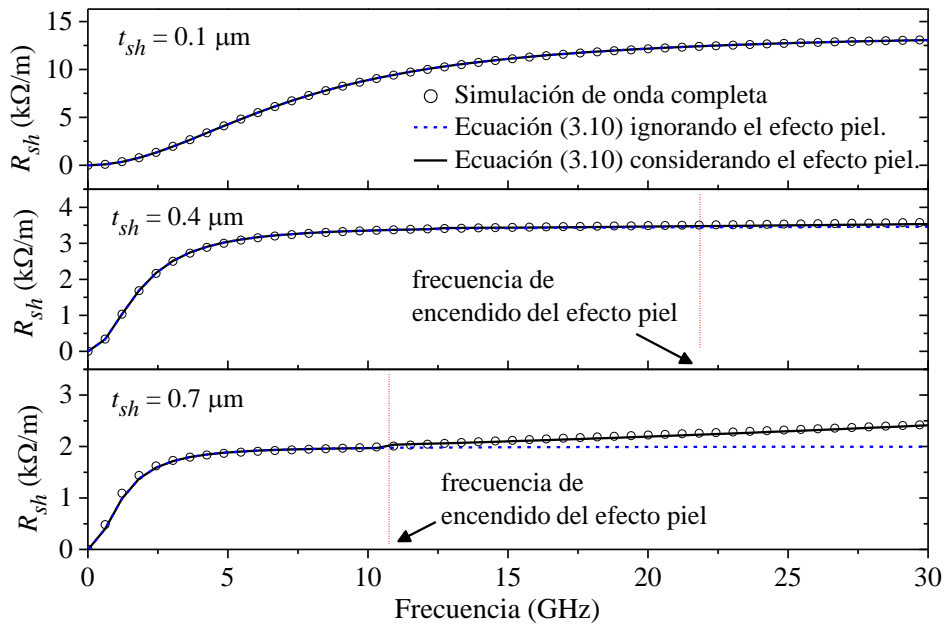


Figura 3.12 Curvas que ilustran que el efecto piel se observa a partir de menores frecuencias a medida que el blindaje se hace más grueso.

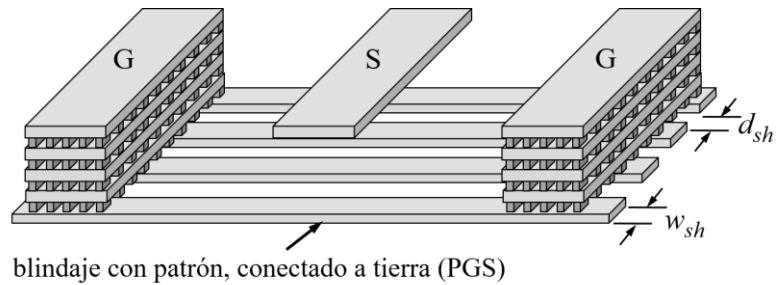


Figura 3.13 Ilustración de una guía de onda coplanar con blindaje con patrón de líneas conectado a tierra o PGS-CPW.

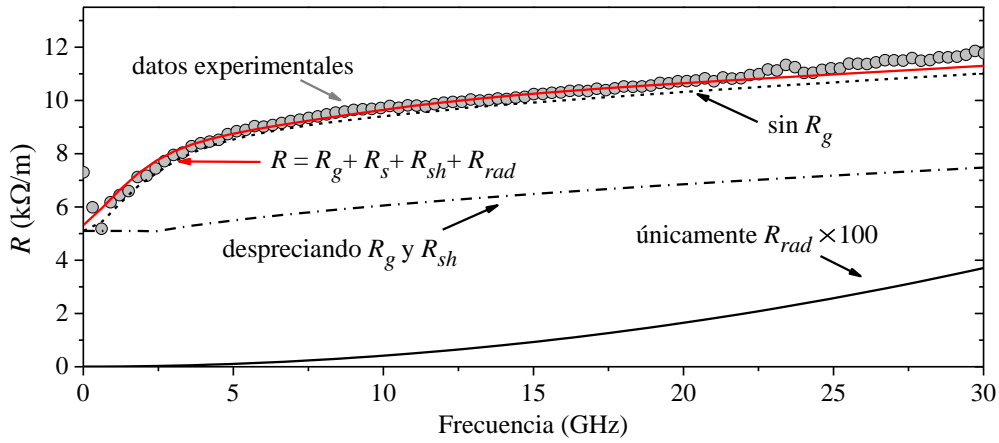
Por otra parte, a medida que la estructura de blindaje se hace más gruesa, lo que es preferible en la práctica ya que se reduce el valor de la resistencia asociada, la frecuencia de encendido del efecto piel es alcanzada e incluso sobrepasada. En estos casos, es necesario incorporar el efecto de (3.11) y (3.12) en (3.10) con el fin de evitar inexactitudes.

3.4.3 Verificación experimental

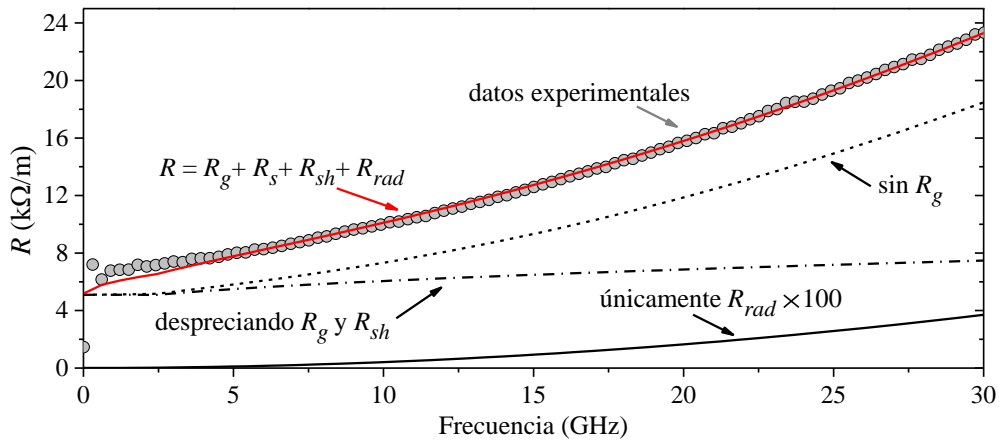
Además de la GS-CPW descrita previamente, en la que el blindaje está fabricado con cobre, se incluyeron dos CPWs adicionales en el chip de prueba. Para una de estas estructuras, el blindaje es sólido (Figura 3.6) y hecho en polisilicio, mientras que la otra estructura presenta un blindaje conectado a tierra con un patrón de líneas como el que se muestra en la Figura 3.13 con $w_{sh} = d_{sh} = 1 \mu\text{m}$. En esta estructura, el blindaje también se fabricó en polisilicio. Entonces, la estructura empleada en la sección anterior es nombrada “GS-CPW metal”, mientras que las otras dos estructuras son llamadas “GS-CPW polisilicio” y “PGS-CPW polisilicio”. Las tres CPWs presentan las mismas dimensiones, indicadas en la Figura 3.7 (b) y sólo son diferentes debido al blindaje.

En la Figura 3.14 se presenta la correlación modelo-experimento para los tres casos considerados. Es de notarse que para el caso de la GS-CPW con blindaje metálico mostrada en la Figura 3.14 (a) existe una muy buena correlación. Además, con el fin de observar cómo las resistencias en (3.6) afectan R , las diferentes contribuciones de resistencia fueron removidas del modelo una a una. Es posible ver que al ignorar R_g , el cambio no es muy notable en R , esto se debe al hecho de que el camino de regreso de

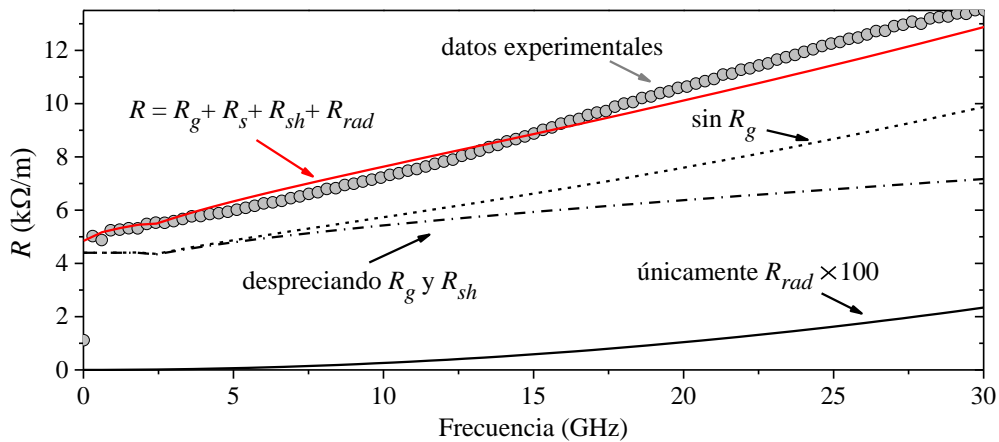
la corriente presenta muy poca resistencia ya que el blindaje sólido actúa como un plano



(a)



(b)



(c)

Figura 3.14 Correlación modelo-experimento para la resistencia total en serie considerando todas las contribuciones resistivas cuando la CPW es blindada utilizando: (a) GS metálico, (b) GS de polisilicio y (c) PGS de polisilicio.

de alto rendimiento que conecta de manera eficiente los trazos laterales de tierra de la CPW. Entonces, el área de la sección transversal a través de la cual fluye la corriente en el plano de tierra es incrementada, por lo que R_g es pequeña. De hecho, para el caso en el que el blindaje sólido es metálico, es posible considerar a los trazos de tierra y de blindaje como una sola estructura metálica. Además, en la misma figura se puede ver que R_s representa la mayor porción de R . De hecho, para frecuencias muy bajas se puede observar que $R \approx R_s$. Este comportamiento es esperado ya que para dichas frecuencias la corriente fluye a través de toda la sección transversal de los trazos metálicos. Entonces, comparando la sección transversal del trazo de señal con la que corresponde a los trazos de tierra y del blindaje, los cuales se encuentran conectados directamente, la diferencia en tamaño es considerable.

Las curvas correspondientes a la GS-CPW con blindaje de polisilicio se muestran en la Figura 3.14 (b). En este caso, es posible observar que en comparación con la estructura con blindaje de metal, la resistencia R_g representa una porción mayor en la resistencia en serie total. Esto se debe a que para este caso, el plano de blindaje está conectando los planos laterales de tierra con polisilicio, el cual presenta una conductividad mucho menor a la del cobre. Entonces, el plano de tierra efectivo es más resistivo que en caso previo. Es importante observar que la tendencia de R contra frecuencia es definida prácticamente por el comportamiento de la resistencia asociada al blindaje, ya que esta resistencia es la responsable de la mayor parte de las pérdidas de la GS-CPW.

Por otra parte, la Figura 3.14 (c) corresponde a la estructura PGS-CPW con blindaje de polisilicio. En este caso, se observa que la resistencia introducida por las corrientes de remolino en la estructura de blindaje es mínima, en comparación con los otros dos casos. Lo anterior se hace evidente al observar que cuando se ignora R_{sh} , la variación en la curva de R no es tanta como cuando se utilizan blindajes sólidos. Lo anterior se ilustra de manera explícita en la Figura 3.15 donde se compara directamente la resistencia del blindaje de los tres casos considerados. En dicha figura, se observa que R_{sh} para el caso PGS-CPW es la menor en todo el rango de frecuencia y que de hecho, comienza a ser considerable a partir de frecuencias mayores a 7.5 GHz. Sin embargo,

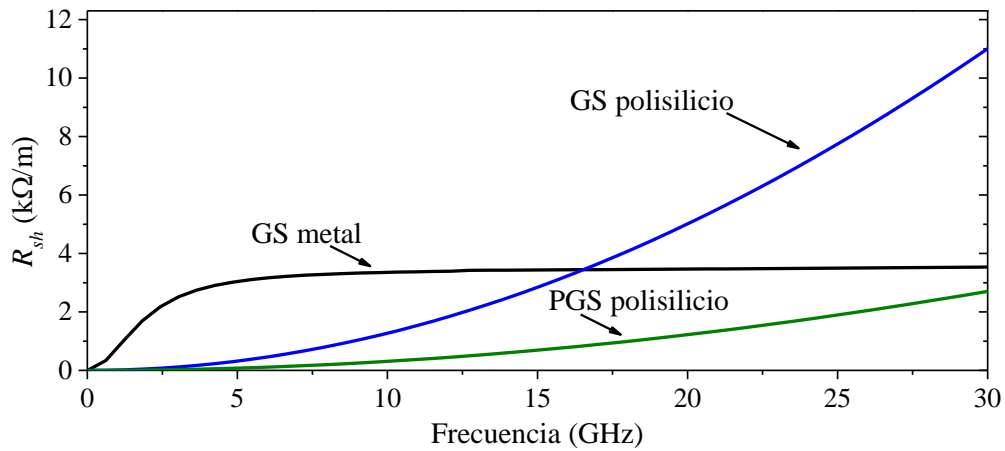


Figura 3.15 Comparación de la resistencia asociada a las pérdidas debidas a las corrientes de remolino en el blindaje, determinada para los tres casos considerados.

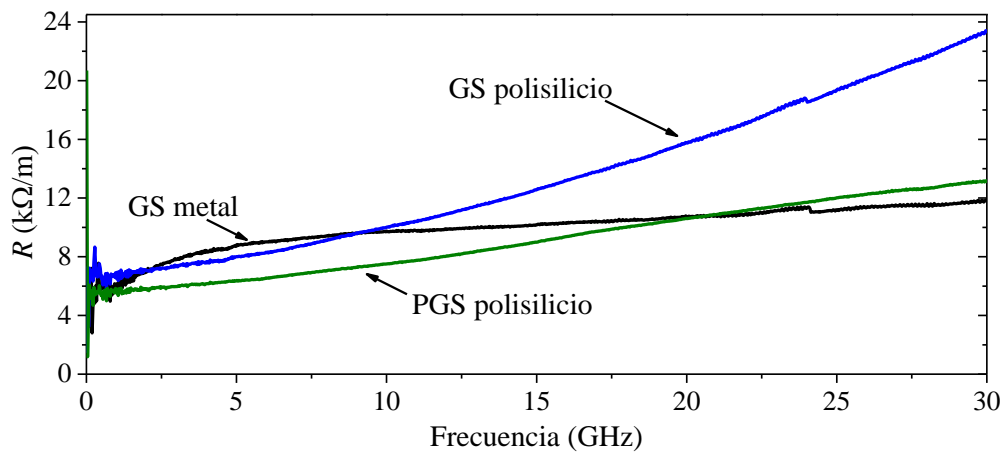


Figura 3.16 Comparación de la resistencia en serie total obtenida experimentalmente para las tres estructuras consideradas.

en la Figura 3.16 se observa que la resistencia en serie total asociada con la PGS-CPW con blindaje de polisilicio se hace mayor que la correspondiente a la estructura GS-CPW con blindaje metálico para frecuencias mayores a 22.5 GHz. Esto resalta el hecho de que la resistencia asociada con el plano de tierra también toma importancia en altas frecuencias y el uso de un blindaje sólido reduce su efecto. Así, se enfatiza la importancia de analizar de manera separada los componentes de pérdidas en estructuras CPWs fabricadas para operar en el rango de las microondas.

Finalmente, es importante mencionar que para los tres casos estudiados y en el rango de frecuencia considerado, se observó que el efecto de R_{rad} es mínimo por lo cual es posible despreciarlo.

3.5 Conclusión de capítulo

En este capítulo se mostró el análisis de tres guías de onda coplanares que presentan diferente tipo de blindaje. Actualmente, estas estructuras son muy utilizadas en interconexiones en chip para los niveles global y semiglobal.

Se propuso una metodología que permite realizar la separación de cada pérdida que contribuye en la resistencia total de las CPWs blindadas. La metodología se basa en un uso sistemático de parámetros S y de simulaciones de onda completa basadas en modelos 3D que consideran las dimensiones y materiales de las estructuras fabricadas y propone un camino para el análisis de las pérdidas que puede ser implementado con fines de optimización de la estructura.

De este estudio, se observó que mientras el blindaje con patrón reduce las pérdidas asociadas a las corrientes de remolino, el blindaje sólido de metal proporciona un mejor camino de retorno de la corriente a través del plano de tierra. Entonces, la selección del material y la estructura de blindaje apropiada será diferente dependiendo del rango de frecuencia.

C A P Í T U L O C U A T R O

Interconexiones en chip

LÍNEAS LOCALES

CON EL DESARROLLO de la tecnología de semiconductores y la miniaturización de los circuitos integrados, el tamaño de las interconexiones correspondientes se ha reducido considerablemente. El impacto de este escalamiento ha tenido mayor impacto en las interconexiones locales, ya que como se mencionó en el capítulo anterior, éstas presentan una sección transversal mucho menor que las interconexiones globales y semiglobales. De hecho, actualmente las interconexiones locales empleadas en nodos tecnológicos avanzados presentan dimensiones en escala de decenas de nanómetros. Debido a esto, la capacitancia y la resistencia asociadas son grandes, lo que aumenta sustancialmente la pérdida y el retardo de las señales [87], [88]. Por esta razón, son consideradas el cuello de botella en el camino hacia el aumento de la velocidad de procesamiento de datos [89]–[91].

Debido a la importancia que representa el estudio de las interconexiones locales, se han reportado muchos trabajos dirigidos al modelado y caracterización de los efectos resistivos y capacitivos, despreciando su naturaleza distribuida [92]–[96]. Sin embargo, el comportamiento de las interconexiones bajo condiciones de corriente alterna no habían sido estudiadas en estructuras con dimensiones menores a 100 nm [97], [98], sino hasta ahora como parte de este proyecto. Cabe mencionar que el análisis y modelado del comportamiento en frecuencia de interconexiones locales modernas es importante porque permite identificar y cuantificar el origen de las pérdidas correspondientes. Además, los modelos también son útiles para representar a las

estructuras en simulaciones de CIs e incluso para la optimización de materiales. Específicamente, con el fin de contribuir en el estudio de interconexiones locales, este proyecto doctoral incluye un análisis teórico y experimental de estas estructuras. Como parte de esto, se incluye la propuesta de un circuito equivalente para una de las estructuras de prueba más comunes usada en la caracterización de interconexiones locales en nodo tecnológicos con dimensión mínima de hasta 10 nm.

4.1 Descripción de la estructura y mediciones

Con el propósito de evaluar el comportamiento de las interconexiones locales, se fabricó la estructura que se muestra en la Figura 4.1, conocida con el nombre de tenedor con serpentina (MF por las siglas en inglés de *meander-fork*). En esta estructura, con la finalidad de reducir la resistencia del conductor de referencia o tierra, dicho conductor presenta una estructura con forma de dos tenedores encontrados. De hecho, la resistencia equivalente de la tierra es mucho más pequeña que la de la tira de señal, que se encuentra entre los dientes de los tenedores en forma de serpentina. Así, la resistencia total en serie del MF se suele asociar principalmente a este último y permite la amplia aplicación de la estructura en la caracterización de interconexiones locales [93]. Además, un MF es considerado como multipropósito ya que desde el punto de vista de proceso de fabricación, también es útil para monitorear dimensiones críticas como el mínimo ancho de los trazos de metal (w) y de la separación (s) entre ellos.

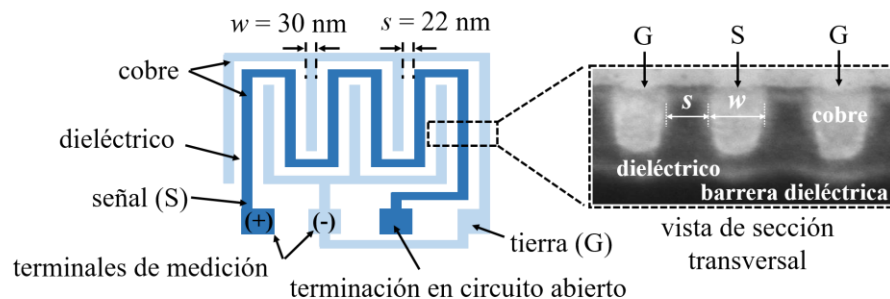


Figura 4.1 Ilustración simplificada de la vista superior (izquierda), e imagen TEM de la sección transversal (derecha) de la estructura prototipo empleada en este proyecto. Se indican las dimensiones y los materiales correspondientes.

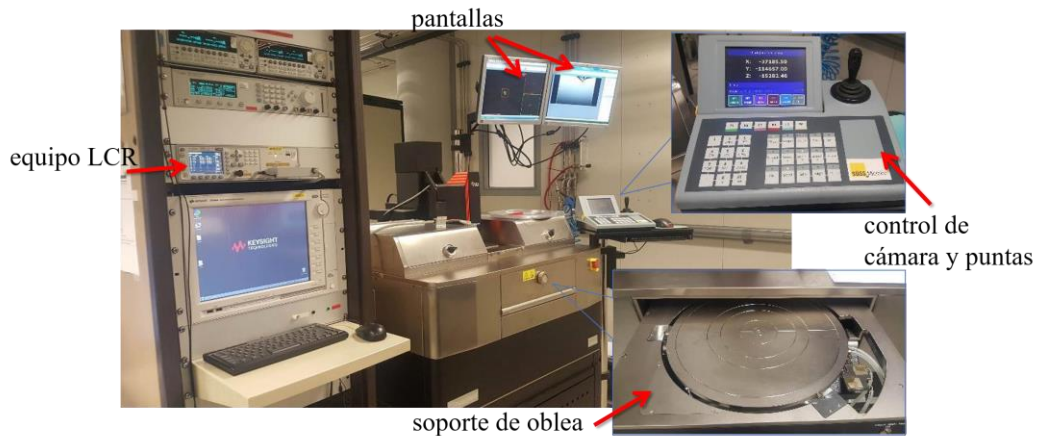


Figura 4.2 Arreglo de la estación de medición y del equipo utilizado para la medición de la estructura MF. (Fotografías cortesía de imec, Bélgica.)

Típicamente, la serpentina en un MF es extremadamente larga en comparación con su sección transversal, lo que permite acentuar sus efectos al transportar corriente eléctrica de un punto a otro; de esta forma, se facilita la identificación de estos efectos. Siguiendo este lineamiento, la estructura MF empleada en este proyecto fue fabricada con una longitud (l) de 10.4 mm, y con el fin de alcanzar las dimensiones $w = 30$ nm y $s = 22$ nm, se empleó el procedimiento llamado SADP, por sus siglas en inglés (*self-aligned double patterning*) [99], [100]. Las líneas se formaron con cobre y se encuentran embebidas en un dieléctrico de baja permitividad ($\epsilon_r = 2.55$) el cual está depositado sobre 15 nm de SiCN utilizado como material de barrera dieléctrica.

Por lo que se refiere a las mediciones eléctricas, éstas se realizaron en la estación semi-automática que se muestra en la Figura 4.2, en imec, Bélgica. De manera específica, se empleó el equipo de medición de inductancia-capacitancia-resistencia (LCR) que se ilustra en la Figura 4.2. Los datos experimentales obtenidos permiten determinar la capacitancia (C_p) y el factor de disipación (D) de la estructura. Con este propósito, el equipo fue configurado para la interpretación de los datos con un modelo que supone que se está midiendo un capacitor con pérdidas en paralelo. Además, como se muestra en la Figura 4.1, el trazo de tierra tiene dos terminales cortocircuitadas y el de señal también presenta dos terminales, una de las cuales se dejó en condición de circuito abierto durante la medición. Las mediciones se realizaron de 500 Hz hasta 2

MHz mediante la aplicación de una señal de corriente alterna con magnitud pico a pico de 100 mV montada en un nivel de 0 V de corriente directa.

Con los datos experimentales para C_p y D y considerando el modelo de admitancias en paralelo definido en el LCR, se calcularon las partes imaginaria y real de admitancia de entrada (Y_{in}) como:

$$\text{Im}(Y_{in}) = \omega \cdot C_p \quad (4.1)$$

$$\text{Re}(Y_{in}) = \text{Im}(Y_{in}) \cdot D \quad (4.2)$$

A partir de lo cual, la impedancia de entrada de fue calculada como el inverso de Y_{in} ; matemáticamente:

$$Z_{in} = \left(\text{Re}(Y_{in}) + j \cdot \text{Im}(Y_{in}) \right)^{-1} \quad (4.3)$$

4.2 Formulación del modelo

En la Figura 4.3 se ilustra una sección de longitud infinitesimal (Δl) de la estructura bajo estudio y se muestra la distribución de los elementos del modelo propuesto. La sección Δl de la línea es considerada una “celda unitaria” y en ella todos los elementos están expresados por unidad de longitud, lo que se identifica con el símbolo ($'$).

En el modelo propuesto, R'_g y R'_s representan la resistencia del trazo de señal (S) y de la tierra (G), respectivamente. Además, el acoplamiento entre los trazos de S y G es incluido en el modelo a través de la capacitancia C'_s y de la conductancia G'_s . Por otra parte, el acoplamiento que ocurre entre S y G a través del material empleado como barrera dieléctrica es representado por las capacitancias C'_b , C'_g , las conductancias G'_b , G'_g y por la resistencia R'_b .

Como puede observarse en la Figura 4.3, el modelo no incluye el efecto inductivo. Esta consideración es razonable para la estructura estudiada ya que presenta una resistencia extremadamente elevada que domina a la impedancia en serie (es decir, R

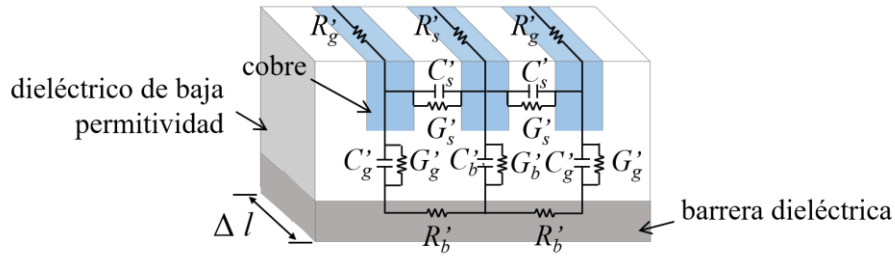


Figura 4.3 Distribución de los elementos del modelo de circuito equivalente para una celda de longitud infinitesimal de una estructura MF.

$\gg \omega L$) incluso para la máxima frecuencia considerada. De hecho, para la estructura analizada se encontró que a 2 MHz:

$$R \approx 1 \times 10^6 \Omega \quad (4.4)$$

$$\omega L \approx 2.17 \quad (4.4)$$

Lo anterior indica que en el rango de frecuencia considerado, la interconexión analizada está operando en la región RC, aunque es importante mencionar que existen pérdidas en los capacitores representadas por una conductancia en paralelo. En resumen, el efecto de la inductancia puede ignorarse sin comprometer la precisión del modelo [101].

Ahora, observando la sección transversal de la estructura que se muestra en la parte derecha de la Figura 4.1, es posible ver que presenta una configuración tierra-sígnal-tierra (GSG). Esta configuración se asemeja a una guía de onda coplanar con tierra finita, en donde la señal es guiada entre los trazos de tierra que se encuentran en el mismo nivel de metal que el trazo de señal [102]. Haciendo esta consideración, la estructura puede ser vista como una guía de onda coplanar con tierra finita que presenta simetría respecto al trazo de señal. De este modo, el modelo de circuito equivalente que se muestra en la Figura 4.3 puede ser simplificado al circuito de la Figura 4.4 [103], en donde [104]:

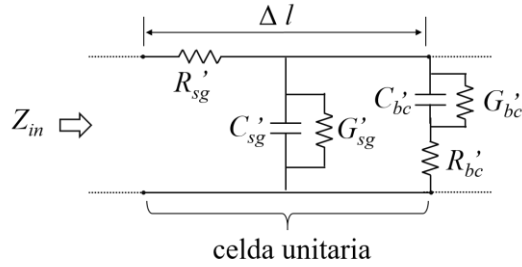


Figura 4.4 Simplificación del modelo de circuito equivalente mostrado en la Figura 4.3.

$$C'_{sg} = 2C'_s \quad (4.5)$$

$$C'_{bc} = \frac{2C'_g C'_b}{2C'_g + C'_b} \quad (4.6)$$

$$R'_{sg} = R'_s + \left(\frac{R'_g}{2} \right) \quad (4.7)$$

$$R'_{bc} = \frac{R'_b}{2} \quad (4.8)$$

$$G'_{sg} = 2G'_s \quad (4.9)$$

$$G'_{bc} = \frac{2G'_g G'_b}{2G'_g + G'_b} \quad (4.10)$$

En este punto, importante recordar que como se mencionó en el Capítulo 1, para representar interconexiones que exhiben un comportamiento de línea de transmisión, es necesario utilizar un modelo distribuido que consiste de “ n ” celdas unitarias conectadas en cascada. Sin embargo, en este caso, la implementación directa del modelo distribuido puede ser problemática ya que todos los parámetros mostrados en la Figura 4.4 son desconocidos. Para superar este inconveniente, de acuerdo con [105]–[107] se considera el modelo que permite representar la impedancia de una línea de transmisión terminada en circuito abierto, dado por la expresión:

$$Z_{in} = \frac{Z_0}{\tanh(\gamma l)} \quad (4.11)$$

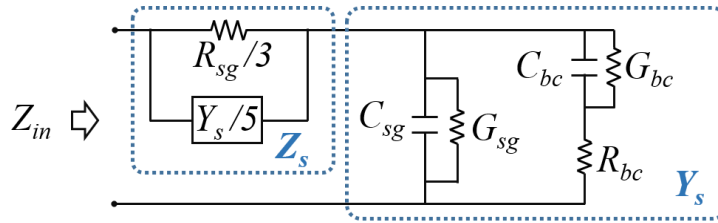


Figura 4.5 Circuito equivalente de elementos concentrados que permite representar la impedancia de entrada de la interconexión local terminada en condición de circuito abierto.

en donde Z_0 es la impedancia característica de la línea. Más aún, la expresión (4.11) puede escribirse de forma alternativa reemplazando la función $\tanh(\gamma l)$ por los primeros tres términos de su correspondiente expansión en serie Maclaurin. En este caso, es posible definir un modelo de circuito equivalente concentrado que corresponda a esta última expresión. Dicho modelo representa fielmente la impedancia de entrada de la estructura a través de una sola etapa que incluye elementos que de manera concentrada representan efectos en toda la interconexión; es decir, los elementos no se definen por unidad de longitud, sino por sus valores totales [107].

Para la estructura analizada, el circuito resultante corresponde al que se muestra en la Figura 4.5. En este circuito, la conexión en paralelo de la resistencia en serie total (R_{sg}) dividida entre 3 con la admitancia total en paralelo (Y_s) dividida entre 5 están conectadas en serie con la admitancia total en paralelo [107].

4.3 Determinación de los parámetros

Con la finalidad de realizar la extracción de las capacitancias del circuito de la Figura 4.5, se calculó la capacitancia de entrada equivalente (C_{in}) como:

$$C_{in} = -\frac{1}{\omega \text{Im}(Z_{in})} \quad (4.12)$$

En la Figura 4.6, se muestra la curva de la capacitancia de entrada experimental. Es posible observar que para frecuencias menores a 10 KHz, C_{in} presenta un valor

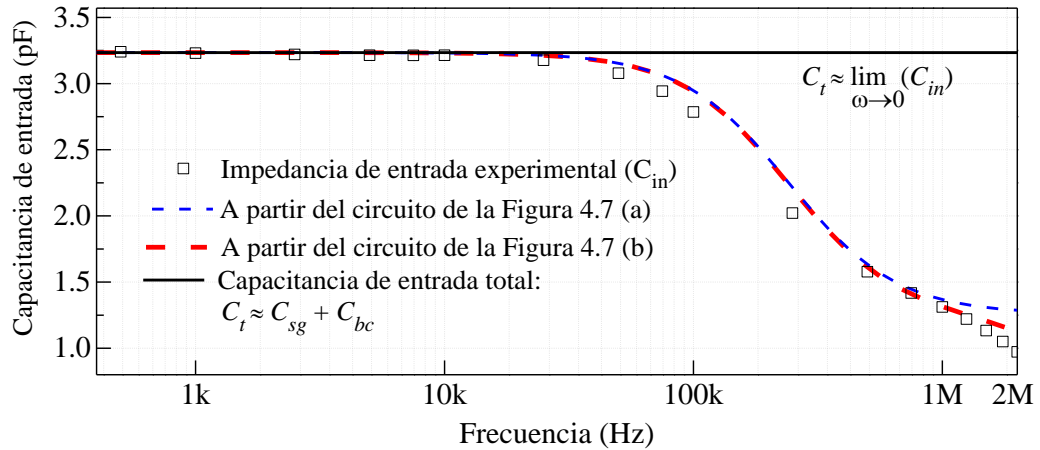


Figura 4.6 Correlaciones modelo-experimento de los datos de capacitancia contra frecuencia.

constante debido a que cerca de las condiciones de DC, se cumple que la capacitancia de entrada total (C_t) es:

$$C_t \approx C_{sg} + C_{bc} \quad (4.13)$$

Por lo tanto, es posible obtener el valor de C_t en este rango de frecuencia, tal y como se ilustra en la Figura 4.6.

A medida que la frecuencia aumenta, C_{in} comienza a disminuir debido al efecto de la resistencia R_{bc} . Entonces, es posible utilizar el circuito de la Figura 4.7 (a) para representar la capacitancia de entrada a través de $\text{Im}(Z_{in})$. En dicho circuito, las capacitancias C_{sg} y C_{bc} son definidas como fracciones de la capacitancia total:

$$C_{sg} = N \cdot C_t \quad (4.14)$$

$$C_{bc} = (1 - N) \cdot C_t \quad (4.15)$$

donde N es una constante que toma valores entre 0 y 1. En este punto, ya que C_t es conocido, los valores de N y de R_{bc} pueden ser determinados empleando el circuito de la Figura 4.7 (a), en el cual se realiza un ajuste de N y de R_{bc} al correlacionar la capacitancia obtenida del circuito, con los datos experimentales de C_{in} . De esta manera,

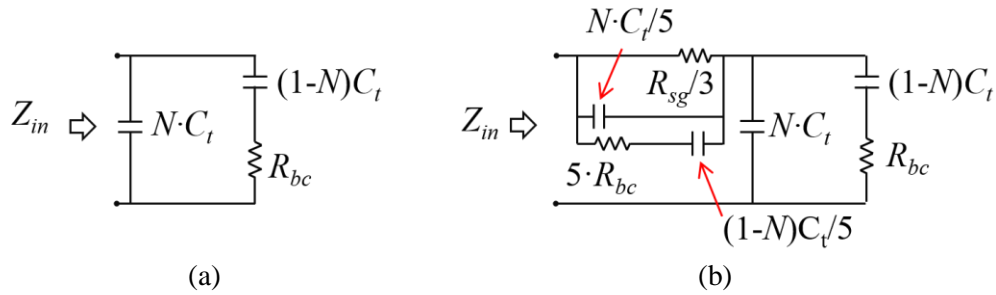


Figura 4.7 Circuitos simplificados para extraer los parámetros del modelo en: (a) bajas frecuencias y (b) altas frecuencias.

es posible establecer valores por optimización numérica. Este resultado también se muestra en la Figura 4.6.

Una vez que se conocen los valores de C_{sg} , C_{bc} y R_{bc} , se debe implementar el circuito de la Figura 4.5 ignorando el efecto de las conductancias G_{sg} y G_{bc} , lo que conlleva al circuito de la Figura 4.7 (b). En este punto, el único elemento desconocido es R_{sg} y puede determinarse al correlacionar la simulación del circuito con los datos experimentales. Esta curva también se muestra en la Figura 4.5, en donde es posible ver que el circuito de la Figura 4.7 (b) permite la extracción en alta frecuencia. Finalmente, las conductancias se obtienen considerando que:

$$G_{sg} = \omega \cdot C_{sg} \cdot \tan\delta \quad (4.16)$$

$$G_{bc} = \omega \cdot C_{bc} \cdot \tan\delta \quad (4.17)$$

en donde la única incógnita es la tangente de pérdidas. Con el propósito de determinar este valor, es necesario considerar el modelo mostrado en la Figura 4.5. Entonces, seleccionando el valor apropiado para $\tan\delta$ es posible representar de manera adecuada el factor de disipación experimental que se ilustra en la Figura 4.8 y que se define como:

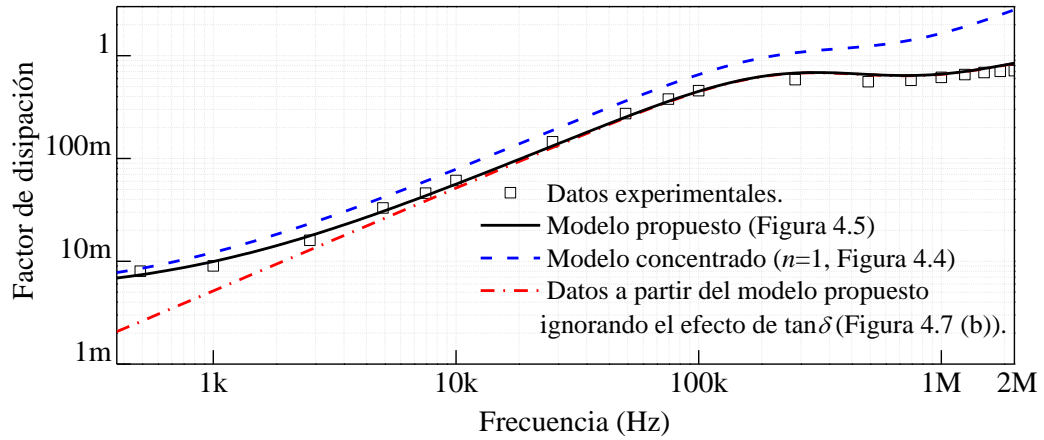


Figura 4.8 Correlaciones modelo-experimento para el factor de disipación contra frecuencia.

$$D = \frac{\text{Re}(Y_{in})}{\text{Im}(Y_{in})} \quad (4.18)$$

En este caso, la tangente de pérdidas representa de manera efectiva las pérdidas que ocurren en el medio dieléctrico de la estructura MF. Para ilustrar su impacto en las pérdidas totales, en la Figura 4.8 se incluye la curva que corresponde al circuito de la Figura 4.5 cuando $\tan\delta = 0$; es decir, cuando sólo se toman en cuenta las pérdidas debidas al conductor. En dicha figura, es posible observar que el impacto de las pérdidas debidas al dieléctrico ocurre en frecuencias menores a 50 KHz. Para frecuencias superiores, las pérdidas dominantes son las del material conductor. En la Tabla 4.1, se indica el valor obtenido para $\tan\delta$ y para el resto de los parámetros del modelo.

Adicionalmente, en la Figura 4.8 también se muestra la curva correspondiente al modelo convencional ilustrado en la Figura 4.4 cuando se toma en cuenta sólo una celda unitaria (o sea, ignorando la naturaleza distribuida de la estructura). En este caso,

Parámetro	C_t	N	R_{sg}	R_{bc}	$\tan\delta$
Valor	3.23 pF	0.389	0.165 M Ω	0.533 M Ω	0.0048

Tabla 4.1. Parámetros determinados para el modelo propuesto (Figura 4.5).

se observa un error considerable entre el factor de disipación obtenido experimentalmente y el calculado del modelo, lo que sugiere que la estructura debe ser estudiada como una línea de transmisión.

4.4 Resultados experimentales

Una vez que se obtuvieron todos los parámetros (Tabla 4.1), el modelo propuesto de la Figura 4.5 fue comparado con el modelo distribuido que se muestra en la Figura 4.4. Para implementar el modelo distribuido, fue necesario calcular el número de celdas unitarias requeridas para la representación de la línea. Este valor se calculó como:

$$n = \frac{\beta \cdot l}{\Delta} \quad (4.19)$$

donde l es la longitud de la interconexión y Δ una constante arbitraria que se basa en el máximo error permitido en una simulación. De acuerdo con [108], para que el error de la simulación sea menos del 5%, Δ toma un valor de 0.25. De manera particular, ya que la estructura bajo análisis opera en la región RC en el rango de frecuencia considerado, β puede calcularse como:

$$\beta = \text{Im}(\sqrt{R(G + j\omega C)}) \quad (4.20)$$

Entonces, considerando los valores totales por unidad de longitud de R , G y C de la línea, se determinó que considerando una frecuencia máxima de 2 MHz, se obtiene en este límite un retraso de fase $\beta = 3.64$ rad/m [109]. Con este resultado y (4.19), se calculó que para este caso $n \approx 15$. El hecho de que $n > 1$ indica la estructura exhibe comportamiento de línea de transmisión a pesar de la relativa baja frecuencia y de la corta longitud física de la línea. La razón de este comportamiento es la gran magnitud que presentan la resistencia y la capacitancia de la estructura, lo que causa considerable retardo y longitud eléctrica [110]. De hecho, explícitamente se puede escribir para esta estructura que la longitud eléctrica en función de la longitud de onda a 2 MHz es:

$$\theta = 3.781 \text{ rad} \approx 0.6\lambda \quad (4.21)$$

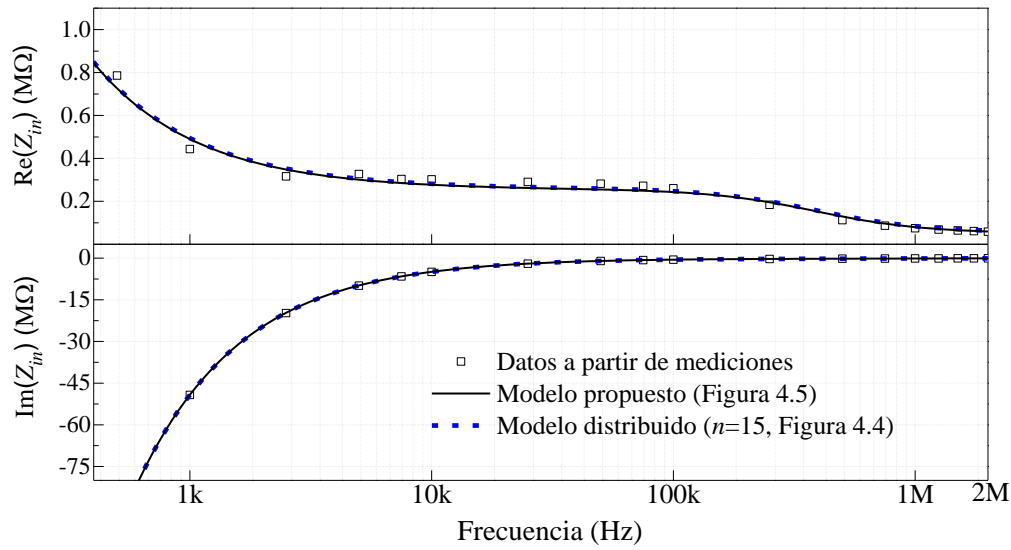


Figura 4.9 Curvas para la parte real (superior) e imaginaria (inferior) de la impedancia de entrada de la estructura obtenidas experimentalmente y a partir de modelos.

Esto confirma una vez más que la estructura debe ser analizada como una línea de transmisión, ya que el voltaje y la corriente varían a lo largo de la longitud de la interconexión.

Finalmente, se utilizó ADS de Keysight para realizar la simulación de la impedancia de entrada de la estructura utilizando el modelo concentrado propuesto (Figura 4.5) y el modelo distribuido (Figura 4.4) considerando 15 celdas unitarias conectadas en cascada. La comparación entre estas simulaciones y los datos experimentales se muestra en la Figura 4.9. Como puede observarse, ambos muestran una buena correlación con los datos experimentales. Sin embargo, la propuesta de modelo concentrado presenta la ventaja de ser mucho más simple y de poder ser implementada a través de la aplicación del método descrito previamente.

4.4.1 Verificación de resultados

Se realizó una medición adicional independiente a los experimentos anteriores para la resistencia de la línea de señal. El resultado correspondiente se comparó con el que se obtuvo mediante la aplicación del método de extracción descrito para los parámetros del modelo propuesto. Además, el modelo también fue aplicado a una estructura MF

adicional con características diferentes. A continuación, se describen ambos experimentos.

a) Resistencia del trazo de señal

De acuerdo con la Tabla 4.1, el valor de la resistencia asociada con las pérdidas en el metal en la interconexión estudiada, cuando ésta es terminada en circuito abierto es $R_{sg} = 0.165 \text{ M}\Omega$. Este valor fue corroborado a través de una medición de resistencia adicional e independiente. Con este propósito, la resistencia del trazo de señal (indicado en la Figura 4.1) fue medida empleando el método tradicional de dos puntas. A partir de esta medición se determinó que:

$$R_{señal} = 0.5 \text{ M}\Omega \quad (4.22)$$

Es importante tener en cuenta que la resistencia (4.22) corresponde únicamente a la línea de señal medida desde un extremo a otro mientras que la resistencia considerada en el modelo corresponde a la resistencia desde un extremo de la línea de señal a los trazos de tierra cuando el extremo lejano del trazo de señal presenta una terminación de circuito abierto. Por lo tanto, para poder compararlas fue necesario realizar el cálculo adicional que se describe a continuación.

Usando el resultado (4.22), se realizó una simulación de circuito equivalente en ADS. El modelo para la simulación se implementó considerando las dimensiones indicadas en la Figura 4.10 y bajo las siguientes suposiciones:

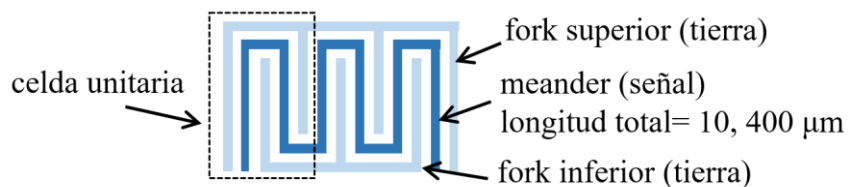


Figura 4.10 Ilustración simplificada de una sección de la estructura MF detallando sus componentes. La estructura real incluye 65 celdas como la que se indica.

- 1) El circuito implementado únicamente considera a las líneas metálicas y el acoplamiento entre ellas mediante la capacitancia C_{gs} .
- 2) La estructura fue dividida en 65 celdas conectadas en cascada.

En la Figura 4.11 se muestra con detalle la distribución de los elementos de una celda unitaria como la mostrada en la Figura 4.10. En ADS se implementaron 65 de estas celdas conectadas en serie. Es importante mencionar que el valor de las resistencias y de los capacitores fueron definidos por unidad de longitud a partir de (4.22) y C_{gs} . Por otra parte, el modelo para la estructura se implementó considerando condición de circuito abierto en el extremo final; esto con el propósito de obtener Z_{in} bajo las mismas condiciones a las mediciones realizadas con el LCR desde 500 Hz hasta 2 MHz.

En la simulación, la parte real del parámetro Z_{11} corresponde a la resistencia de entrada de la estructura con terminación en circuito abierto. Es decir: $R_{simulación} = \text{Re}(Z_{11})$. En baja frecuencia, cerca de la condición de DC se obtuvo $R_{simulación} = 0.167 \text{ M}\Omega$, la cual corresponde al valor obtenido a través de la aplicación de la propuesta. En resumen:

$$R_{sg} = R_{simulación} \quad (4.23)$$

$$0.165 \text{ M}\Omega \approx 0.167 \text{ M}\Omega$$

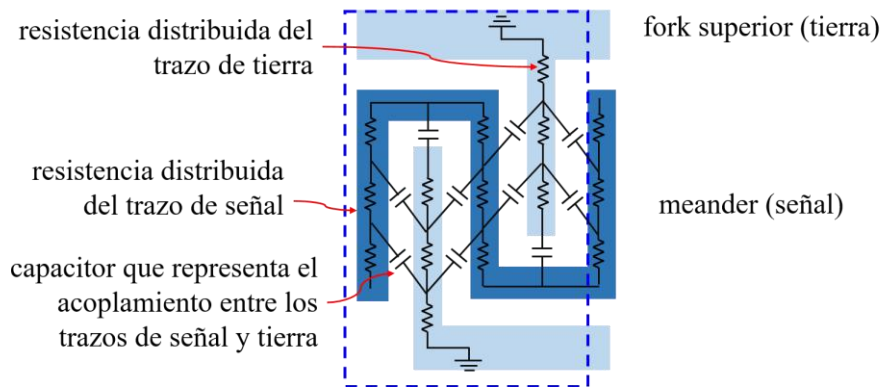


Figura 4.11 Celda considerada en la simulación de la estructura MF. Para la representación de la estructura completa, se conectaron 65 de estas celdas.

Parámetro	C_t	N	R_{sg}	R_{bc}	$\tan\delta$
Valor	2.6 pF	0.386	0.7 M Ω	2.98 M Ω	0.0039

Tabla 4.2. Parámetros determinados para el modelo propuesto (Figura 4.5); en este caso, para la estructura adicional MF.

b) Estructura MF adicional

Con el fin de verificar el modelo propuesto, una estructura MF adicional fue medida con un LCR bajo las mismas condiciones indicadas en la sección 4.1. Esta estructura presenta la misma geometría que la analizada anteriormente en este capítulo, pero fue fabricada con un proceso diferente y empleando un dieléctrico con permitividad menor a la anterior ($\epsilon_r = 2.4$).

Al aplicar el procedimiento descrito en la sección 4.3, se determinaron los valores de la Tabla 4.2. Además, en la Figura 4.12 se comparan las curvas contra frecuencia de la parte real e imaginaria de Z_{in} obtenidas experimentalmente, a partir del modelo concentrado propuesto y del modelo distribuido.

Como puede verse, en este caso el modelo también muestra excelente correlación con los datos experimentales de esta estructura. Además, para este caso también se realizó la verificación del valor de R_{sg} con el uso de una medición y una simulación adicional. En este caso se determinó:

$$R_{señal} = 1.98 \text{ M}\Omega \quad (4.22)$$

Y a partir de la simulación:

$$\begin{aligned} R_{sg} &= R_{simulación} \\ 0.7 \text{ M}\Omega &\approx 0.662 \text{ M}\Omega \end{aligned} \quad (4.23)$$

con lo que se corroboró el valor del parámetro extraído a partir de la metodología propuesta.

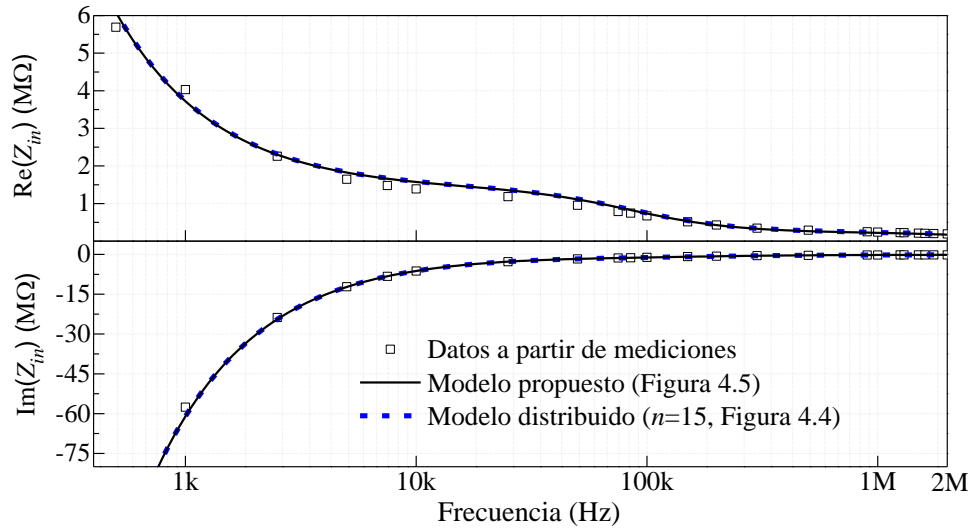


Figura 4.12 Curvas para la parte real (superior) e imaginaria (inferior) de la impedancia de entrada de la estructura obtenidas experimentalmente y a partir de modelos, para la estructura empleada como verificación.

4.5 Conclusión de capítulo

En el análisis mostrado, se mostró que es posible utilizar un LCR para caracterizar el comportamiento dependiente de frecuencia de una interconexión local en muy bajas frecuencias, siempre que los datos sean interpretados de manera adecuada. Con este propósito, se propuso un modelo con explicación física que permite representar las características de entrada de una estructura que se emplea comúnmente para la evaluación del rendimiento de este tipo de interconexiones en tecnología avanzada.

Ya que los datos mostraban una fuerte influencia de los efectos asociados con el dieléctrico, fue necesario considerar éstas pérdidas en el modelo. Además de las debidas al material conductor.

Por otra parte, uno de los resultados más importantes obtenidos de este estudio fue la identificación del efecto distribuido de los elementos en esta estructura por lo que, incluso a frecuencias de kilohertz, es necesario estudiarla con teoría de líneas de transmisión. Este es el primer trabajo que reporta un resultado así, ya que hasta ahora estas interconexiones habían sido analizadas únicamente en DC.

C A P Í T U L O C I N C O

Conclusiones generales:

EN ESTA TESIS, se realizó un trabajo de caracterización y modelado eléctrico físicamente fundamentado para interconexiones implementadas en diferentes niveles de integración: desde la tecnología de PCB hasta interconexiones locales (empleadas para realizar conexiones transistor-transistor). Así, fue el propósito de este trabajo realizar un estudio que mostrara los principales efectos que intervienen en la propagación de señales en cada tipo de interconexión. Además, para cada nivel de interconexión, este proyecto contribuyó realizando el modelado y la caracterización de efectos y estructuras relevantes en la actualidad como lo son la rugosidad en tecnología de PCB y las CPWs blindadas implementadas en chip como interconexiones globales y semiglobales. Además, se llevó a cabo por primera vez el análisis en el dominio de la frecuencia de interconexiones locales para el nodo tecnológico de 10 nm, obteniendo interesantes y relevantes resultados.

De manera general es posible decir que los modelos y las metodologías reportados como resultados de este proyecto de tesis doctoral son un aporte para la caracterización de las principales interconexiones y materiales empleados en cada nivel de interconexión. Para su desarrollo, fue fundamental contar con el conocimiento de la teoría de líneas de transmisión, de los principios de interacción de las ondas electromagnéticas con los materiales así como conocer el estado del arte de las interconexiones para cada nivel. Además del uso de software y equipos que fueron necesarios para la validación de cada una de las propuestas. Durante el desarrollo de este proyecto aprendí acerca de los principales efectos que degradan a las señales a

través de una gran variedad de interconexiones. También aprendí acerca de los procesos de fabricación y las principales técnicas empleadas para fabricar líneas de transmisión en PCB y en chip así como los retos a los que ambas industrias se enfrentan. Vale la pena mencionar, que en adición al trabajo reportado en esta tesis, durante mi estancia en imec realicé un análisis estadístico del proceso SADP empleado para fabricar las líneas utilizadas en el Capítulo 4. Con base en el análisis realizado, se definió un modelo que permite predecir las dimensiones críticas de las líneas que se obtendrán al final del proceso, a partir de los primeros pasos de fabricación. Este trabajo fue presentado en la PTW (*partner technical week*) de imec en Abril del 2017.

Con el fin de resumir las contribuciones realizadas, se destinaron las siguientes secciones para presentar las conclusiones de cada uno de los temas abordados en este proyecto.

5.1 Caracterización y modelado de interconexiones a partir de la medición de sus propiedades de propagación

Como es posible observar de las conclusiones de cada capítulo, el modelado y la caracterización de los efectos y estructuras realizados en este trabajo no sólo buscan representar las características de propagación de las señales a través de las interconexiones; también tienen como objetivo ofrecer un medio que permita optimizar las estructuras de manera que sea posible mejorar la integridad de las señales transmitidas. Para ello, fue necesario hacer uso de los dos parámetros fundamentales definidos al inicio, en particular, de la constante de propagación. Este parámetro es una herramienta poderosa en el modelado de líneas de transmisión ya que proporciona la información y forma de la atenuación y del retardo que experimenta una señal al ser propagada. Entonces, a partir de estos datos es posible determinar cosas importantes de la estructura bajo análisis, como lo es su modo de propagación y de ahí partir hacia el modelado de la estructura.

Como se vio en el Capítulo 2, la atenuación de una señal es el resultado de su interacción con la estructura y se ve afectada por la geometría y por la naturaleza de los materiales que conforman a la interconexión; principalmente, conductores y

dieléctricos. De hecho, una de las tareas fundamentales para la caracterización de líneas de transmisión es la identificación de todos los efectos que contribuyen a la atenuación y el retardo de la señal de modo que al separarlos sea posible analizarlos uno a uno definiendo su origen, modelo y estrategias que permitan su reducción (en caso de ser un efecto negativo). Un ejemplo de esto, es el análisis reportado en el Capítulo 3 en donde se identificaron cada una de las pérdidas que contribuyen en la resistencia total de CPWs blindadas. En dicho análisis, la estrategia empleada para la identificación de cada efecto fue la implementación de correlaciones simulación-experimento para la cual fue necesario partir de: 1) conocer la geometría y los materiales que forman a la estructura y 2) contar con datos experimentales confiables. En este caso, la constante de propagación experimental se obtuvo a partir de la medición de los parámetros S de las interconexiones.

Los parámetros S ofrecen información acerca de qué tanto se está transmitiendo o reflejando una potencia cuando es inyectada, en este caso, en una línea de transmisión y a partir de ellos es posible calcular la constante de propagación y la impedancia característica. Vale la pena decir que en este trabajo la medición de los parámetros S se llevó a cabo de manera cuidadosa y sistemática; se realizó una apropiada calibración del equipo así como la adecuada determinación de los parámetros de interés de modo que en todo el desarrollo de la metodología se tuvo certeza de contar con datos confiables. Prueba de ello es la obtención de una buena correlación con las simulaciones de onda completa.

En este punto, es importante resaltar el hecho de que no son los datos por sí solos los que brindan valiosa información. En este caso, el conocimiento de ciertas formas funcionales de las pérdidas (por ejemplo, la proporcionalidad de R con \sqrt{f} debido al efecto piel) permitió identificar su un origen y asociarlas con el fenómeno físico correcto. Además, en todo proyecto es necesario definir de manera estratégica los prototipos que se emplearán durante el análisis; qué variaciones en geometría y /o materiales vale la pena realizar y con qué objetivo. Es decir, no se trata sólo de tener datos, sino de tener datos que proporcionen información útil y de saber interpretarlos.

Por otra parte, existen casos en los que no es posible realizar un análisis de las interconexiones empleando las técnicas convencionales y se debe recurrir incluso al ingenio para obtener sus características de propagación. Este fue el caso del trabajo reportado en el Capítulo 4 en donde las características en frecuencia de la línea no fueron obtenidas de parámetros S . En su lugar, se utilizaron mediciones LCR.

El motivo por el cual no es posible obtener parámetros S de manera confiable para estructuras locales como la reportada aquí es principalmente que su medición requiere pads con dimensiones especiales (convencionalmente $250 \times 250 \mu\text{m}$ cada uno). Estos pads deben ir conectados a la línea que en el caso considerado es de apenas 30 nm de ancho, por lo que se requiere de una estructura especial que haga la conexión pad-línea. El desarrollo de dicha estructura involucra retos en términos de procesos litográficos y de “*etching*”. Por esta razón, el análisis en frecuencia de interconexiones locales a través de parámetros S se ha realizado únicamente para estructuras más grandes (nodos tecnológicos anteriores).

5.2 Representación de los efectos a micro-escala en PCB

Debido al aumento de la frecuencia de operación de las interconexiones en tecnología de circuito impreso, el análisis de los efectos a micro-escala ha recibido mayor atención. Entre estos efectos, los dos más importantes son los debidos a la naturaleza anisotrópica del sustrato y a la rugosidad del metal. Ya que el análisis de los dieléctricos en PCB ha sido abordado en trabajos previos desarrollados por este equipo de trabajo, se decidió en esta ocasión dedicar esfuerzos al estudio del efecto de la rugosidad en los materiales conductores.

Empleando estructuras SIWs como vehículos de prueba, se propuso un modelo que permite representar su atenuación considerando el efecto de la rugosidad. Dicho modelo puede ser implementado a partir de mediciones o de simulaciones electromagnéticas. En este sentido, se ha descrito en este trabajo que a partir de dos estructuras fabricadas con los mismos materiales y geometría, a excepción del espesor del sustrato, es posible representar la atenuación de muchas otras interconexiones que presenten el mismo perfil de rugosidad sin importar su geometría.

La metodología de modelado y caracterización propuestas resultan útiles para el estudio de los metales empleados en PCB y para incluir a las estructuras en simulaciones de circuitos. Además, el análisis llevado a cabo puede ser extendido para la extracción de la permitividad y la tangente de pérdidas del dieléctrico en un amplio rango de frecuencias, tal y como se reportó en el artículo presentado en la conferencia DesignCon 2016.

5.3 Modelado de interconexiones en chip

Los principales efectos que intervienen en la degradación de las señales propagadas a través de interconexiones implementadas en chip se relacionan con sus reducidas dimensiones: efectos resistivos y de acoplamiento. En este sentido, el proyecto incluyó el análisis de este tipo de interconexiones y el desarrollo de modelos que permiten su optimización. A continuación, se detallan las aportaciones realizadas al respecto.

5.3.1 Interconexiones globales y semiglobales

En el Capítulo 3 de esta tesis, se presentó el modelado de la resistencia en serie de guías de onda coplanares blindadas. Este trabajo es relevante debido a que este tipo de estructuras es actualmente uno de los más empleados para realizar interconexiones semiglobales y globales. Además, los resultados obtenidos demuestran que el modelado sistemático propuesto no sólo permite la identificación de las principales pérdidas que ocurren en las interconexiones, sino también su separación y cuantificación. De este modo, los procedimientos descritos pueden ser utilizados para caracterizar y/u optimizar cada elemento que interviene en la resistencia total con el fin de obtener un mejor rendimiento de la estructura.

5.3.2 Locales

El proyecto incluyó un estudio de interconexiones locales fabricadas para el nodo de 10 nm. Como puede observarse, este análisis difiere del resto del trabajo reportado en que se realizó a muy baja frecuencia y no se emplearon parámetros S para su desarrollo. En su lugar, se emplearon mediciones realizadas con un LCR únicamente hasta 2 MHz.

¿Qué es lo interesante de esto? Bien, dos resultados principales ayudan a responder la pregunta:

- Por primera vez, se reportó la factibilidad de hacer un análisis de corriente alterna empleando mediciones hechas con estructuras diseñadas para un análisis de corriente directa. Lo anterior ofrece una inmensa ventaja al no tener que incluir estructuras adicionales en el patrón geométrico de los chips de prueba (*layout*). Esto se traduce en un menor consumo de área y por supuesto, menor costo.
- Se descubrió que incluso a muy baja frecuencia, las estructuras como la analizada (con corta longitud física) exhibe un comportamiento de línea de transmisión debido a su alta resistencia y capacitancia. Es la primera vez que se hace esta consideración en la literatura.

Además, el trabajo incluye la definición de un modelo de circuito equivalente, así como la metodología de extracción de los parámetros correspondientes. Esto que permite la determinación de la tangente de pérdidas efectiva del medio dieléctrico en el que se encuentra embebida la interconexión. De esta manera, se comprobó que la propuesta tiene gran aplicación para estudiar interconexiones locales, incluso considerando un rango limitado de frecuencia.

5.4 Futuro del estudio de las interconexiones

Las interconexiones son una parte fundamental en el desarrollo de la electrónica. Como este trabajo lo muestra, estas se encuentran en todos los niveles de integración de un sistema electrónico y en cada nivel, su análisis involucra diferentes consideraciones. Como es de esperarse, las frecuencias de operación continuarán siendo mayores y las dimensiones menores. Por lo tanto, el descubrimiento de nuevos efectos continuará, así como la necesidad de modelarlos. De hecho, en tecnología de PCB han comenzado a observar que el efecto que tiene la rugosidad en la transmisión de las señales es diferente dependiendo del proceso empleado para agregar dicha rugosidad. En otras palabras, se espera que en un futuro cercano el parámetro R_q no sea suficiente para la caracterización de los metales.

En lo que se refiere a las interconexiones en chip, la reducción de su tamaño es indiscutible. Sin embargo, su principal estudio se enfoca en el desarrollo de nuevos materiales que permitan compensar la alta resistencia mediante una gran conductividad. De acuerdo con las grandes compañías, uno de los principales retos para el estudio futuro de las interconexiones es el diseño de estructuras de prueba adecuadas.

Apéndice A

METODOLOGÍA PARA LA EVALUACIÓN DEL RENDIMIENTO DIFERENCIAL DE LÍNEAS ACOPLADAS EMBEBIDAS ENTRE ETAPAS DE CIRCUITO NO ACOPLADAS

Introducción

Durante el desarrollo del proyecto presentado en el texto principal de esta tesis, también se hizo el planteamiento de una metodología útil para renormalizar los parámetros de modo diferencia y común de líneas acopladas, cuando éstas se encuentran embebidas en sistemas no acoplados. A continuación, se presenta su desarrollo.

Actualmente, la señalización diferencial es utilizada para reducir la interferencia electromagnética en la transmisión de señales. Idealmente, las líneas de transmisión acopladas, que se emplean para dicha señalización deberían estar acopladas a su inicio y a su fin tanto para la impedancia diferencial como para la de modo común. Sin embargo, conseguir que los circuitos manejadores y receptores a los que deben ser conectadas presenten un circuito que acople al mismo tiempo ambos modos (común y diferencial) es algo difícil de lograr en la vida real [1], [2]. Por esta razón es importante el rendimiento de las interconexiones cuando operan en este tipo de condiciones. Como se sabe, el análisis de líneas acopladas suele realizarse a través de los llamados parámetros S de modo mixto (S_{MM}) [3], [4]. Estos parámetros se derivan de los parámetros S de terminación simple (S_{SE}) [3]–[5]. Sin embargo, la metodología más utilizada para obtener los S_{MM} [4] supone que la impedancia de modo diferencial (Z_{dif}) es igual a dos veces la impedancia de referencia ($2 \times Z_{ref}$) de los parámetros de terminación simple (Ver Figura A1). Es decir, $Z_{dif} = 2 \times Z_{ref}$ mientras que la impedancia de modo común es $Z_{com} = 0.5 \times Z_{ref}$. Ya que estas suposiciones son válidas únicamente

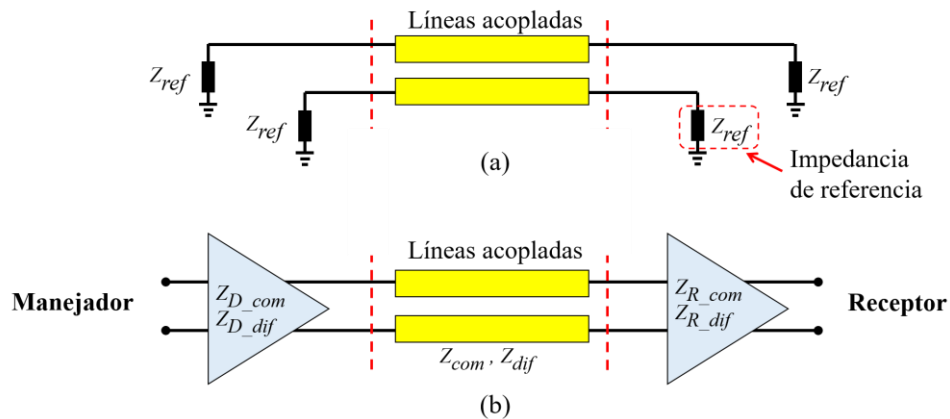


Figura A1 (a) Descripción conceptual de las condiciones de medición de parámetros S de terminación simple. (b) Representación simple de una interconexión diferencial embebida entre un manejador y un receptor considerando diferentes impedancias en su salida y entrada, respectivamente.

para líneas que no se encuentran acopladas electromagnéticamente entre ellas, la metodología [4] se restringe a dichos casos. En [5] y [6] se reportan metodologías que resuelven este problema, ya que en dichos trabajos sí se considera el acoplamiento entre las líneas. Sin embargo, sólo pueden ser aplicadas siempre y cuando el circuito manejador a la entrada de la línea y el receptor a la salida presenten las mismas impedancias, lo que es inusual en casos prácticos.

Como se verá a continuación, a diferencia de los métodos reportados en la literatura, la propuesta permite evaluar el rendimiento de los modos diferencial y común considerando el acoplamiento entre las líneas bajo condiciones de total desacoplamiento.

A.1 Establecimiento del problema

Los parámetros S de modo-mixto están formadas por cuatro sub-matrices 2×2 . Dos de estas sub-matrices describen la conversión de modos común a diferencial (S_{DC}) y diferencial a común (S_{CD}). Por otra parte, los comportamientos puramente diferencial y común (en los se enfoca este análisis) son representados por las sub-matrices S_{DD} y S_{CC} , respectivamente. Además, aquí se hace la suposición de que el puerto de entrada

de la interconexión está conectado a la impedancia de salida de un manejador mientras que el puerto de salida está terminado con la impedancia de entrada de un receptor.

Es importante tener en cuenta que de manera ideal, al inyectar una señal puramente diferencial (o común) en una interconexión, a la salida debe existir señal únicamente diferencial (o común). De esta manera, los desacoplamientos del modo diferencial en las terminaciones de las líneas no afectan al modo común y viceversa. Sin embargo, como se muestra en la Figura A2, en casos reales no sucede esto: a la salida de las interconexiones se encuentran señales de modo común y diferencial sin importar si a la entrada se inyectó una señal de un solo modo. Lo anterior se debe a que las señales sufren conversión de modos a medida que se transmiten. Entonces, los desacoplamientos de impedancia de cada modo de propagación no son independientes. Es decir, si por ejemplo se inyecta una señal puramente diferencial (ver Figura A2), ésta experimentará reflexiones en el puerto de entrada y de salida debidas al desacoplamiento que pueda haber en las impedancias diferenciales de las interfaces manejador-interconexión, interconexión-receptor. Además, la parte de la señal, transformada en señal de modo común también será en parte reflejada y transmitida en

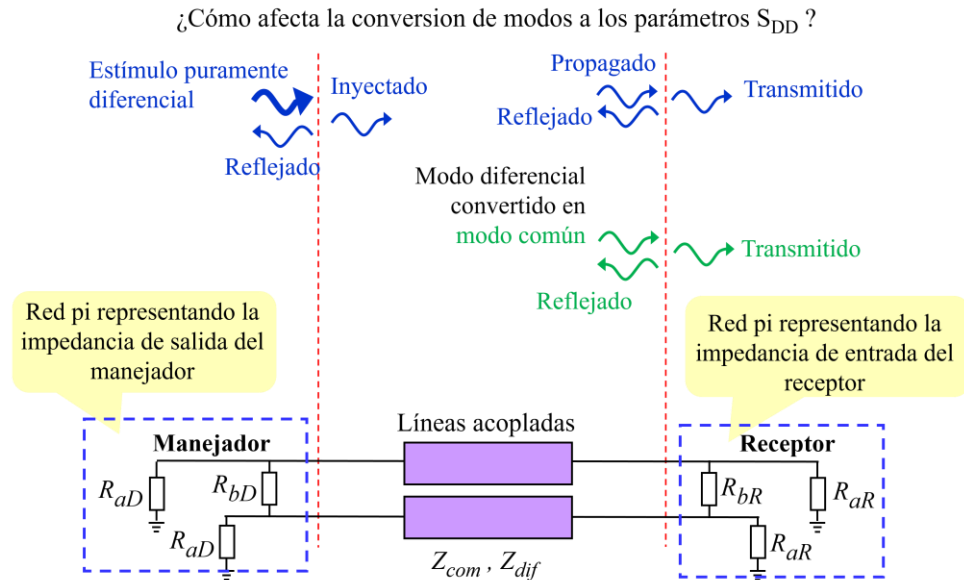


Figura A2 Representación de las señales en un sistema diferencial suponiendo: estímulo diferencial puro, conversión de modos y desacoplamiento de impedancias.

la interfaz interconexión-receptor. Y más aún, la señal de modo común reflejada, se transmitirá en sentido inverso (receptor \rightarrow manejador) de manera que también habrán señales transformadas y reflexiones en la interfaz manejador-interconexión. Por lo tanto, es muy importante realizar un análisis correcto de las líneas de transmisión acopladas considerando las reflexiones asociadas a todos los desacoplamientos de impedancia en el sistema.

El método que se utiliza comúnmente para cambiar la impedancia de referencia de los parámetros S_{DD} y S_{CC} , consiste en eso, en una renormalización simple (así será llamado a lo largo de este trabajo) de los parámetros S_{DD} (o S_{CC}) de la impedancia establecida durante la medición a la impedancia de modo diferencial (o común) deseada. Existen métodos que permiten definir impedancias diferentes en los puertos de entrada y salida, éstos no son útiles si las líneas se encuentran acopladas. Por otra parte, en los métodos que pueden ser implementados bajo condiciones de acoplamiento, es necesario considerar la misma impedancia en todos los puertos. La propuesta hecha en este trabajo, permite superar ambos problemas: considera acoplamiento e impedancias diferentes en los puertos de la interconexión.

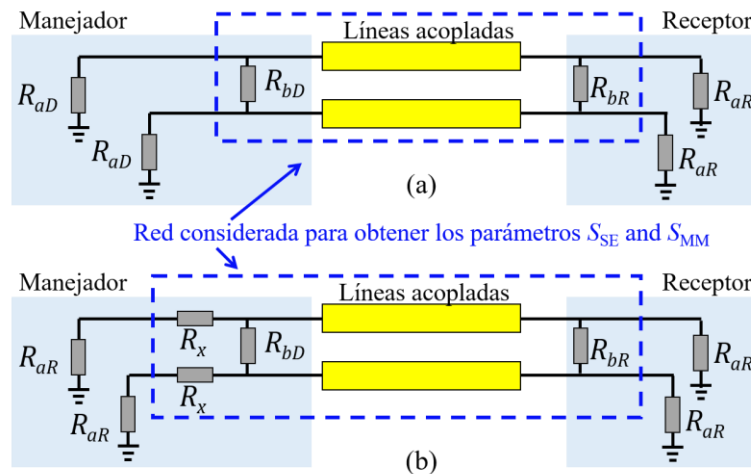


Figura A3 (a) Circuito equivalente del sistema mostrado en la Figura A1 (b) y (b) circuito alternativo propuesto para conectar en cascada las resistencias R_b , suponiendo $R_{aD} \gg R_{aR}$.

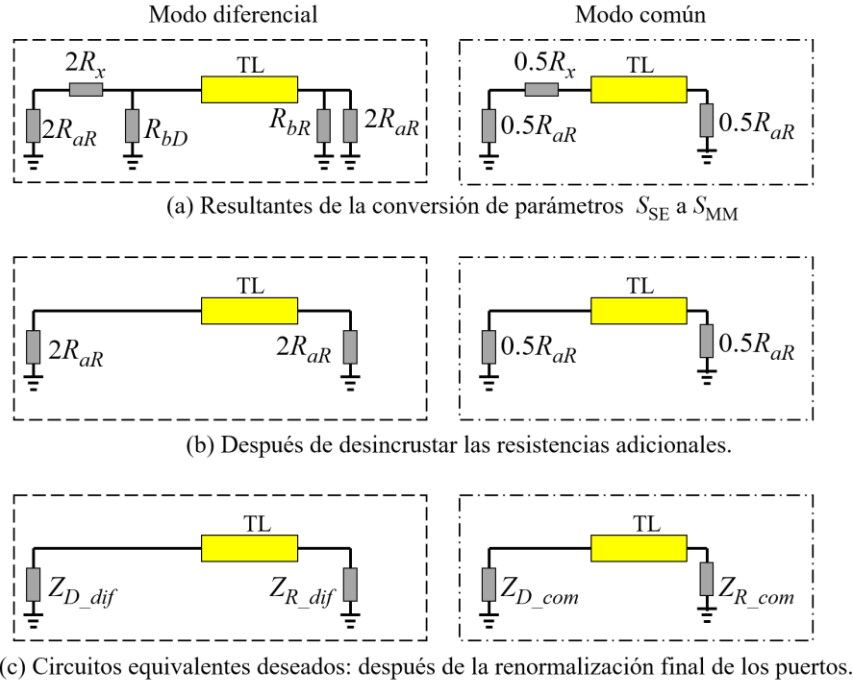


Figura A4 Circuitos equivalentes para los parámetros S_{DD} (izquierda) y S_{CC} (derecha) durante el desarrollo de la metodología propuesta.

A.2 Metodología propuesta

Con el fin de determinar los parámetros S_{DD} y S_{CC} considerando las impedancias asociadas al sistema, es necesario renormalizar todos los puertos a las impedancias de modo diferencial y modo común deseadas. Para esto, se emplea el circuito equivalente de la Figura A3. En este circuito, las impedancias de modo diferencial están representadas por redes π que se forman con las resistencias R_{aD} y R_{bD} para el manejador, y por R_{aR} y R_{bR} para el receptor [7].

La metodología propuesta comienza con la transformación de los parámetros S_{SE} de la red encerrada en el rectángulo punteado de la Figura A3 (a) en parámetros S_{MM} . Esta transformación se realiza empleando el método tradicional [4] considerando $Z_{ref} = R_{aD} = R_{aR}$. Para los casos en los que se cumple que $R_{aD} \neq R_{aR}$, se propone el uso del circuito alternativo de la Figura A3 (b) en donde la resistencia de compensación (R_x) es definida como $R_x = R_{aD} - R_{aR}$ para el caso $R_{aD} > R_{aR}$, y como $R_x = R_{aR} - R_{aD}$ cuando $R_{aR} > R_{aD}$. Después de esto, con el fin de obtener los parámetros S únicamente de la interconexión

bajo análisis, es necesario desincrustar el efecto de las resistencias contenidas en la estructura punteada.

En la Figura A4 (a), se muestra el circuito equivalente de los parámetros de modo diferencial y común correspondientes a la Figura A3 (b) incluyendo las resistencias empleadas para la transformación de los parámetros. En este punto, todos los valores de las resistencias deben ser conocidos de manera que para desincrustar su efecto es posible utilizar operaciones de parámetros $ABCD$. Como puede verse en la Figura A3 (b), el circuito aún no tiene como referencia las impedancias deseadas tal y como se ilustra en la Figura A1 (b). Entonces, es necesario renormalizar cada puerto de los parámetros obtenidos a la impedancia deseada.

De esta manera es posible llegar a los circuitos de la Figura A4 (c) que corresponden al análisis deseado.

A.3 Descripción de la simulación para verificación

Para ilustrar la aplicación de la propuesta, se realizó la simulación del sistema mostrado en la Figura A5 el cual corresponde a un circuito completamente desacoplado. En la simulación se consideró cobre de $18 \mu\text{m}$ de espesor y un dieléctrico con $\epsilon_r = 4.3$ y $\tan\delta = 0.025$ y espesor 1.6 mm . Con estas condiciones, se hizo el cálculo de las impedancias de la línea y se obtuvo $Z_{dif} = 92.19 \Omega$ y $Z_{com} = 40.12 \Omega$. De la simulación, se obtuvieron los parámetros S de terminación simple desde 0.1 GHz hasta 30 GHz suponiendo una impedancia de referencia de 50Ω .

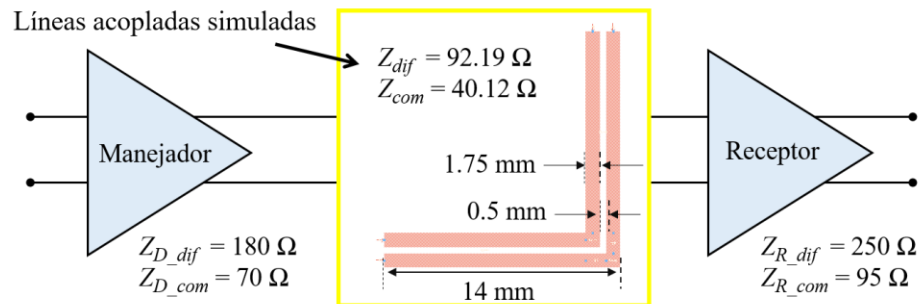


Figura A5 Circuito considerado para probar la metodología propuesta.

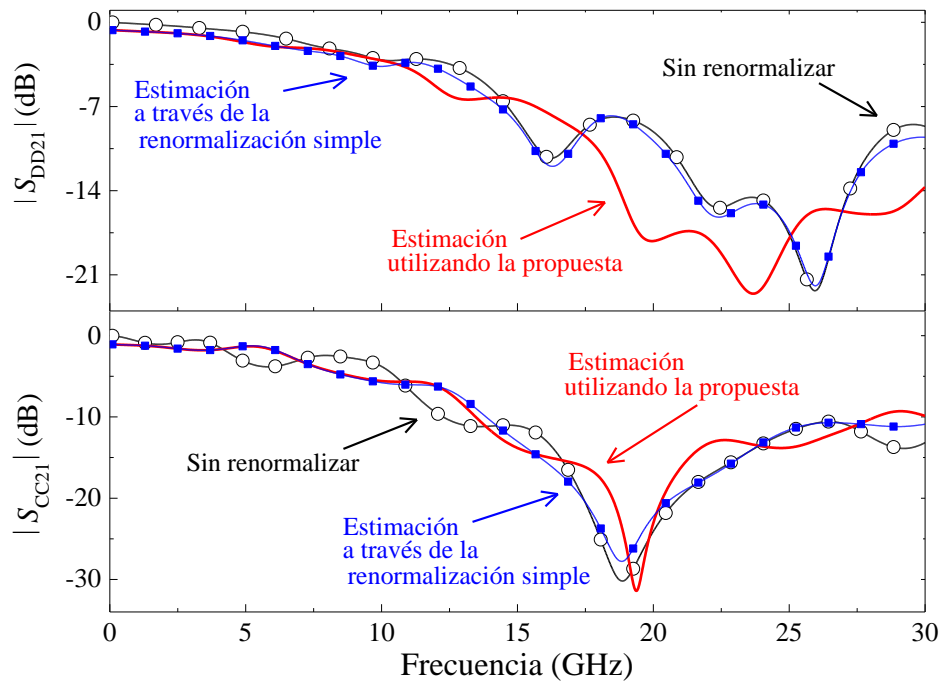


Figura A6 Comparación entre los parámetros obtenidos sin renormalización, aplicando renormalización simple y utilizando la metodología propuesta para obtener S_{DD} y S_{CC} de las líneas acopladas terminadas con las impedancias mostradas en la Figura A5.

Después de esto, se implementó la metodología propuesta considerando los valores de impedancias mostrados en la Figura A5. Adicionalmente, también se realizó el procedimiento de renormalización simple y los resultados de ambos métodos se comparan junto con los datos obtenidos directamente de la transformación a parámetros de modo mixto.

A.4 Resultados

En la Figura A6 se muestran los parámetros S_{DD} y S_{CC} correspondientes al circuito de la Figura A5 obtenidos aplicando la propuesta. Como puede verse, en la misma figura se incluyen los parámetros obtenidos sin renormalización y aplicando la renormalización simple mencionada al inicio de este apéndice. Es posible ver que las curvas obtenidas de la propuesta son diferentes en comparación con los otros casos. Esta diferencia se debe a que en los datos sin renormalización y en los que se aplicó la

renormalización simple, no se considera el efecto que tiene el desacoplamiento de las impedancias de modo común en el modo diferencial y viceversa. Únicamente en el caso de la propuesta se realizó la renormalización de todas las impedancias y como puede observarse, para el caso considerado, si las impedancias del manejador y el receptor no se consideran apropiadamente es posible sobreestimar el rendimiento de las líneas en modo diferencial y subestimar sus características de transmisión en modo común.

Referencias del apéndice A.

- [1] T. Kuboki, A. Tsuchiya, H. Onodera, “A 10 Gbps/channel on-chip signaling circuit with an impedance-unmatched CML driver in 90 nm CMOS technology,” *Proc. IEEE Asia South Pacific Design Autom. Conf.*, pp. 120-121, 2007.
- [2] P. Mandal, S. Pati and V. S. Rao, “Active terminated differential current-mode receiver for chip-to-chip communication,” *in Proc. IEEE NEWCAS-TAISA.*, pp. 1-4, 2009.
- [3] D. E. Bockelman, W. R. Eisenstadt, “Combined Differential And Common-Mode Scattering Parameters Theory And Simulation,” *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 43, no. 7, pp. 1530–1539, 1995.
- [4] D. E. Bockelman, W. R. Eisenstadt, “Pure-mode network analyzer for on-wafer measurements of mixed-mode S-parameters of differential circuits,” *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 45, no. 7, pp. 1071-1077, 1997.
- [5] S. Huang, “Technique to improve the accuracy of mixed-mode S-parameters derived from single-ended results and application to shorter test coupon design,” *in Proc. IEE Electromagnetic Comp. and Signal Integrity Symp.*, pp. 283-288, 2015.
- [6] A. Huynh, P. Hakansson, S. Gong, “Mixed-mode S-Parameter conversion for networks with coupled differential signals,” *Proc. 37th European Microwave Conference*, pp. 238-241.
- [7] Stephen H. Hall, Garret W. Hall, James A. McCall, “*High-Speed Digital System Design- A Handbook of Interconnect Theory and Design Practices*,” Wiley 2000.

Lista de Figuras

Capítulo 1

- 1.1 Niveles jerárquicos tradicionales de interconexiones en un sistema electrónico. [Imágenes nivel 0, 2, 3: tomadas de internet. Nivel 1: cortesía de G. de la Fuente y H. Bandala. 3
- 1.2 Esquema que representa a los campos \mathbf{E} y \mathbf{H} en función de la posición para un instante de tiempo cuando viajan en modo transversal electromagnético (TEM). 6
- 1.3 Modelo *RLGC* para una línea microstrip. 7
- 1.4 Representación de la sección transversal de las estructuras comunes de líneas de transmisión: (a) microstrip, (b) stripline, (c) línea coaxial, (d) guía de onda coplanar, (e) guía de onda rectangular. 8
- 1.5 Diferentes estilos de tejido de fibra de vidrio empleada en la fabricación de substratos para la tecnología de PCBs. 10
- 1.6 Dibujo conceptual e imagen TEM que ilustran de manera simplificada los diferentes niveles de interconexión en un circuito integrado [14]. 12

Capítulo 2

- 2.1 Comparación entre la atenuación de una SIW y una stripline con similar sección transversal. Las curvas fueron obtenidas a partir de simulaciones de onda completa. 16
- 2.2 Ilustración simplificada de la estructura básica de una SIW: sección transversal (izquierda) y perspectiva (derecha). Se indican las dimensiones principales. 18
- 2.3 Comparación entre la constante de propagación [partes real (α) e imaginaria (β)] obtenidas mediante simulaciones de onda-completa para una RWG y una SIW. 19
- 2.4 Pérdida por inserción experimental de una SIW que opera en modo TE_{10} ; se indican las diferentes regiones de operación. 19
- 2.5 Dimensiones de la estructura implementada en un simulador de onda completa para realizar la validación de los modelos que representan a las diferentes pérdidas en una SIW (las dimensiones están dadas en mm). 21
- 2.6 Comparación entre α_d obtenida de simulación y aplicando (2.9). 22

2.7	Comparación entre α_{pl} obtenida de simulación y aplicando (2.13).	23
2.8	Porcentaje de la contribución de α_{si_liso} y α_{pl} en α_c .	23
2.9	Comparación entre α_{si_liso} obtenida de simulación y aplicando (2.15).	24
2.10	Atenuación α_{si_liso} obtenida a través de simulaciones de onda completa considerando diferentes valores de espesor del sustrato. (Dimensiones dadas en mm).	25
2.11	Superficie corrugada que empleada para representar la rugosidad en el modelo de Hammerstad y Jensen [48].	26
2.12	(a) Representación empleada en el modelo “bola de nieve” para superficies metálicas rugosas como la mostrada en (b) cuya imagen fue obtenida mediante SEM para un metal empleado en tecnología de PCB [53].	27
2.13	Comparación entre α_{si} para diferentes niveles de rugosidad.	28
2.14	Incremento de la atenuación total debida al efecto de la rugosidad en una SIW que presenta altas (gráfica superior) y bajas (gráfica inferior) pérdidas por dieléctrico.	29
2.15	Curvas de K_H contra frecuencia obtenidas mediante simulaciones considerando láminas de cobre con diferente rugosidad (ver Tabla. 2.1).	31
2.16	Vista superior de una de las SIWs fabricadas en la que se indican las dimensiones principales (en mm).	33
2.17	Arreglo del equipo de medición utilizado para realizar la medición de los parámetros S de las estructuras SIWs.	34
2.18	Atenuación y retardo de fase contra frecuencia obtenido a partir de los parámetros S medidos empleando el método línea-línea [68].	35
2.19	Regresión lineal (2.31) de datos experimentales para la obtención de los parámetros del modelo.	36
2.20	Correlación modelo-experimento para la atenuación de tres SIWs que tienen la misma rugosidad ($R_q = 1.5 \mu\text{m}$) y diferente geometría.	37

2.21	Validación del modelo propuesto usando simulaciones de onda completa para los casos de rugosidad descritos en la Tabla 2.1: (a) atenuación total, y (b) pérdidas por inserción. [Para el cálculo de las pérdidas por inserción, los parámetros S fueron normalizados a la impedancia característica de las SIWs con el propósito de minimizar el efecto de las pérdidas por retorno.	38
------	--	----

Capítulo 3

3.1	Fotografías de la vista superior de una línea: (a) microstrip y (b) coplanar. También se ilustra conceptualmente la configuración de \mathbf{E} y \mathbf{H} respectivamente en (c) y (d).	40
3.2	Estructura CPW: (a) con blindaje y (b) con blindaje conectado a tierra.	41
3.3	Principales tipos de blindaje empleados en líneas de transmisión: (a) sólido, (b) cuadrículado y (c) con patrón de líneas.	42
3.4	(a) Circuito equivalente para la sección transversal de una microstrip blindada y (b) su correspondiente celda unitaria considerando el modelo $RLGC$ convencional.	44
3.5	Celda unitaria del circuito $RLGC$ de una línea de transmisión incluyendo el efecto de las corrientes de remolino en el blindaje.	44
3.6	Ilustración de una guía de onda coplanar con blindaje sólido conectado a tierra.	45
3.7	Sección transversal de la GS-CPW analizada: (a) imagen SEM del prototipo y (b) bosquejo del modelo 3D implementado en las simulaciones (unidades dadas en μm).	46
3.8	Arreglo del equipo utilizado para medir los parámetros S de las CPWs fabricadas, y vista superior de una de las estructuras medidas.	47
3.9	Comparación entre la resistencia en serie total de la GS-CPW con blindaje metálico obtenida experimentalmente y de una simulación de onda completa.	48
3.10	Curvas mostrando tres de las pérdidas que contribuyen en la resistencia total en serie: (a) debido a radiación, (b) resistencia en el trazo de señal y (c) resistencia en los trazos de tierra laterales.	49
3.11	Resistencia del blindaje metálico conectado a tierra obtenido a partir de simulaciones de onda completa considerando diferentes valores de espesor.	51

3.12	Curvas que ilustran que el efecto piel se observa a partir de menores frecuencias a medida que el blindaje se hace más grueso.	52
3.13	Ilustración de una guía de onda coplanar con blindaje con patrón de líneas conectado a tierra o PGS-CPW.	53
3.14	Correlación modelo-experimento para la resistencia total en serie considerando todas las contribuciones resistivas cuando la CPW es blindada utilizando: (a) GS metálico, (b) GS de polisilicio y (c) PGS de polisilicio	54
3.15	Comparación de la resistencia asociada a las pérdidas debidas a la corriente de remolino en el blindaje, determinada para los tres casos considerados.	56
3.16	Comparación de la resistencia en serie total obtenida experimentalmente para las tres estructuras consideradas.	56

Capítulo 4

4.1	Ilustración simplificada de la vista superior (izquierda), e imagen TEM de la sección transversal (derecha) de la estructura prototipo empleada en este proyecto. Se indican las dimensiones y los materiales correspondientes.	60
4.2	Arreglo de la estación de medición y del equipo utilizado para la medición de la estructura MF. (Fotografías cortesía de imec, Bélgica).	61
4.3	Distribución de los elementos del modelo de circuito equivalente para una celda de longitud infinitesimal de una estructura MF.	63
4.4	Simplificación del modelo de circuito equivalente mostrado en la Figura 4.3.	64
4.5	Circuito equivalente de elementos concentrados que permite representar la impedancia de entrada de la interconexión local terminada en condición de circuito abierto.	65
4.6	Correlaciones modelo-experimento de los datos de capacitancia contra frecuencia.	66
4.7	Circuitos simplificados para extraer los parámetros del modelo en (a) bajas frecuencias y (b) altas frecuencias.	67
4.8	Correlaciones modelo-experimento para el factor de disipación contra frecuencia.	68

4.9	Curvas para la parte real (superior) e imaginaria (inferior) de la impedancia de entrada de la estructura obtenidas experimentalmente y a partir de modelos.	70
4.10	Ilustración simplificada de una sección de la estructura MF detallando sus componentes. La estructura real incluye 65 celdas como la que se indica.	71
4.11	Celda considerada en la simulación de la estructura MF. Para la representación de la estructura completa, se conectaron 65 de estas celdas.	72
4.12	Curvas para la parte real (superior) e imaginaria (inferior) de la impedancia de entrada de la estructura obtenidas experimentalmente y a partir de modelos, para la estructura empleada como verificación.	74

Lista de Tablas

Capítulo 2

- | | | |
|-----|---|----|
| 2.1 | Parámetros del modelo “bola de nieve” usados en HFSS para simular el efecto de la rugosidad. El Caso I corresponde al laminado de metal más rugoso considerado. | 28 |
| 2.2 | Parámetros del modelo propuesto obtenidos de simulación para casos con diferente rugosidad. | 37 |

Capítulo 4

- | | | |
|-----|--|----|
| 4.1 | Parámetros determinados para el modelo propuesto (Figura 4.5). | 68 |
|-----|--|----|

Índice de referencias

Capítulo 1

- [1] International roadmap for devices and systems, edición 2017 (IRDS 2017), disponible en: https://irds.ieee.org/images/files/pdf/2017/2017IRDS_MM.pdf
- [2] J. D. Meindl, "Interconnect limits on gigascale integration," *Elec. Perform. Electron. Packag.*, pp. 25-27, Oct. 1999.
- [3] S. Jacques, *The Importance of Interconnection Technologies' Reliability of Power Electronic Packages*, IntechOpen, Libro online disponible en: <https://www.intechopen.com/books/system-reliability/the-importance-of-interconnection-technologies-reliability-of-power-electronic-packages>
- [4] R. Tummala, *Microelectronics Packaging Handbook*, partes I, II y III Ed, New York: Chapman & Hall, 1997.
- [5] David Pozar, *Microwave Engineering.*, 4ta edición, John Wiley & Sons, Inc., USA, 2011.
- [6] S. H. Hall and H. L. Heck, *Advanced Signal Integrity for High-Speed Digital Design.*, IEEE PRESS, John Wiley & Sons, USA, 2009.
- [7] D. Prasad, C. Pan, A. Naeemi, "Impact of interconnect variability on circuit performance in advanced technology nodes." *Proc. IEEE Int. Symp. Quality Electron. Design (ISQED)*, pp. 398-404, Marzo 2016.
- [8] M. Bamal, "Performance comparison of interconnect technology and architecture options for deep submicron technology nodes," *Proc. Int. Interconnect Technol. Conf.*, pp. 202-204, Junio 2006.
- [9] J. Luo, K. Zhang, T. Cheng, G. Zhao, P. Wang, y S. Feng, "Distributed parameter circuit model for transmission line," *Proc. Int. Conf. On Advanced Power System Automation and Protection. Conf.*, pp. 1529-1534, Octubre 2011.
- [10] W. Jincai, L. Jia, S. Lingling, Z. Nan, "Comparison and Model of On-chip transmission lines with and without metal grounding in CMOS Process," *Proc. IEEE CJMW*, pp. 1-4, Abril 2011.
- [11] W. J. Greig, *Integrated circuit packaging, assembly and interconnections*, Springer, USA, 2007.
- [12] J. Fjelstad, "Rethinking the hierarchy of electronic interconnections," disponible en: http://www.circuitinsight.com/pdf/electronics_interconnect_heirachy.pdf
- [13] Jisso International Council, <http://jisso.ipc.org/>

- [14] K. Saraswat, "Interconnect scaling," 2009, disponible en: <https://web.stanford.edu/class/ee311/NOTES/Interconnect%20Scaling.pdf>
- [15] Neri Vela, Rodolfo, *Líneas de Transmisión*, México: McGraw-Hill, 1999.
- [16] Libro online, *All about circuits*, capítulo 14 disponible en: <https://www.allaboutcircuits.com/textbook/alternating-current/chpt-14/long-and-short-transmission-lines/>
- [17] F. Chen, D. Gardner, "Influence of line dimensions on the resistance of Cu interconnections," *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 19 pp. 508-10, 1999.
- [18] P. Kapur, J. McVittie, K. Saraswat, "Technology and reliability constrained future copper interconnects. I. Resistance modeling," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 49 pp. 590-597, 2002.
- [19] J. Zhang, J. L. Drewniak, D. J. Pommerenke, M. Y. Koledintseva, R. E. DuBroff, W. Cheng, Z. Yang, Q. B. Chen, y A. Orlandi, "Causal RLGC(f) models for transmission lines from measured S-parameters," *IEEE Trans. Electromagn. Compatibil.*, pp. 189-198, 2010.
- [20] R. Torres-Torres, G. Romo, M. Schauer, C. Nwachukwu, y S.-W. Baek, "Modeling resonances in transmission lines fabricated over woven fiber substrates," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, pp. 2558-2565, Julio 2013.
- [21] G. Méndez-Jerónimo, R. Torres-Torres, G. Romo, C. Nwachukwu, "Parameter Determination for Transmission Lines with Double Periodical Capacitive Loading," *Electronics Letters*, vol. 50, no. 11, pp. 819-821, Mayo 2014.
- [22] E. Bogatin, D. DeGroot, P. G. Huray, and Y. Shlepnev, "Which one is better? Comparing options to describe frequency dependent losses," in *Proc. DesignCon*, pp. 469-494, Enero 2013.
- [23] H. W. Johnson, M. Graham, "*High-Speed Digital Design A Handbook of Black Magic*," Prentice Hall, 1993.
- [24] P. Verdonck, C. J. Wilson, W. L. Gong, "The effects of scaling on back end of line processing," *Proc. 29th Symp. On Microelectronics Technology and Devices (SBMicro)*, 2014.
- [25] F. Chen, D. Gardner, "Influence of line dimensions on the resistance of Cu interconnections," *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 19, pp. 508-10, 1998.
- [26] P. Kapur, J. P. McVittie, K. C. Saraswat, "Technology and reliability constrained future copper interconnects. I. Resistance modeling," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 49, pp. 590-597, 2002.
- [27] E. Nigussie, S. Tuuna, J. Plosila, J. Isoaho, "Analysis of crosstalk and process variations effects on on-chip interconnects," *Proc. Int. Symp. System-on-Chip*, pp. 1-4, Noviembre 2006.

- [28] O. S. Nakagawa, "Circuit impact and skew-corner analysis of stochastic process variation in global interconnect," *Proc. Int. Interconnect Tech. Conf.*, pp. 230, Mayo 1999.
- [29] L. N. Tran, D. Pasquet, E. Bourdel, and S. Quintanel, "CAD-oriented model of a coplanar line on a silicon substrate including Eddy-current effects and skin effect", *IEEE Trans. Microw. Theory Techn*, vol. 56, no. 3, pp. 663-670, Marzo 2008.
- [30] S. C. Sejas-García, R. Torres-Torres, R. Valderrama-B, J. Molina, "Complex permittivity determination of thin-films through RF-measurements of a MIM capacitor," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 24, no. 11, pp. 805-807, Noviembre 2014.
- [31] E. Y. Terán-Bahena, S. C. Sejas-García, R. Torres-Torres, "Characterization of transmission line son PCB from S-parameters by determining the dielectric and conductor losses at the crossover frequency", *IEEE Trans. Adv. Packag.*, vol. 8, no. 5, pp. 867-874, Mayo 2018.
- [32] J. Goupy, L. Creighton, "*Introduction to design of experiments*," edición 3, SAS publishing, USA, 2007.
- [33] B. Sheahan, "SPICE: a tool for investigating reality," *Proc. IEE Colloquium on SPICE: Surviving Problems in Circuit Evaluation.*, Agosto 2002.
- [34] Advanced Design System (ADS), <https://www.keysight.com/en/pc-1297113/advanced-design-system-ads?cc=MX&lc=eng>
- [35] Ansys HFSS, <https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss>

Capítulo 2

- [36] R. Torres-Torres, G. Romo, B. Horine, A. Sanchez, and H. Heck, “Full characterization of substrate integrated waveguides from S-parameter measurements,” in *Proc. IEEE EPEPS Conf.*, 2006, pp. 277–280.
- [37] J. Zhang et al., “Design and modeling for chip-to-chip communication at 20 Gbps,” in *Proc. IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat.*, Julio 2010, pp. 467–472.
- [38] Y. Shlepnev, “Sink or swim at 28 Gbps,” *The PCB Design Magazine*, vol. 3, no. 10, pp. 12–23, Octubre 2014.
- [39] A. F. Horn III, J. W. Reynolds, P. A. LaFrance, and J. C. Rautio, “Effect of conductor profile on the insertion loss, phase constant, and dispersion in thin high frequency transmission lines,” in *Proc. DesignCon 2010*, pp. 440–461.
- [40] A. Ippich, “A design of experiment for the influence of copper foils and oxide replacements on impedance, DC line resistance and insertion loss,” in *Proc. Techn. Conf. IPC APEX 2011*, pp. 2921–2931.
- [41] J. Conrod, “Circuit material and high-frequency losses of PCBs,” *The PCB Magazine*, pp. 24–29, Febrero 2012.
- [42] T. Liang, S. Hall, H. Heck, and G. Brist, “A practical method for modeling PCB transmission lines with conductor surface roughness and wideband dielectric properties,” in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Junio 2006, pp. 1780–1783.
- [43] J. Miller, G. Blando, and I. Novak, “Additional trace losses due to glass-weave periodic loading,” in *Proc. DesignCon 2010*, pp. 799–821.
- [44] G. Romo, C. Nwachukwu, R. Torres-Torres, S.-W. Baek, and M. Schauer, “Stack-up and routing optimization by understanding micro-scale PCB effects,” in *Proc. DesignCon 2011*, pp. 758–782.
- [45] S. Hall and H. Heck, *Advanced Signal Integrity for High-Speed Digital Designers*, New York, NY, USA: Wiley 2009.
- [46] R. Torres-Torres, G. Romo, M. Schauer, C. Nwachukwu, y S.-W. Baek, “Modeling resonances in transmission lines fabricated over woven fiber substrates,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, pp. 2558-2565, Julio 2013.
- [47] G. Méndez-Jerónimo, R. Torres-Torres, G. Romo, C. Nwachukwu, “Parameter Determination for Transmission Lines with Double Periodical Capacitive Loading,” *Electronics Letters*, vol. 50, no. 11, pp. 819-821, Mayo 2014.
- [48] E. a and O. Jensen, “Accurate models of computer aided microstrip design,” in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Mayo 1980, pp. 407–409.

- [49] E. Bogatin, D. DeGroot, P. Huray, and Y. Shlepnev, "Which one is better? comparing options to describe frequency dependent losses," in *Proc. DesignCon 2013*, pp. 469–494.
- [50] S. C. Sejas-García and C. Nwachukwu, "Characterizing geometry-dependent crossover frequency for stripline dielectric and metal losses," in *Proc. DesignCon 2016*, Jan. 2016.
- [51] S. Grosse, I. Bardi, O. Biro, K. Preis, and K. Richter, "Parameters of lossy cavity resonators calculated by the finite element method," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 32, no. 3, pp. 894–897, Mayo 1996.
- [52] S. Hall et al., "Multi-GHz causal transmission line modeling using a 3-D spherical surface roughness approach," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 55, no. 12, pp. 2614–2624, Diciembre 2007.
- [53] P. Huray et al., "Fundamentals of a 3-D "snowball" model for surface roughness power losses," in *Proc. IEEE Workshop Signal Propag. Interconnects*, Mayo 2007, pp. 121–124.
- [54] M. Yi et al., "Surface roughness modeling of substrate integrated waveguide in D-band," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 64, no. 4, pp. 1209–1216, Abril 2016.
- [55] H. B. Wang and Y. J. Cheng, "Broadband printed-circuit-board characterization using multimode substrate-integrated-waveguide resonator," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 65, no. 6, pp. 2145–2152, Junio 2017.
- [56] X. C. Zhu et al., "Extraction of dielectric and rough conductor loss of printed circuit board using differential method at microwave frequencies," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 63, no. 2, pp. 494–503, Febrero 2015.
- [57] D. Deslandes, and K. Wu, "Design consideration and performance analysis of substrate integrated waveguide components," in *Proc, 32nd European Microwave Conference Proceedings*, vol. 2, pp. 881-884, Septiembre 2002.
- [58] J. E. Rayas-Sanchez and V. Gutierrez-Ayala, "A general EM-based design procedure for single-layer substrate integrated waveguide interconnects with microstrip transitions," in *Proc, Microwave Symposium Digest, 2008 IEEE MTT-S International*, pp. 983-986, 2008.
- [59] Bozzi, M., Pasian, M., Perregrini, L., Wu, K.: "On the losses in substrate integrated waveguides and cavities", *Int. J. Microw. Wirel. Technol.*, 1, (5), pp. 395 –401, 2009.
- [60] <http://www.microwaves101.com/encyclopedias/microwave-rules-of-thumb>.
- [61] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, Ed. Wiley, 2005.
- [62] M. D. Janezic, J. A. Jargon, "Complex permittivity determination from propagation constant measurements", *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 42, no. 2, 1994.

- [63] Ansys HFSS, <https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss>
- [64] X. C. Zhu et al., “Accurate characterization of attenuation constants of substrate integrated waveguide using resonator method,” *IEEE Microw. Compon. Lett.*, vol. 23, no. 12, pp. 677–679, Diciembre 2013.
- [65] G. Méndez-Jerónimo, S. C. Sejas-García, C. Nwachukwu, and R. Torres-Torres, “PCB-Substrate characterization at multigigahertz frequencies through SIW measurements,” in *Proc. DesignCon 2016*, Enero 2016.
- [66] D. Cortés-Hernández, R. Torres-Torres, O. González-Díaz, and M. Linares-Aranda, “Experimental characterization of frequency-dependent series resistance and inductance for ground shielded on-chip interconnects,” *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 56, no. 6, pp. 1567–1575, Diciembre 2014.
- [67] B. Simonovich, “Practical method for modeling conductor Surface roughness using close packing of equal spheres,” in *Proc. DesignCon 2015*, Enero. 2015.
- [68] J.A. Reynoso-Hernández, “Unified method for determining the complex propagation constant of reflecting and nonreflecting transmission lines,” *IEEE Microw. Compon. Lett.*, vol. 13, pp. 351–353, Agosto 2003.

Capítulo 3

- [69] L. N. Tran, D. Pasquet, E. Bourdel, and S. Quintanel, “CAD-oriented model of a coplanar line on a silicon substrate including Eddy-current effects and skin effect”, *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 56, no. 3, pp. 663–670, March 2008, 10.1109/TMTT.2008.916941.
- [70] D. Parveg, M. Varonen, D. Karaka, A. Vahdati, M. Kantanen, and K. A. I. Halonen, “Design of a D-band CMOS amplifier utilizing coupled slow-wave coplanar waveguides,” *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* vol. 66, no. 3, pp. 1359–1373, March 2018, 10.1109/TMTT.2017.2777976.
- [71] S. Hall and H. Heck, *Advanced Signal Integrity for High-Speed Digital Designers*, New York, NY, USA: Wiley 2009.
- [72] J. Luo, L. Zhang, and Y. Wang, “A Unified Model and Direct Extraction Methodologies of Various CPWs for CMOS mm-Wave Applications,” in *Proc. IEEE Custom Integrated Circuits Conf.*, San Jose, CA, USA, Sep. 2012, pp. 1–4, 10.1109/CICC.2012.6330676.
- [73] L. F. Tiemeijer, R. M. T. Pijper, R. J. Havens, and O. Hubert, “Low-loss patterned ground shield interconnect transmission lines in advanced IC processes,” *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* vol. 55, no. 3, pp. 561– 570, Mar. 2007, 10.1109/TMTT.2007.891691.
- [74] Polisilicio, disponible en: <https://solar-energia.net/energia-solar-fotovoltaica/modulo-fotovoltaico/celula-fotovoltaica/tipos/silicio-policristalino>
- [75] K. Kang, X. Cao, Y. Wu, Z. Gao, Z. Tang, Y. Ban, L. Sun, and W. Yin, “A wideband model for on-chip interconnects with different shielding structures,” *IEEE Trans. Compon. Packag. Manuf. Technol.*, vol. 7, no. 10, pp. 1702–1712, Oct. 2017, 10.1109/TCPMT.2017.2732445.
- [76] A. Bautista, A.-L. Franc, and P. Ferrari, “Accurate Parametric Electrical Model for Slow-Wave CPW and Application to Circuits Design,” *IEEE Trans. on Microwave Theory Tech.*, Vol. 63, No. 12, pp. 4225–4235, Dec. 2015, 10.1109/TMTT.2015.2495242.
- [77] H. Wang, D. Zeng, D. Yang, L. Zhang, L. Zhang, Y. Wang, H. Qian, and Z. Yu, “A Unified Model for On-chip CPWs with Various Types of Ground Shields,” in *Proc. IEEE Radio Freq. Integrated Circ. (RFIC) Symp.*, Baltimore, MD, USA, Jun. 2011, pp. 1–4, 10.1109/RFIC.2011.5940663.
- [78] A.-L. Franc, E. Pistono, G. Meunier, D. Gloria, P. Ferrari, “A lossy circuit model base don physical interpretation for integrated shielded slow-wave CMOS coplanar waveguide structures,” *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* vol. 61, no. 2, pp. 754– 763, Feb. 2012.

- [79] A.-L. Franc, E. Pistono, and P. Ferrari, “Design guidelines for high performance slow-wave transmission lines with optimized floating shield dimensions,” in *Proc. Eur. Microw. Conf.*, Paris, France, Sep. 2010, pp. 1190–1193, 10.23919/EUMC.2010.5614778.
- [80] W. Shu, H. Shichijo, and R. Henderson, “A unified equivalent-circuit model for coplanar waveguides with silicon-substrate skin-effect modeling,” *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* vol. 64, no. 6, pp. 1727–1735, Mar. 2007, 10.1109/TMTT.2016.2558511.
- [81] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, Ed. Wiley, 2005.
- [82] J. A. Reynoso-Hernández, Raúl Rangel-Rojo, M. Aceves, I. Zaldivar, L. E. Sánchez, and M. Herrera, “Influence of the SRO as passivation layer on the microwave attenuation losses of the CPWs fabricated on HR-Si”, *IEEE Microw. Wireless Comp. Lett.*, vol. 13, no. 12, pp. 508–510, Dec. 2003, 10.1109/LMWC.2003.819967.
- [83] A. Tsuchiya and H. Onodera, “Impact of Radiation Loss in On-Chip Transmission-Line for Terahertz Applications,” *16th IEEE Workshop Signal and Power Integrity (SPI)*, Sorrento, Italy, May. 2012, pp. 125–128, 10.1109/SaPIW.2012.6222926.
- [84] D. Kim, H. Kim, and Y. Eo, “Experimental characterisations of thin film transmission line losses,” *Electronics Letters*, vol. 49, no. 17, pp. 1084–1086, Aug. 2013, 10.1049/el.2013.1444
- [85] D. M. Cortés-Hernández, R. Torres-Torres, O. González-Díaz and M. Linares-Aranda, “Experimental characterization of frequency-dependent series resistance and inductance for ground shielded on-chip interconnects,” *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 56, no. 6, pp. 1567–1575, Dec. 2014, 10.1109/TEMC.2014.2321580.
- [86] V. H. Vega-Gonzalez, R. Torres-Torres, and A. S. Sanchez, “Analysis of the Electrical Performance of Multi-Coupled High-Speed Interconnects for SoP,” in *Proc 52nd IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS)*, Cancún, Mexico, Aug. 2009, pp. 1030–1033, 10.1109/MWSCAS.2009.5235977.

Capítulo 4

- [87] F. Chen, D. Gardner, “Influence of line dimensions on the resistance of Cu interconnections,” *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 19, no. 12, pp. 508-510, 1998.
- [88] P. Kapur, J. P. McVittie, K.C. Saraswat, “Technology and reliability constrained future copper interconnects. I. Resistance modeling,” *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 49, no. 49, pp. 90-597, 2002.
- [89] P. Verdonck, C. J. Wilson y G. Wen, “The effects of scaling on Back End of Line Processing,” in *Proc., 29th Symposium on Microelectronics Technology and Devices (SBMicro)*, 2014.
- [90] P. Kapur, G. Chandra, J. P. McVittie, K. C. Saraswat, “Technology and reliability constrained future copper interconnects. II. Performance implications,” *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 49, no. 49, pp. 598-604, 2002
- [91] Y. Shacham-Diamand, T. Osaka, M. Datta, T. Ohba, “*Advanced Nanoscale ULSI Interconnects: Fundamentals and Applications*,” New York: Springer-Verlag, 275, 2005.
- [92] M. Abingosa, C. Receno, J. Imperial, J. A. Hora, “Interconnect Modeling of Global Metals For 40nm Node” in *Proc. International Conference on HNICEM*, pp. 1-6, 2015.
- [93] P. J. Roussel, et al., “Semi-empirical interconnect resistance model for advanced technology nodes,” *Proc. Int. Rel. Phys. Symp.*, 2016.
- [94] S. Kincal, M. C. Abraham, K. Schuegraf, “RC performance evaluation of interconnect architecture options beyond the 10-nm logic node,” *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 61 pp.1914-1919, 2014.
- [95] Ciofi I, et al., “Impact of wire geometry on interconnect RC and circuit delay,” *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 63, pp. 2488-2496, 2016.
- [96] A. Contino A, et al., “Modeling of graphene for interconnect applications,” in *Proc, Interconnect Technology Conference/Advanced Metallization Conference (IITC/AMC)*, 2016.
- [97] Y. Travaly, et al., “On a more accurate assessment of scaled copper/low-k interconnect performance,” *IEEE Trans. Semicond. Manuf.*, vol. 20, pp. 333-340, 2007.
- [98] M. Tada, N. Inoue, Y. Hayashi, “Performance modeling of low-k/Cu interconnects for 32-nm-node and beyond,” *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 56, pp. 1852-1861, 2009.
- [99] M. Mirsaedi, J. A. Torres, M. Anis, “Self-aligned double-patterning (SADP) friendly detailed routing” in *Proc. SPIE*, 2011.

- [100] C. Cai, et al., "Defect gallery and bump defect reduction in the self-aligned double patterning module," *IEEE Trans. Semicond. Manufact.*, vol. 24, pp. 145-150, 2011.
- [101] H. Johnson H, M. Graham, "*High-speed signal propagation: advanced black magic*," Prentice-Hall, capítulo 3, 2003.
- [102] C. Tien, C. Tzuang, S. T. Peng, C. Chang, "Transmission characteristics of finite-width conductor-backed coplanar waveguides," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 14, pp. 1616-1624, 1993.
- [103] S. Sejas-García, R. Torres-Torres, R. Murphy-Arteaga, "Modeling transmission lines on silicon in the frequency-and time-domains from S-parameters," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 59, pp. 1803-1806, 2012.
- [104] R. Torres-Torres, R. Venegas, S. Decoutere, "Transmission line characterization on silicon considering arbitrary distribution of the series and shunt pad parasitics" *Solid-State Electron.*, vol. 54, pp. 235-242, 2004.
- [105] B. Razavi, R. Yan, K. Lee, "Impact of distributed gate resistance on the performance of MOS devices" *IEEE Trans. Circuits Syst. I Fundam. Theory Appl.*, vol. 41, pp. 750-754, 1994.
- [106] E. Abou-Allam, T. Manku, "A small-signal MOSFET model for radio frequency IC applications," *IEEE Trans. Computer-Aided Design Integr. Circuits Syst.*, vol. 16, pp. 437-447, 1997.
- [107] S. F. Tin, A. Osman, K. Mayaram, "Comments on A small-signal MOSFET model for radio frequency IC applications," *IEEE Trans. Computer-Aided Design*, vol. 17, pp. 372-374, 1998.
- [108] O. Gonzalez-Diaz, M. Linares-Aranda, R. Torres-Torres, "A design-oriented methodology for accurate modeling of on-chip interconnects" *Analog Integr. Circuits Signal Process.* vol. 71, pp. 221-230, 2012.
- [109] D. F. Williams, "Metal-insulator-semiconductor transmission lines" *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 47, pp. 176-181, 1999.
- [110] G. Méndez-Jerónimo, V. H. Vega-González, C. J. Wilson, and R. Torres-Torres, "Characterizing 10 nm node based BEOL interconnects at low-frequency regime based on a transmission-line modelling approach," *Semicond. Sci. Technol.*, vol. 33, no. 9, pp. 1–6, Aug. 2018, 10.1088/1361-6641/aad5d1.

