



**INAOE**

**Impacto de la Rugosidad en Líneas  
Conductoras en la Atenuación de las Señales  
en Circuitos Impresos**

por

**Carolina García Robles**

Tesis sometida como requisito parcial para obtener el  
grado de

**MAESTRO EN CIENCIAS EN LA  
ESPECIALIDAD DE ELECTRÓNICA**

en el

**Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y  
Electrónica**

Enero de 2012

Tonantzintla, Puebla

Supervisada por:

**Dr. Reydezel Torres Torres**

© INAOE 2012

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





# Prefacio

Los requerimientos actuales para el procesamiento de datos han originado una gran demanda de sistemas electrónicos que trabajen a velocidades muy altas y con una alta densidad de dispositivos. De esta manera, la implementación de circuitos integrados (CI) a base de dispositivos semiconductores ha llegado a ser la solución para lidiar con estas dificultades. Sin embargo para que los CIs trabajen adecuadamente se requieren que las interconexiones con otros elementos sean apropiadas. Es así que durante muchos años las interconexiones eléctricas entre chips han sido implementadas usando paquetes y conectores fabricados en tarjetas de circuito impreso (PCB). Sin embargo, los requerimientos de las tecnologías actuales han provocado que el desempeño de los canales de interconexión chip a chip fabricados con tecnología PCB llegue a sus límites. Es por esta razón, que es necesaria la fabricación y diseño de interconexiones y paquetes que sean capaces de guiar señales de banda ancha sin degradar la integridad de la señal a niveles inaceptables, esto con la finalidad de obtener canales de interconexión chip a chip de alta velocidad.

Aun cuando los aspectos de fabricación y proceso son importantes cuando la evoluciona la tecnología, debe de considerarse que también el modelado y la caracterización de las interconexiones y paquetes sufren cambios y deban ser mejorados. Es en este sentido que el diseño de interconexiones ha llegado a convertirse en una tarea difícil, ya que al trabajar con señales que operan dentro del rango de microondas deben considerarse diversos efectos adversos presentes en las plataformas actuales para poder garantizar el correcto funcionamiento de los sistemas electrónicos.

Diversas metodologías y técnicas para la caracterización y modelado de interconexiones han sido previamente reportadas. Sin embargo, muchas de estas técnicas fueron desarrolladas a rangos de frecuencias relativamente bajos en donde efectos físicos que degradan la integridad de señal aun no son considerables, haciendo que pierdan precisión a altas frecuencias. Así, un estudio exhaustivo de determinados efectos físicos presentes en interconexiones de alta velocidad es presentado en este proyecto. En adición con la propuesta de un modelo de las pérdidas por conductor el cual ha sido exhaustivamente analizado y verificado. La validación del modelo fue verificada por medio de una exhaustiva correlación modelo–experimento de

simulaciones y mediciones alcanzando excelentes resultados hasta rangos de frecuencias de 15 GHz.

# Resumen

En esta tesis se presenta un análisis exhaustivo de las características de líneas de transmisión en PCB. Este análisis permite evaluar el impacto que tienen algunos efectos que ocurren en interconexiones eléctricas de alta velocidad. Entre los aspectos estudiados en este proyecto está el efecto de la distribución de corriente y el efecto de la rugosidad en la interfaz metal–dieléctrico en líneas microstrip. Este análisis está basado en el procesamiento de datos obtenidos de simulaciones electromagnéticas y mediciones de líneas de transmisión fabricadas sobre tarjetas de circuito impreso. A partir de estos datos, se hace una propuesta para el modelado de las pérdidas por conductor, donde al modelo de la rugosidad se le incluye el efecto de la distribución de corriente dependiente de frecuencia. Aunque estos efectos han sido analizados por separado en la literatura, hasta el momento no se contaba con un enfoque que considerara la interacción simultánea que estos dos efectos tienen y que impacta la atenuación de las señales.

Con los resultados obtenidos en esta tesis pueden entenderse e implementarse modelos que representen físicamente el comportamiento de las características eléctricas de líneas de transmisión fabricadas en PCB. De hecho, el uso de los modelos y técnicas propuestas permiten extender el rango de validez de las representaciones circuitales para líneas de transmisión convencionales. Así, las frecuencias a las que se ha alcanzado una correspondencia adecuada entre modelos y experimentos llega por lo menos a los 15 GHz, que supera lo reportado en literatura disponible actualmente.



# Agradecimientos

A mi asesor de tesis el Dr. Reydezel Torres Torres, por darme la oportunidad de trabajar con él. Agradezco su orientación, su gran apoyo, paciencia y motivación durante todo el desarrollo de este trabajo.

A mis padres, que siempre me han apoyado y creído en mí, siendo el pilar fundamental de todo lo que soy. A mis hermanos, por la confianza que tienen en mí y siempre brindarme una palabra de aliento en los momentos difíciles.

A mis amigos, especialmente a Delia y Francisco, que siempre estuvieron a mi lado para aconsejarme y ayudarme.

A mi novio Miguel Angel, quien es parte fundamental de mi vida. Gracias por estar a mi lado.

Finalmente al INAOE y CONCYT México, por el soporte económico, que significó la realización de mis estudios.





# Índice general

<b>Prefacio</b> .....	III
<b>Resumen</b> .....	V
<b>Agradecimientos</b> .....	VII
<b>1. Introducción</b> .....	1
1.1 Aspectos Tecnológicos.....	3
1.2 Modelado de interconexiones.....	6
1.2.1 Pérdidas por dieléctrico.....	7
1.2.2 Pérdidas por conductor.....	9
1.2.3 Rugosidad y atenuación por pérdidas en el conductor.....	10
1.3 Propósito del trabajo.....	12
1.4 Descripción de la tesis.....	12
<b>2. Modelado de las Pérdidas por Conductor</b> .....	13
2.1 Modelo clásico para las pérdidas por conductor en una línea de transmisión en el rango de microondas.....	14
2.1.1 Modelado de la resistencia considerando conductores lisos.....	16
2.1.2 Inductancia en serie.....	19
2.2 Rugosidad del conductor en líneas de transmisión.....	20
2.2.1 Perfil de una superficie rugosa.....	20
2.2.2 Fabricación.....	21
2.3 Modelos de la rugosidad en el conductor.....	23
2.3.1 Modelo de Hammerstad–Jensen.....	23
2.3.2 Modelo semiesférico.....	25
2.3.3 Modelo de Huray.....	26
2.4 Conclusiones.....	28
<b>3. Modelado EM</b> .....	29
3.1 Análisis experimental de la distribución de corriente en una línea microstrip.....	30

3.2 Concentración de corriente en función de la geometría.....	33
3.2.1 Concentración de corriente variando espesor del conductor $t$ .....	34
3.2.2 Concentración de corriente variando espesor del dieléctrico $h$ .....	41
3.2.3 Concentración de corriente variando el ancho del conductor $w$ ...	46
3.3 Determinación de una función para la distribución de corriente.....	50
3.4 Conclusiones.....	53
<b>4. Resultados y Validación.....</b>	<b>55</b>
4.1 Condiciones experimentales.....	55
4.1.1 Extracción de datos experimentales.....	58
4.2 Modelado de la resistencia incluyendo efecto de distribución de corriente en el modelo de Hammerstad – Jensen.....	60
4.3 Extracción de parámetros.....	63
4.4 Validación del modelo de pérdidas por conductor desarrollado.....	66
4.4.1 Validación del modelo de pérdidas por conductor en estructuras con diferentes inclinaciones.....	69
4.5 Conclusiones.....	71
<b>5. Conclusiones Generales y Trabajo a Futuro.....</b>	<b>73</b>
5.1 Uso de herramientas computacionales.....	73
5.2 Diseño y medición de prototipos.....	74
5.3 Resumen de contribuciones.....	75
5.4 Observaciones finales.....	75
<b>Lista de Figuras.....</b>	<b>77</b>
<b>Lista de Tablas.....</b>	<b>81</b>
<b>Bibliografía.....</b>	<b>83</b>

# Capítulo 1

## Introducción

Durante los últimos años, los revolucionarios avances en los sistemas electrónicos se deben principalmente al desarrollo de los circuitos integrados (CIs), implementados a base de dispositivos semiconductores. Sin embargo, para que los sistemas electrónicos que contienen CIs funcionen de manera adecuada, se requiere de la interconexión apropiada de estos circuitos con cada uno de los componentes que conforman el sistema. Así, la alternativa más popular en la industria electrónica para llevar a cabo la tarea de montaje e interconexión de CIs con otros componentes es mediante el uso de tecnologías de tarjetas de circuito impreso (PCB, por sus siglas en inglés).

Por esta razón, los PCBs, así como las estructuras adicionales basadas en la misma tecnología, como los empaquetados, han dado paso a avances tecnológicos importantes a nivel académico e industrial. De hecho, debido a la creciente demanda de las prestaciones de los sistemas electrónicos asociada con la Ley de Moore [1, 2], estos avances continúan dándose de manera notable.

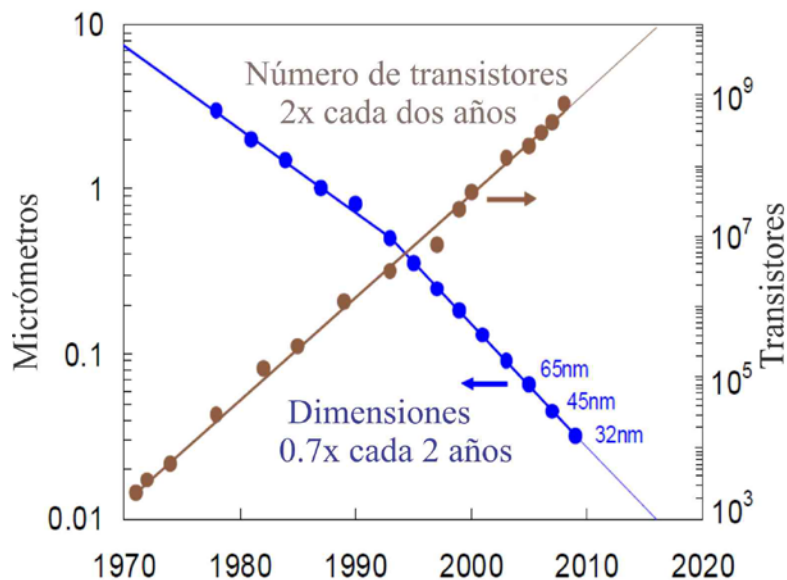


Figura 1.1 Ley de Moore: predicción del número de transistores presentes en un CI [3].

En este sentido, la Ley de Moore sigue marcado la evolución de los sistemas electrónicos y conlleva a una disminución del costo de los productos debido al aumento de la densidad de componentes integrados. En la Fig. 1.1, se puede observar el escalamiento que ha tenido lugar los últimos 40 años en cuanto al tamaño y a la densidad de transistores en un CI. Sin embargo, existe la preocupación de que, debido a las necesidades actuales de velocidad y tamaño compacto del equipo electrónico, se está llegando a la saturación de las capacidades de las tecnologías de fabricación, tanto en la industria de los semiconductores como en la de los PCBs y empaquetados.

Considerando lo anterior, el diseño de PCBs ha llegado a convertirse en una tarea difícil, especialmente cuando se trata de tarjetas con alta densidad de componentes y con un requerimiento alto de rendimiento. Debido a esto, el diseño de estas tarjetas tiene que cumplir con especificaciones estrictas en los campos de: integridad de señales (p.ej. crosstalk, retraso, acoplamiento de impedancias), compatibilidad electromagnética (p.ej. pérdidas por radiación, acoplamiento electromagnético), térmicos (p.ej. disipación de potencia, flujo de calor), mecánicos (p.ej. resistencia, flexibilidad), materiales, fabricación, prueba, y ambientales (p.ej. humedad y temperatura), entre otros [4]. Debido a lo anterior, el desempeño de los sistemas electrónicos depende, además del buen funcionamiento de cada uno de sus componentes, de que se satisfagan los requerimientos anteriormente mencionados. Más adelante, dentro de este capítulo se abordaran más detalladamente algunos de estos aspectos.

Cabe mencionar que no sólo los aspectos de fabricación y proceso son importantes cuando evoluciona la tecnología, sino que es de esperarse que el modelado y caracterización de los componentes de los sistemas electrónicos también sufran cambios y sean mejorados. Entre los componentes más importantes en estas evoluciones tecnológicas están las interconexiones eléctricas, cuyos modelos son necesarios cuando se diseña, implementa o prueba un sistema. De hecho, cada vez es más necesario considerar muchos efectos que ocurren en las interconexiones que anteriormente eran despreciados. Esto permite el diseño adecuado de sistemas ultra compactos, utilizados tan ampliamente hoy en día, sobre todo en aplicaciones de alta velocidad, portátiles y con bajo consumo de potencia.

## 1.1 Aspectos Tecnológicos

Debido a la creciente demanda de sistemas electrónicos pequeños, rápidos, baratos y con un bajo consumo de energía, la tecnología de los semiconductores continúa sus esfuerzos de incrementar la densidad de los componentes e interconexiones, lo cual ha originado una mayor demanda de tecnología de empaquetados [5]. Estos componentes contienen uno o varios dispositivos semiconductores y permiten su interconexión dentro de un sistema. En la Fig. 1.2 se muestra el notable incremento en la densidad de terminales de entrada/salida (I/O) que presentan empaquetados con el paso del tiempo. Nótese que los sistemas se caracterizan por la integración de un considerable número de CIs en un simple empaquetado; esto es una consecuencia asociada también con la Ley de Moore.

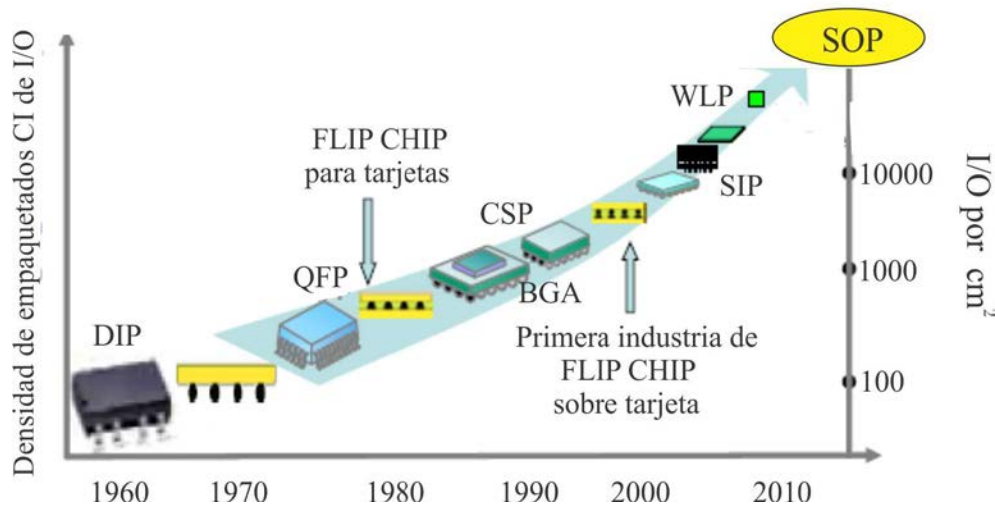


Figura 1.2. Tendencia en la evolución de la tecnología de empaquetados [5].

A pesar de que actualmente los empaquetados pueden verse como PCBs miniaturizados con una compleja red de interconexiones, tradicionalmente, un empaquetado no era más que el soporte físico que actuaba como interfaz entre circuitos integrados y el PCB que servía como plataforma del sistema. Sin embargo, ahora todo un sistema con múltiples CIs y otros componentes puede ser contenido en un solo empaquetado. De aquí la razón de la importancia de estudiar las interconexiones en este tipo de sistemas, que ahora operan con señales dentro del rango de las microondas.

A pesar de las múltiples ventajas que la implementación de empaquetados en sistemas electrónicos avanzados ofrece, éstos presentan problemas importantes en la interconexión de los componentes que contienen. Así, para el diseño adecuado de estas estructuras deben considerarse algunas limitaciones básicas [6, 7], tales como las que se muestran en la Fig. 1.3 y se mencionan a continuación:

- **Velocidad de operación:** la velocidad a la cual los sistemas electrónicos operan es un factor muy importante en el diseño de interconexiones. De hecho, la propagación de señales en un substrato de circuitos impresos es aproximadamente proporcional a la longitud de los conductores, por lo que las interconexiones deben ser lo más corto posible, y deben reducirse las pérdidas asociadas con los materiales que las forman. Más aún, en sistemas operando a velocidades por encima de 25 MHz es necesario considerar a las interconexiones como líneas de transmisión; esto para llevar a cabo análisis realistas de su funcionamiento.
- **Consumo de potencia:** conforme la velocidad de reloj y el número de compuertas de los CIs incrementa, existe un incremento correspondiente en el consumo de potencia, donde algunos de ellos requieren de hasta 30 W para su funcionamiento. Con la necesidad de aislar las señales eléctricas, cerca del 30% de las terminales de los chips son usadas como conectores de potencia y planos de tierra. Por esta razón, en el diseño de PCBs es necesario proporcionar una adecuada alimentación y distribución de los planos de tierra con la finalidad de asegurar su eficiencia al proporcionar una baja resistencia al flujo de las corrientes. De hecho, el consumo de potencia puede ser sustancial en las PCBs que contienen CIs de alta velocidad, donde se consumen decenas de watts de potencia operando normalmente a 5V, 3.3 V o menos. Lo anterior es esencial para reducir la interferencia producida por la conmutación en sistemas de alta velocidad, así como para reducir las concentraciones indeseables de calor, que se ven en el punto siguiente.
- **Disipación térmica:** toda la disipación de energía por parte de los circuitos integrados y otros componentes debe ser eficientemente liberada de los sistemas con

la finalidad de garantizar su buen rendimiento y prolongar su vida útil. Sin embargo, la eliminación del calor de un sistema es una de las tareas más difíciles de los empaquetados electrónicos. Esto es debido a que las PCBs presentan una pobre conducción térmica. Por esta razón, los diseñadores deben evaluar cuidadosamente el método de conducción de calor a través de la tarjeta, utilizando algunas técnicas de disipación a través del uso de vías, de incrustar trozos de metal y mediante planos conductores.

- Interferencia electromagnética: conforme la frecuencia de operación en el equipo electrónico incrementa, muchos CIs, módulos u otros elementos pueden actuar como generadores de señales de radio frecuencia (RF). Tales interferencias electromagnéticas pueden poner en peligro la operación de los demás elementos electrónicos, provocando un mal funcionamiento que debe prevenirse al tener en cuenta los acoplamientos inductivos y capacitivos entre interconexiones y otros dispositivos.

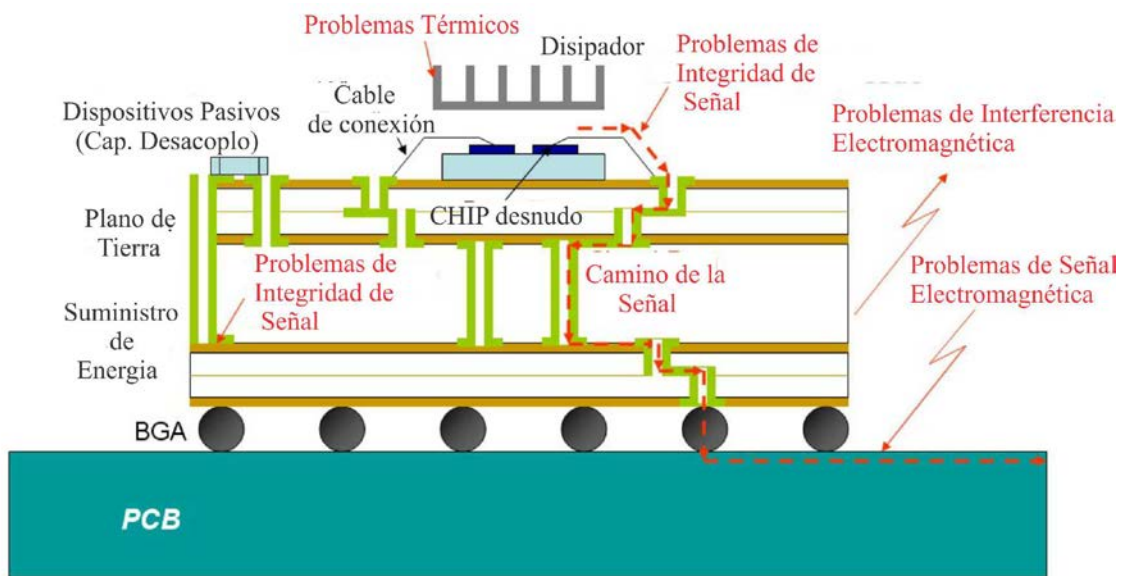


Figura 1.3 Estructura física de una tarjeta de circuito impreso (PCB) [7].

El análisis de cada uno de los factores anteriormente mencionados hace que el diseño de interconexiones de alta velocidad sea cada vez más complejo; sin embargo, este análisis es requerido para obtener un buen funcionamiento del sistema. Debido a esto, el modelado de

las interconexiones basado en sustentos físicos es necesario, ya que permite explicar numerosos efectos que tradicionalmente eran ignorados en aplicaciones de relativamente baja frecuencia.

## 1.2 Modelado de interconexiones

Hoy en día, la señalización a tasas multi-gigabit requiere de muchas consideraciones en el modelado de interconexiones conforme la velocidad de transmisión de datos va en aumento [5]. De acuerdo a esto, la correcta representación de las propiedades eléctricas en altas frecuencias de operación ha cobrado suma importancia a nivel de PCBs. Esto se debe a que, por ejemplo, a bajas frecuencias, una interconexión en una PCB por la que viaja una señal puede ser representada eléctricamente como un capacitor en serie con un resistor. Sin embargo, conforme la frecuencia aumenta, la misma interconexión debe considerarse como una línea de transmisión que adicionalmente presenta pérdidas.

Debido a lo anterior, cuando se diseñan PCBs de alta velocidad y alto rendimiento, la propagación de las señales debe ser bien entendida para poder preservar y analizar la información que lleva. Esto se consigue mediante un diseño basado en la predicción precisa del funcionamiento de estructuras conductoras que sirven como interconexiones. De hecho, estas interconexiones son caracterizadas y modeladas utilizando conceptos adicionales a los que se manejan en la teoría de circuitos clásica. Por ejemplo, se considera que en una tira conductora los voltajes y corrientes son función fuerte de la posición; es decir, las interconexiones deben ser representadas mediante líneas de transmisión cuando operan en altas frecuencias. Para explicar brevemente esta idea, a continuación se revisarán algunos conceptos relacionados con líneas de transmisión.

Una línea de transmisión es considerada homogénea cuando sus propiedades eléctricas no varían longitudinalmente. En este caso, estas propiedades son representadas a partir de dos parámetros importantes, la impedancia característica y la constante de propagación; estos parámetros pueden asociarse a los parámetros distribuidos  $R$ ,  $L$ ,  $G$ , y  $C$  por unidad de longitud que representan una sección de la línea, tal como se observa en la Fig. 1.4.



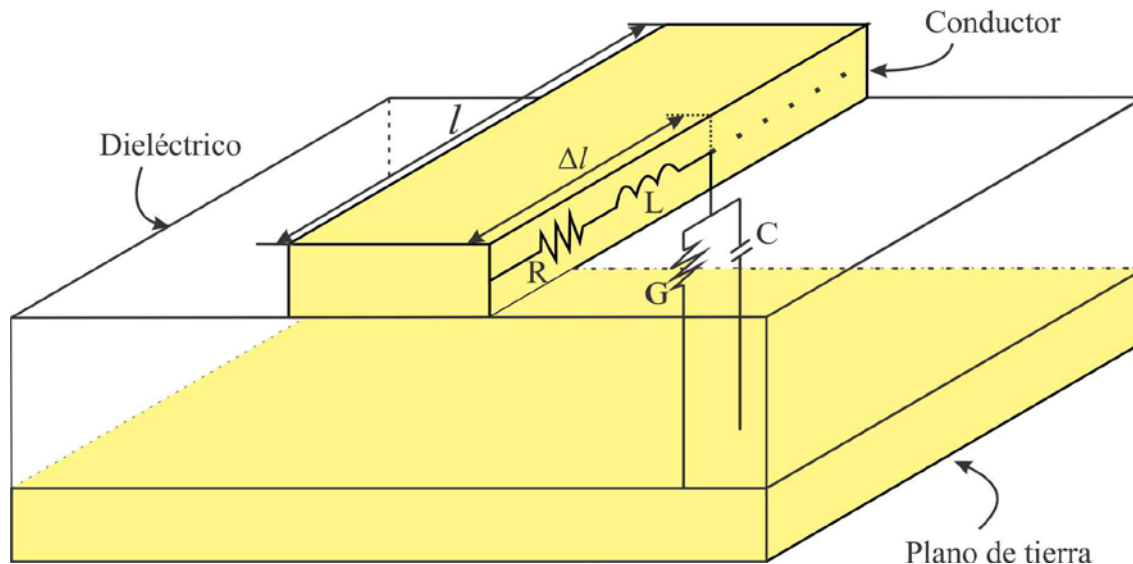


Figura 1.4 Modelado de una línea de transmisión a partir de parámetros  $RLGC$ .

La finalidad de modelar una línea de transmisión a partir de los parámetros mostrados en la Fig. 1.4, es la de representar eléctricamente las pérdidas y retrasos que se asocian con la línea. Para el caso de las pérdidas, éstas son tomadas en cuenta utilizando la resistencia en serie y la conductancia en paralelo por unidad de longitud ( $R$  y  $G$ ), que a su vez se asocian particularmente a efectos que ocurren en el conductor y dieléctrico respectivamente. En los siguientes apartados de este capítulo se abordan conceptos relacionados con estas pérdidas.

## 1.2.1 Pérdidas por dieléctrico

Como se mencionó en el apartado anterior, una de las causas de atenuación de la señal en una interconexión se relaciona con las pérdidas por dieléctrico. Dicha atenuación incrementa con la frecuencia de operación del circuito, esto debido principalmente a la polarización que sufre el material dieléctrico, véase la Fig. 1.5. En esta figura puede observarse una aproximación de los rangos de frecuencia a los cuales se presenta una interacción material–campo eléctrico relativamente intensa, favoreciendo la polarización del material. En base a estudios que involucran técnicas que miden la absorción y reflexión de ondas en materiales, es posible determinar que la atenuación de la señal debida a la absorción de energía por parte del dieléctrico es considerable en el rango de las microondas.

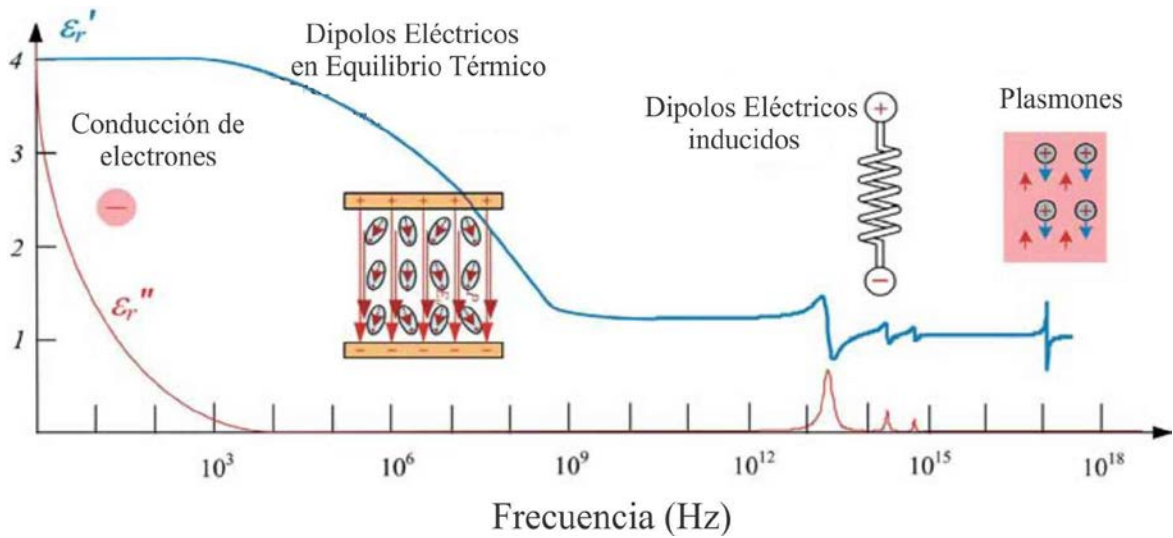


Figura 1.5 Mecanismos físicos que determinan el comportamiento de los materiales dieléctricos [8].

En términos simples, las pérdidas por dieléctrico se deben a la vibración de las partículas que lo forman (representados mediante dipolos eléctricos) al aplicar un campo eléctrico variante en el tiempo. Así, conforme el aumento de frecuencia y la agitación térmica, es difícil que todas las partículas dipolares se orienten con el campo eléctrico, provocando un decremento de la permitividad dieléctrica ( $\epsilon_r'$ ) y un incremento en la tangente de pérdidas ( $\tan \delta$ ) con la frecuencia (rango de microondas). Lo anterior produce a su vez un aumento en la disipación de potencia en el dieléctrico, lo cual se traduce en una pérdida de energía. De hecho, es bien sabido que la atenuación que sufre una señal debido a la energía que cede al dieléctrico por el que viaja es directamente proporcional a su frecuencia. El modelado de los mecanismos anteriormente mencionados ha sido analizado en [9, 10].

Si bien el modelado de las pérdidas presentes en los materiales dieléctricos es un factor importante cuando se trata de cuantificar la atenuación de la señal en una línea de transmisión, este trabajo de tesis no profundiza en su análisis. Esto debido a que las contribuciones de este trabajo son dedicadas a los efectos presentes en los conductores así como en los fenómenos físicos que los originan, entre ellos la rugosidad en la interfaz metal–dieléctrico. Esto se verá más adelante.

## 1.2.2 Pérdidas por conductor

Uno de los problemas que surge al miniaturizar las interconexiones de un sistema electrónico, es el considerable aumento de la resistencia de las líneas conductoras. Esto se debe a que la resistencia es inversamente proporcional al área transversal del conductor. En consecuencia, una señal viajando a través de una interconexión con sección transversal pequeña sufrirá de una atenuación que afectará la integridad de la información que se esté transmitiendo. Esta atenuación aumenta al aumentar la frecuencia, lo que lo hace un parámetro crítico que limita el desempeño de las interconexiones operando en el rango de las microondas [11].

El incremento de la resistencia con la frecuencia se debe principalmente al efecto piel, el cual ocasiona que la corriente fluya en una sección transversal cada vez más pequeña, tal y como se observa en la Fig. 1.6. Debido a esto, y según modelos que involucran el estudio del efecto piel, la atenuación de la señal asociada con un material conductor es directamente proporcional a la raíz cuadrada de la frecuencia, suponiendo que el conductor tiene una forma regular [12]. Sin embargo, en [13] se ha demostrado que en muchos casos prácticos, las pérdidas por conductor se incrementan más de lo predicho por esta suposición de primer orden que incluye solamente al efecto piel. Esto será abordado con detalle en capítulos posteriores.

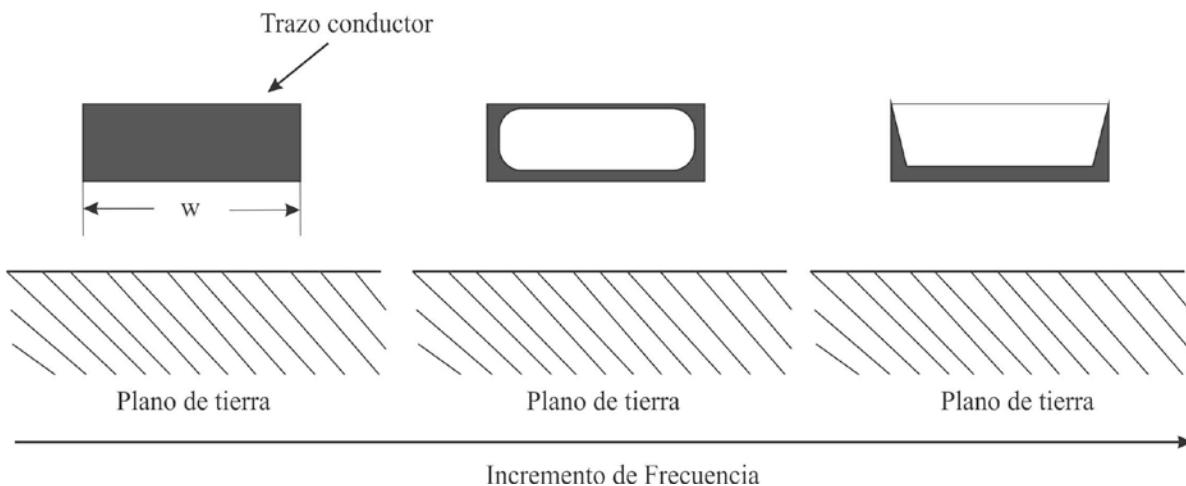


Figura 1.6 Distribución de corriente en la sección transversal de una línea microstrip debido al efecto piel [14].

De acuerdo a lo anterior y a lo reportado en [10], los efectos que ocurren en altas frecuencias no pueden ser modelados con una buena precisión usando los modelos convencionales de líneas de transmisión. Esto se debe a que dichos modelos suponen que el efecto piel es el único mecanismo que hace variar las pérdidas en el conductor con la frecuencia. Por lo tanto, con la finalidad de lograr una mayor precisión en el modelado de las pérdidas por conductor, es necesario considerar otros efectos anteriormente despreciados, como los producidos por la rugosidad en las interfaces metal–dieléctrico de las interconexiones [12]. De hecho, a frecuencias de gigahertz estos efectos ocasionan un incremento en las pérdidas que es mayor al que se produce por el efecto piel. Como se verá después, esto es debido a la distribución de la corriente en superficies no ideales.

### 1.2.3 Rugosidad y atenuación por pérdidas en el conductor

Hoy en día, el problema de la atenuación debida a las pérdidas por conductor se complica en las PCBs de tamaño reducido debido a los efectos de microescala [15]. Estos efectos han sido de gran interés de estudio debido a que se presentan en dimensiones que son comparables a la longitud de onda de la señal transmitida, lo cual es común en aplicaciones actuales. Dichos efectos se relacionan principalmente con la rugosidad presente en la interfaz metal–dieléctrico en las interconexiones, la cual se ilustra en la Fig. 1.7.

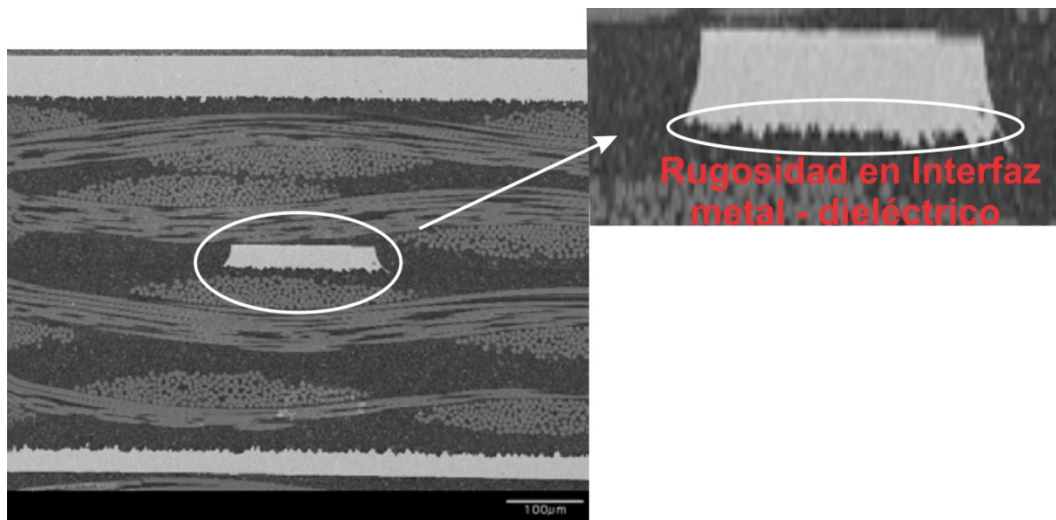


Figura 1.7 Microfotografía mostrando la rugosidad en la interfaz conductor–dieléctrico en un proceso en PCB típico [16].

La importancia de considerar la rugosidad en los procesos de fabricación de interconexiones se centra en la necesidad de tener una mayor adherencia de los materiales que la conforman. Desafortunadamente, esta rugosidad incrementa desde un 10% hasta un 50% la resistencia de una línea de transmisión bajo condiciones de operación normales a frecuencias de microondas. Esto se debe a que el efecto piel que se presenta en todo conductor hace que la corriente sea confinada en la superficie. De hecho, en un conductor aproximadamente el 67 % de la corriente se concentra en la región equivalente a la profundidad de piel [17]. Si a esto se le agrega el hecho de que a frecuencias por encima de 1 GHz, la profundidad de piel del cobre se aproxima al valor *rms* de la altura de los picos que definen la rugosidad en un proceso típico en PCB (para el caso que se muestra en la Fig. 1.8 es de 0.68  $\mu\text{m}$ ), la corriente fluirá en una región que presenta muchas irregularidades [17]. En consecuencia, estos picos reducen aún más la sección transversal del conductor por donde fluye la corriente, aumentando su resistencia y ésta a su vez la atenuación correspondiente. Por lo anterior, la atenuación de la señal debida a las pérdidas por conductor incluyendo el efecto de la rugosidad del cobre se vuelve un factor importante a esas frecuencias, y debe ser considerado por los diseñadores de interconexiones en PCBs.

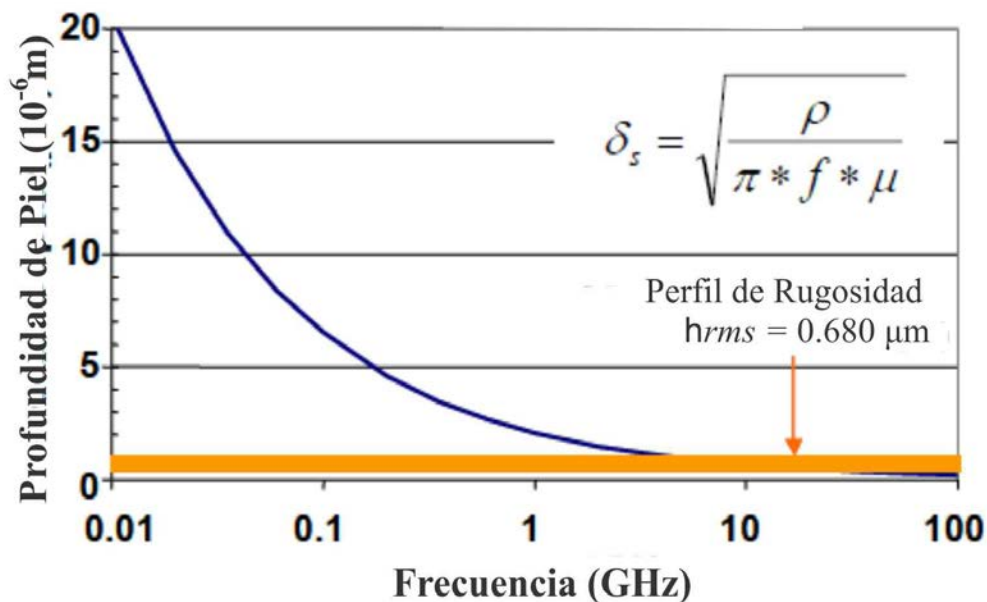


Figura 1.8 Profundidad de piel contra frecuencia [17].

El efecto de la rugosidad ha sido cuantificado de manera experimental en [17–20]; sin embargo, no se ha desarrollado un modelo que permita cuantificar el efecto que tendría ésta

en conjunto con la variación en la distribución de corriente con la frecuencia. Por esta razón y como se indica más adelante, uno de los objetivos de este trabajo es contribuir en esta dirección.

### **1.3 Propósito del trabajo**

El propósito de este trabajo es contribuir con un modelo para las pérdidas por conductor en una línea de transmisión en PCB tomando en cuenta el impacto de la rugosidad y la distribución de corriente en función de la frecuencia. La metodología propuesta está basada en el análisis de datos experimentales y simulaciones, los cuales permitirán identificar de manera separada los parámetros asociados con el efecto de la concentración de corriente en una interfaz metal–dieléctrico rugosa. En primer lugar, se propone una función que permite predecir la distribución de corriente en la sección transversal del conductor, para posteriormente incluir este efecto al modelo de la resistencia en conductores rugosos. Una vez logrado esto, se realizará la correlación del modelo propuesto con los datos experimentales en el rango de frecuencias de 100 MHz a 15 GHz.

### **1.4 Descripción de la tesis**

Este documento se encuentra organizado de la siguiente manera. En el Capítulo 2 se presentan diferentes modelos de las pérdidas por conductor utilizados actualmente. En el Capítulo 3 se presenta el modelado electromagnético del trazo de una línea microstrip. Adicionalmente, se obtiene una función que describe la distribución de la corriente en la sección transversal del trazo conductor incluyendo la parte superior e inferior de éste, de acuerdo al incremento en frecuencia. En el Capítulo 4 se presenta un modelo alternativo para las pérdidas por conductor en el cual se conjuntan los efectos de distribución de corriente y rugosidad. Así mismo, se presenta la comparación entre los resultados experimentales y el modelado propuesto. Finalmente, en el Capítulo 5 se presentan las conclusiones generales derivadas de este trabajo.

# Capítulo 2

## Modelado de las Pérdidas por Conductor

En interconexiones de alta velocidad en PCBs, la atenuación de la señal es el resultado de las pérdidas que principalmente ocurren en el sustrato dieléctrico y en el medio conductor. La contribución de ambas pérdidas es importante en la atenuación de señales de microondas propagándose en líneas de transmisión de dos conductores (esto es, con línea de señal y línea de tierra, p.ej. una línea de microcinta o *microstrip*), véase la Fig. 2.1. El estudio de estas pérdidas de manera conjunta y por separado ha originado una cantidad considerable de descubrimientos científicos y desarrollos tecnológicos. De hecho, por sí solo, el análisis de cada una de estas pérdidas y los efectos físicos relacionados representa un gran reto que es abordado a nivel académico e industrial. Para el caso de las pérdidas por conductor en PCB, que es el tema en el que se enfoca este trabajo de tesis, gran parte de los esfuerzos en el modelado y caracterización a altas velocidades se han centrado en los efectos relacionados con la rugosidad en el cobre [20, 21], los cuales son notables a nivel de PCB y empaquetados. Adicionalmente, se ha estudiado el impacto que esta rugosidad tiene en la atenuación al considerar la variación que la distribución de corriente tiene en la sección transversal de una línea al cambiar la frecuencia de las señales [22, 23]. Debido a esto, en este capítulo se presentarán algunas de las metodologías más representativas usadas en el modelado de las pérdidas por conductor incluyendo efectos como los que se han mencionado. En posteriores capítulos, podrán compararse estas metodologías con la que se propone en esta tesis.

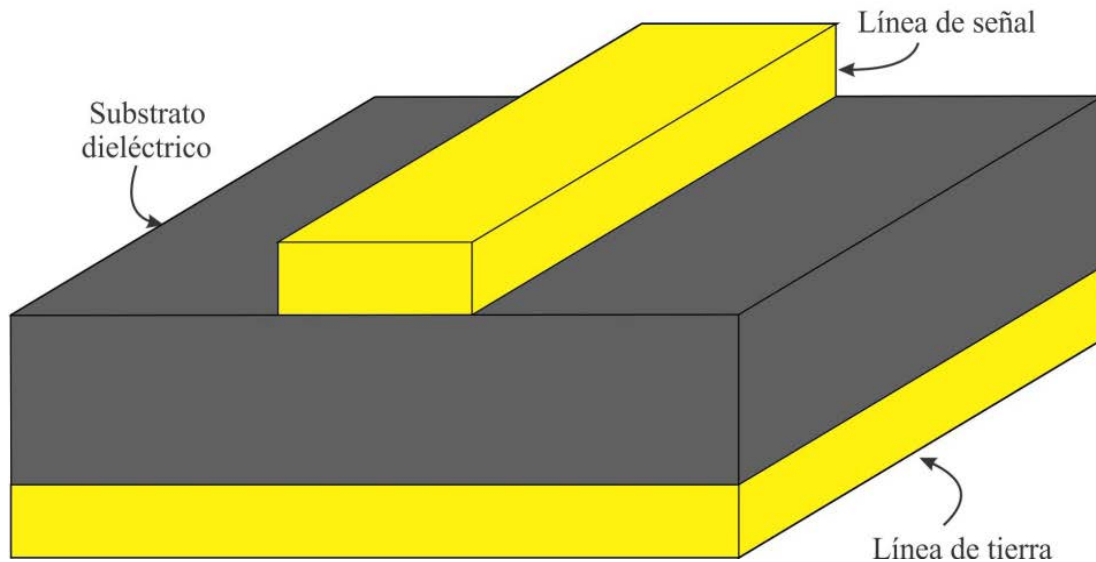


Figura 2.1 Estructura de una línea de microcinta.

## 2.1 Modelo clásico para las pérdidas por conductor en una línea de transmisión en el rango de microondas

Los modelos clásicos para representar las pérdidas por conductor han sido desarrollados a partir de la suposición de que los conductores que forman la línea presentan superficies completamente lisas. Sin embargo, en la fabricación y diseño de PCBs, empaquetados, y módulos multichip, raramente se emplean conductores lisos por cuestiones de adherencia con el sustrato dieléctrico. Es importante entonces estudiar los modelos clásicos de las pérdidas por conductor para conocer sus limitaciones y problemas. Con esto se proporcionan las bases teóricas necesarias para entender y desarrollar modelos físicos con conductores presentes en estructuras reales. Antes de comenzar con el estudio de las pérdidas que ocurren en los conductores de una línea de transmisión, se repasará brevemente el modelo circuital para ésta. De esta manera, es posible identificar más fácilmente cómo se representa el impacto de dichas pérdidas en las características eléctricas de la línea así como su contribución en los parámetros fundamentales que la describen.

En el caso general, un segmento de longitud infinitesimal  $\Delta z$  de una línea de transmisión homogénea operando en el modo transversal electromagnético (TEM) puede ser modelado mediante una red de elementos concentrados, véase la Fig. 2.2, donde:



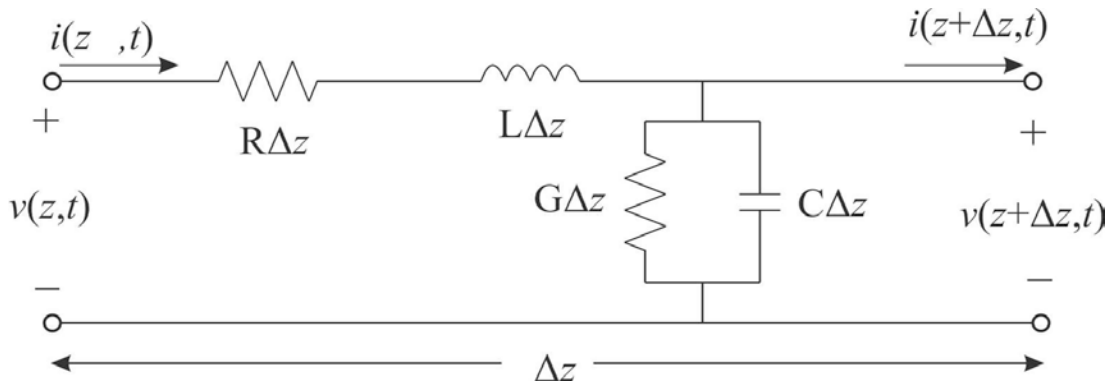


Figura 2.2 Modelo de circuito equivalente de un segmento de línea de transmisión homogénea utilizando parámetros *RLGC*.

$R$  es la resistencia en serie por unidad de longitud dada en  $\Omega/m$ .

$L$  es la inductancia en serie por unidad de longitud dada en  $H/m$ .

$G$  es la conductancia en paralelo por unidad de longitud dada en  $S/m$ .

$C$  representa la capacitancia en paralelo por unidad de longitud dada en  $F/m$ .

La representación anterior es conocida como el modelo *RLGC* [24], y cada uno de los elementos que la componen puede asociarse con un fenómeno físico presente en la línea de transmisión. De tal forma que de manera general,  $R$  representa las pérdidas por conductor debido a que el trazo de metal posee una conductividad finita.  $L$  permite representar la inductancia de la línea asociada con dos lazos de corriente que se forman en la línea, el primero corresponde al lazo formado entre la línea de señal y el plano de tierra, mientras que el segundo lazo está asociado con el flujo magnético dentro del conductor.  $G$  representa las pérdidas asociadas con el dieléctrico. Finalmente  $C$  se relaciona con el campo eléctrico entre el trazo de señal y el plano de referencia.

Un factor importante al utilizar el modelo *RLGC* es el considerar la variación que estos elementos presentan con la frecuencia, siendo que las pérdidas por conductor incluidas en el parámetro  $R$  varían sustancialmente su impacto con la frecuencia, impactando adicionalmente a  $L$ . Consecuentemente, es importante dejar de suponer que el metal que conforma a una línea de transmisión es ideal, como fue hecho en trabajos relativamente recientes, que para frecuencias elevadas penalizan considerablemente la exactitud de los

resultados obtenidos, sobre todo para líneas con sección transversal grande. En apartados siguientes será abordado este tema.

## 2.1.1 Modelado de la resistencia considerando conductores lisos

Las pérdidas resistivas pueden dividirse en dos componentes: de bajas frecuencias y de altas frecuencias [12]. Las pérdidas de bajas frecuencias se presentan cuando la corriente que lleva la señal se distribuye homogéneamente en la sección transversal de los conductores; para dimensiones de líneas en PCBs esto ocurre a frecuencias de algunos megahertz. Más formalmente, esta condición se cumple aproximadamente para todas las frecuencias para las cuales la profundidad de piel del conductor  $\delta$  es mayor que el grosor del conductor  $t$ , lo cual asegura una densidad uniforme de corriente a través de toda la sección transversal del conductor, véase la Fig. 2.3 (a). Tradicionalmente, a la resistencia que se asocia con las pérdidas por conductor a estas frecuencias se le ha conocido como ‘resistencia de DC’, y se puede calcular de la siguiente forma para la línea metálica que lleva la señal:

$$R_{dc} = \frac{l}{\sigma wt} \quad (2.1)$$

donde  $l$  es la longitud,  $w$  el ancho y  $t$  el espesor del conductor que lleva la señal, mientras que  $\sigma$  es la conductividad de este material.

Por otra parte, conforme la frecuencia de la señal se incrementa, la corriente en una línea microstrip comienza a concentrarse en la superficie del trazo de la línea, principalmente en el lado inferior, tal como se muestra en la Fig. 2.3 (b). Esto se debe a que el campo eléctrico entre la línea de señal y el plano de tierra produce que la carga se concentre en el lado inferior (esto es, en la interfaz conductor–dieléctrico), lo cual ocurre de manera evidente cuando la profundidad de piel es mucho menor que el grosor del conductor ( $\delta \ll t$ ). También se puede notar que la densidad de corriente es mucho mayor cerca de las esquinas del conductor. Esto se debe a que la densidad de carga incrementa significativamente en la proximidad de los bordes afilados [14, 25].

En consecuencia, suponiendo que la profundidad de piel es el efecto dominante en la variación las pérdidas del conductor con la frecuencia, la resistencia asociada con este efecto puede ser aproximada usando (2.1) considerando que la corriente fluye a una distancia  $t = \delta$  desde la superficie del conductor. Esto permite definir la resistencia de altas frecuencias o de ac (porque se debe a la variación de la frecuencia de una señal de corriente alterna) como [12]:

$$R_{ac} = \frac{l}{\sigma w \delta} \quad (2.2)$$

donde la profundidad de piel  $\delta$  está dada por:

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\pi f \mu \sigma}} \quad (2.3)$$

Sustituyendo  $\delta$  en (2.2) y simplificando,  $R_{ac}$  queda expresada como:

$$R_{ac} = \frac{l}{w} \sqrt{\frac{\pi \mu}{\sigma}} \sqrt{f} \quad (2.4)$$

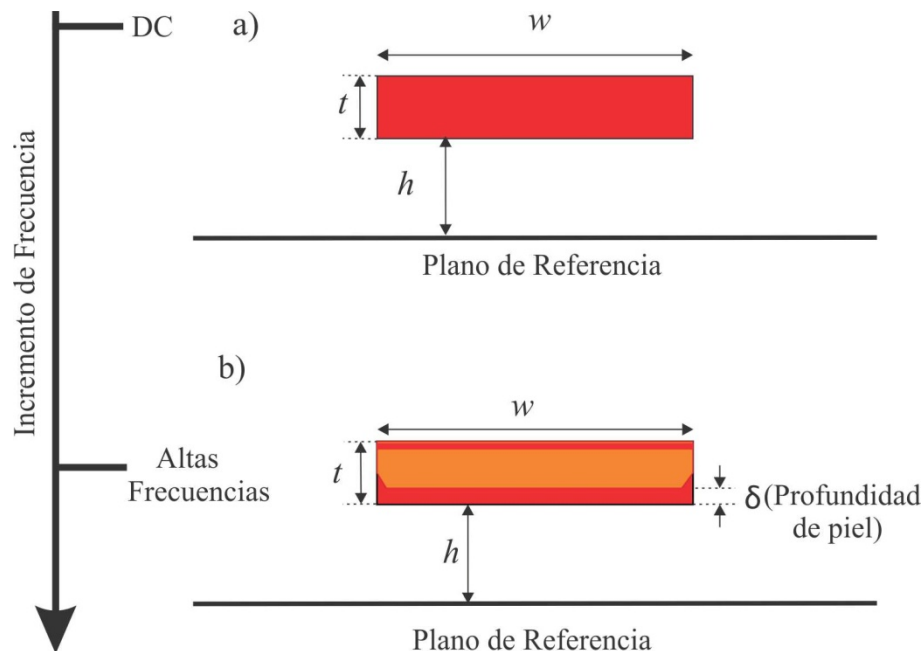


Figura 2.3 Distribución de corriente en la sección transversal de una línea microstrip con el incremento de frecuencia. De arriba abajo: (a) en bajas frecuencias o en dc la corriente se distribuye uniformemente en la sección transversal de la tira conductora, (b) en altas frecuencias, la corriente se concentra en la superficie inferior de la tira conductora.

A partir de (2.4) se puede observar que  $R_{ac}$  es aproximadamente proporcional a la raíz cuadrada de la frecuencia, suposición que es ampliamente usada en los modelos para representar las pérdidas por conductor. Nótese que los parámetros de los materiales son considerados constantes, lo cual es razonable para conductores comunes usados en PCBs en el rango de microondas.

En [22, 23] se analiza cualitativamente el efecto en las pérdidas por conductor de la variación de la distribución de corriente con  $f$ . En éste modelo se considera que a altas frecuencias la corriente se distribuye solo en la superficie inferior y superior del conductor. Así, para representar la distribución de corriente en la sección transversal del trazo conductor éste se divide a en de dos láminas delgadas. Una de las láminas corresponde a la concentración de corriente en la superficie superior del conductor y la otra a la concentración de corriente en la parte inferior del conductor como se ve en la Fig. 2.4. Con lo mencionado anteriormente, la resistencia de la línea puede ser modelada a partir de la siguiente expresión:

$$R_{RF} = \sqrt{\frac{\pi\mu}{\sigma}} (k_1^2 + k_2^2) \quad (2.5)$$

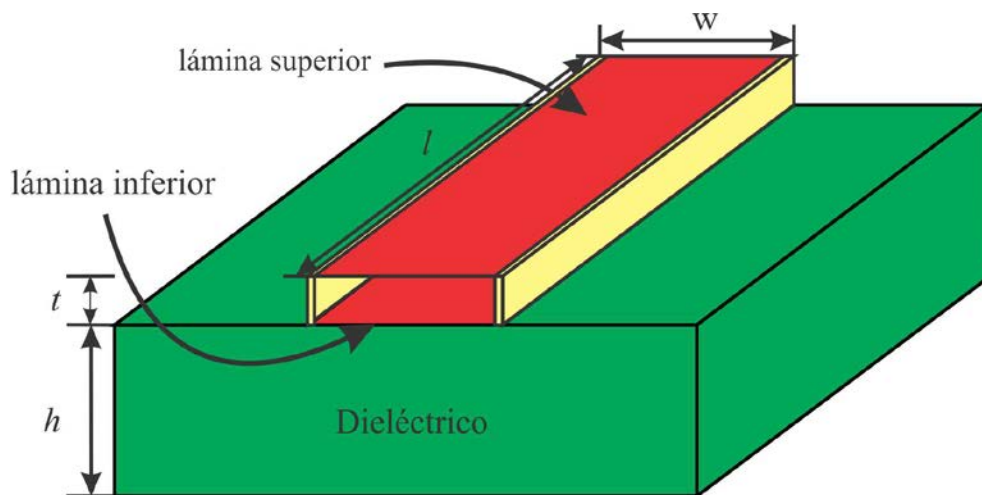


Figura 2.4 Estructura utilizada para representar los planos del conductor donde se concentra la mayor parte de la corriente a altas frecuencias.

Por otra parte, como se ha mencionado, debido a la distribución del campo eléctrico en la estructura, la mayor parte de la corriente se confina en la parte inferior del conductor. Entonces, sabiendo que es en esta parte donde el conductor presenta una considerable

rugosidad para poder adherirse al substrato en un proceso PCB típico, es necesario obtener un modelo que tome en cuenta ambos efectos: rugosidad y distribución de corriente.

El efecto de la rugosidad en la resistencia de la línea se tratará en la Sección 2.2, donde se presenta el modelado de las pérdidas por conductor utilizando tres diferentes modelos: el propuesto por Hammerstad–Jensen [18], el de superficie semiesférica [26, 27], y el propuesto por P. Huray [28].

## 2.1.2 Inductancia en serie

Otro parámetro importante del modelo circuital de una línea de transmisión que se ve afectado por el cambio de la profundidad de piel con la frecuencia es la inductancia de la línea,  $L$ . Esto se debe a que de igual forma que la resistencia, depende de la distribución de corriente. Es bien conocido que la inductancia es el parámetro usado en el modelo de una línea de transmisión para representar su capacidad de almacenaje de energía en forma de campo magnético. Para analizar este efecto, el lazo de corriente formado longitudinalmente por una línea de transmisión se puede dividir en dos componentes que tienen asociadas dos inductancias: una inductancia interna ( $L_{interna}$ ), para representar la inductancia del lazo asociada con el flujo magnético dentro del conductor, y una inductancia externa ( $L_{externa}$ ) para representar la inductancia del lazo asociado con el flujo magnético fuera de éste, tal como se observa en la Fig. 2.5. Así, de manera general, la inductancia total es la suma de estas dos componentes:

$$L = L_{externa} + L_{interna} \quad (2.6)$$

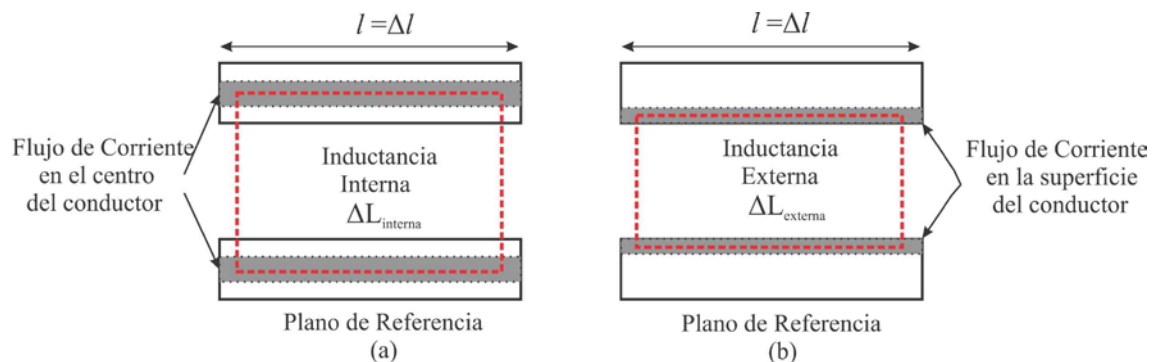


Figura 2.5 Lazos que permiten definir la inductancia de un segmento de línea de transmisión en la dirección de propagación. (a) Parte del lazo incluye una sección del conductor para frecuencias en las que la profundidad de piel es relativamente grande. (b) A muy altas frecuencias la inductancia tiende a la externa.

Con el incremento de la frecuencia, el efecto piel causa que la corriente fluya muy cerca de la superficie del conductor, minimizando el flujo de corriente en el interior del mismo. Por lo anterior, es de esperarse un decremento en la inductancia total causado principalmente por la reducción de la inductancia interna. Explicado esto de manera explícita, al aumentar la frecuencia disminuye la inductancia interna y la inductancia total tiende al valor de la inductancia externa. Esto debe considerarse en toda línea de transmisión en la que los espesores del dieléctrico y del conductor sean comparables, como es el caso de líneas en PCB e incluso en circuitos integrados.

## **2.2 Rugosidad del conductor en líneas de transmisión**

En tecnologías de PCBs, las láminas conductoras (generalmente de cobre) se mantienen adheridas al substrato dieléctrico gracias a la rugosidad que intencionalmente existe en la interfaz correspondiente. Cada fabricante se esfuerza por hacer las superficies de cobre con gran calidad manteniendo la rugosidad al mínimo mientras se intenta lograr que el metal presente resistencia a esfuerzos mecánicos e interacción química y térmica.

Por desgracia, en el diseño y fabricación de circuitos y sistemas electrónicos muchas veces se satisfacen algunos requerimientos a expensas de otros. Éste es el caso de la rugosidad, donde la adherencia es un criterio muy importante. Por un lado ayuda a tener una unión más fuerte entre las placas dieléctricas y conductoras, pero se sacrifica en un aumento de las pérdidas de señal al viajar en las líneas de transmisión. Esto debido a que incrementa las pérdidas asociadas con el conductor. A continuación se discuten algunos conceptos importantes relacionados con este tema.

### **2.2.1 Perfil de una superficie rugosa**

Actualmente, hay tres tipos básicos de perfiles de rugosidad para la interfaz metal–dieléctrico en la fabricación de PCBs. Ordenados de más rugoso a menos rugoso éstos son: perfil estándar (STD, por sus siglas en ingles), perfil muy bajo (VLP, por sus siglas en ingles) y perfil extremadamente bajo (SLVP/HLVP, por sus siglas en ingles).

Para poder estudiar cuantitativamente la rugosidad de las placas de cobre usadas en materiales de PCB, se definen dos figuras de mérito: la altura promedio de los picos y valles de la rugosidad, y del valor *rms* de la función que describe la altura de estos picos y valles. Así, los perfiles de las superficies manejan distintos valores *rms* de rugosidad; el perfil estándar normalmente maneja valores máximos de 10 a 20  $\mu\text{m}$ , el perfil muy bajo de 5 a 10  $\mu\text{m}$  y el perfil extremadamente bajo de 1 a 5  $\mu\text{m}$ . En la Figura 2.6, se puede observar la imagen correspondiente a dos de estos perfiles.

En la Fig. 2.6 se puede apreciar que el perfil estándar muestra irregularidades mucho más pronunciadas que el perfil bajo. Por esta razón, el utilizar este último resulta en un mayor control de la geometría del trazo conductor y más cuando se consideran láminas muy delgadas. El análisis de los efectos causados en la propagación de la señal utilizando los diferentes perfiles de rugosidad ha sido reportado en [17, 29, 30]. Estos trabajos básicamente muestran que el perfil que más aumenta la atenuación de la señal es el perfil estándar; sin embargo, éste es utilizado para proveer una mayor adherencia. Por otra parte, los perfiles bajos son utilizados para reducir las pérdidas por conductor. Sin embargo, el costo también está involucrado en el tipo de perfil a utilizar.

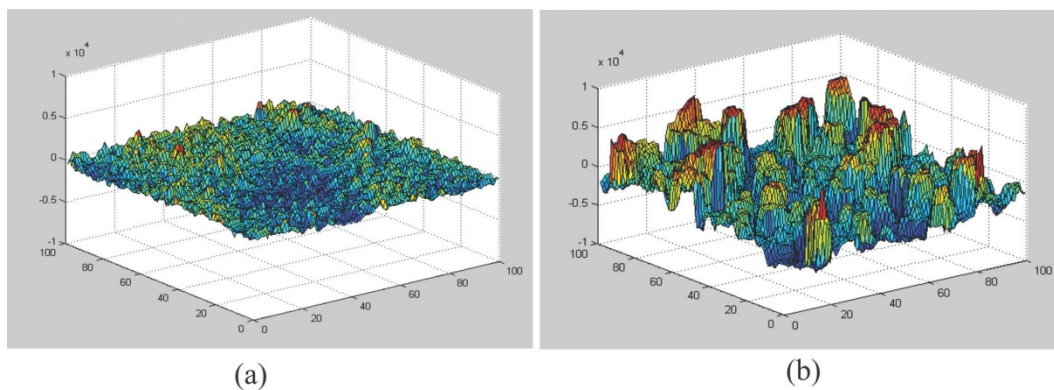


Figura 2.6 Funciones generadas por computadora que representan dos perfiles de superficies rugosas: (a) VLP (perfil muy bajo), (b) STD (perfil estándar) [15].

## 2.2.2 Fabricación

Antes de pasar al modelado eléctrico de los efectos introducidos por la rugosidad en la interfaz metal-dieléctrico en PCBs, es necesario revisar conceptos relacionados con su origen. Esto permite comprender el por qué puede resultar complicado reducir la rugosidad

en un proceso comercial con el fin de disminuir las pérdidas por conductor. En realidad, actualmente existe un compromiso entre el costo de producir estructuras confiables con baja rugosidad y las pérdidas asociadas con una estructura con superficies rugosas.

Cada fabricante tiene su propio proceso para producir superficies rugosas. Sin embargo, dichos procesos caen dentro de tres categorías principales; éstas son:

RA (recocido de láminas): se basa en la fabricación de perfiles rugosos a partir de un lingote de cobre sólido, el cual se pasa por una laminadora. Una vez obtenida, la lamina presenta una superficie con una rugosidad muy baja, con un valor *rms* de 0.1 a 0.2  $\mu\text{m}$ . En PCB, estas láminas son expuestas a tratamientos térmicos, lo cual aumenta el valor de rugosidad de 0.4 a 0.5  $\mu\text{m}$ . Este proceso permite obtener perfiles bajos de rugosidad.

ED (Galvanoplastia): en este tipo de proceso, las láminas son producidas por el revestimiento de las placas a través de una solución acuosa de sulfato de cobre por un tambor de acero, el cual gira lentamente para lograr un pulido en las placas de metal. El lado de la lámina por el cual pasa el tambor exhibe un valor *rms* de rugosidad de alrededor de 0.1 a 0.2  $\mu\text{m}$ , similar al obtenido con el tratamiento RA. Sin embargo, el lado expuesto al baño de la solución acuosa presenta un valor *rms* en el rango de 1 a 3  $\mu\text{m}$ . Este lado es el que se adherirá al substrato debido a que proveerá una mayor adherencia. En la Fig. 2.7 se muestra de manera simplificada el proceso de fabricación por galvanoplastia.

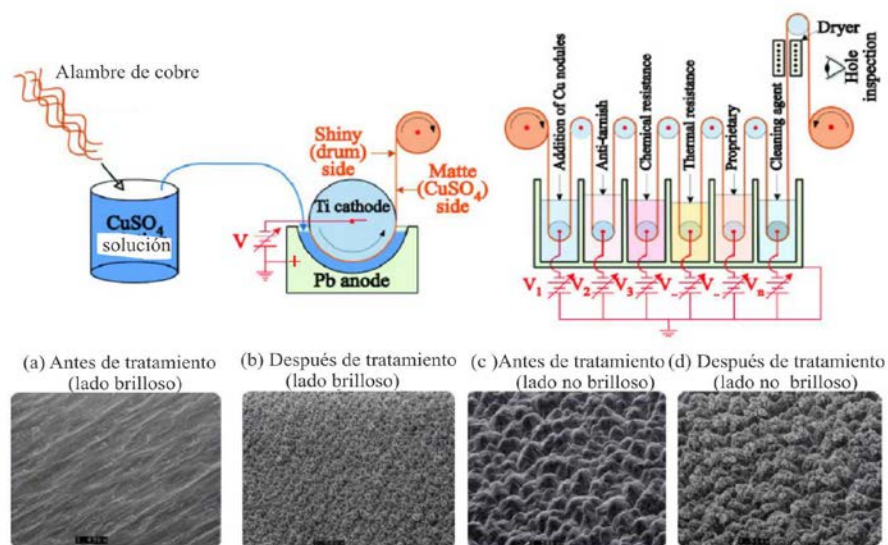


Figura 2.7 Proceso de fabricación de láminas metálicas por galvanoplastia [19].



RT (tratamiento inverso): en este caso, las láminas se producen a partir del proceso de galvanoplastia, pero ahora se utiliza para adherir el lado que fue expuesto al tambor. Los valores *rms* de rugosidad obtenidos a partir del proceso de RT son típicamente 0.5 a 0.7  $\mu\text{m}$ . Es importante mencionar que debido a la menor adherencia de este lado, es necesario llevar a cabo procedimientos secretos o patentados por cada fabricante para conseguir una mejor unión entre los materiales dieléctricos y conductores.

Desafortunadamente, aunque cada uno de los procesos de fabricación busca optimizar el perfil de rugosidad, el cual contribuye positivamente a la adherencia entre los materiales, se tiene un impacto negativo en la integridad de la señal, como lo son las pérdidas de la señal en una línea de transmisión, por lo cual diversos estudios se han enfocado en analizar el impacto que introducen las superficies rugosas, esto a partir del modelado de las mismas. Así, en la siguiente sección se presentan algunos de los estudios realizados a este tipo de superficies.

## 2.3 Modelos de la rugosidad en el conductor

Actualmente, diversos autores se han dado a la tarea de obtener modelos analíticos que predigan el impacto de la rugosidad en las pérdidas por conductor. Para ello, la estructura de los conductores es analizada considerándola como una sábana. En las siguientes secciones se presentaran tres de los modelos más representativos y ampliamente utilizados: el modelo de Hammerstad–Jensen [18], el semiesférico [26, 27] y el modelo de P. Huray [28].

### 2.3.1 Modelo de Hammerstad–Jensen

Una de las maneras más comunes de representar las pérdidas que presenta una línea de transmisión cuyos conductores tienen superficie rugosa es usando la siguiente ecuación:

$$R_{ac} = K_H R_s \sqrt{f} \quad (2.7)$$

donde el producto  $R_s \sqrt{f}$  (con  $R_s$  constante) es el modelo clásico para la resistencia en serie que considera el efecto piel para conductores lisos y  $K_H$  es el coeficiente de Hammerstad–Jensen [18], el cual está expresado por:

$$K_H = 1 + \frac{2}{\pi} \arctan \left[ 1.4 \left( \frac{h_{rms}}{\delta} \right)^2 \right] \quad (2.8)$$

aquí,  $h_{rms}$  es el valor *rms* de la rugosidad y  $\delta$  la profundidad de piel. En la Fig. 2.8 (a) se muestra el modelo en 2D de una superficie rugosa utilizada para llegar a esta ecuación. En este caso, la superficie es representada por una serie de pirámides situadas a lo largo de la parte externa del conductor. La altura equivalente de estas pirámides o dientes es representada por  $h_{rms}$ , cuyo valor afecta al coeficiente de Hammerstad–Jensen de acuerdo con la ecuación (2.8). De igual forma, en la Fig. 2.8 (b) se aprecia el perfil 3D obtenido a partir de mediciones a una placa rugosa de cobre utilizando un medidor de perfil óptico. Aquí, es posible apreciar que la rugosidad no es del todo uniforme, lo que podría limitar la aplicación del modelo de Hammerstad–Jensen.

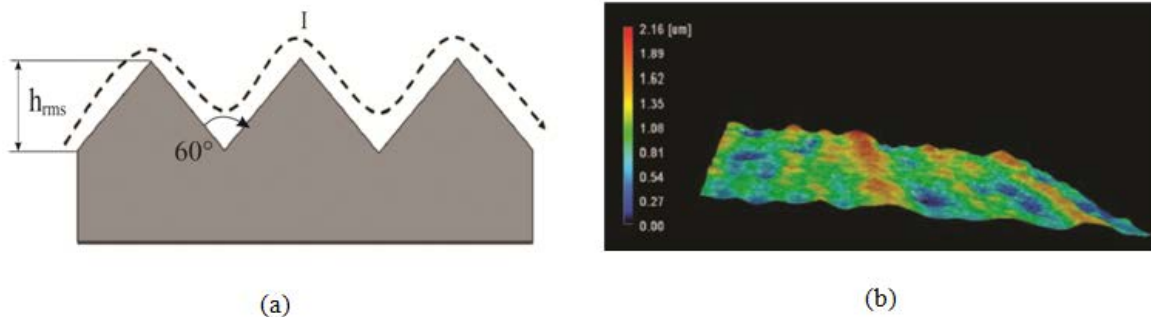


Figura 2.8 (a) Modelo 2D de la rugosidad según Hammerstad y Jensen, (b) Perfil de una placa de cobre rugosa con  $h_{rms} = 2 \mu\text{m}$ , [27].

El hecho de calcular las pérdidas por conductor incluyendo el efecto de la rugosidad considerando el coeficiente de Hammetard–Jensen, ha mostrado una precisión aceptable cuando se consideran superficies relativamente lisas, con un perfil de rugosidad  $h_{rms} < 2 \mu\text{m}$ . Sin embargo, considerando  $h_{rms} > 2 \mu\text{m}$ , el coeficiente de Hammetard–Jensen alcanza y se satura en un valor de 2 a relativamente bajas frecuencias (alrededor de 10 GHz), impidiendo considerar el aumento de  $\alpha_c$  con la frecuencia debido a la rugosidad después de que ocurre esta saturación. En [12], los autores suponen que el modelo puede mantener su validez empleando un factor de corrección que considere un aumento de  $K_H$  con  $f$ . Esto, sin embargo, contribuye a alejar más a este modelo de una interpretación física válida.

## 2.3.2 Modelo semiesférico

El modelo semiesférico fue desarrollado con la intención de mejorar la precisión del modelo de Hammerstad–Jensen, aunque para el mismo rango de niveles de rugosidad. En este caso, un patrón geométrico basado en semiesferas colocadas sobre una superficie plana representa la rugosidad de la placa, véase la Fig. 2.9, donde el principal beneficio alcanzado con el estudio del modelo semiesférico es el entendimiento físico de cómo los campos y las corrientes superficiales se comportan ante la presencia de una protuberancia [27].

Así, el modelo semiesférico permite predecir el impacto que tienen los conductores con superficies rugosas en la resistencia de la línea; esto utilizando la siguiente ecuación cerrada [26]:

$$R_{Hemi}(f) = K_{Hemi} R_s \sqrt{f} \quad (2.9)$$

donde:

$$K_{Hemi} = \frac{P_{tot}}{P_{plano}} = \frac{\left| Re \left[ \eta \left( \frac{3\pi}{4k^2} \right) (\alpha(1) + \beta(1)) \right] \right| + \left( \frac{\mu_0 \omega \delta}{4} \right) (A_{tile} - A_{base})}{\left( \frac{\mu_0 \omega \delta}{4} \right) A_{tile}} \quad (2.10)$$

donde  $\eta = \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0 \epsilon'}$ ,  $k = 2\pi / \lambda$ ,  $\lambda = c / f \sqrt{\epsilon'}$ ,  $A_{tile}$  es el área de cada uno del plano que rodea a la protuberancia o semiesfera y  $A_{base}$  es el área de la base de la semiesfera.

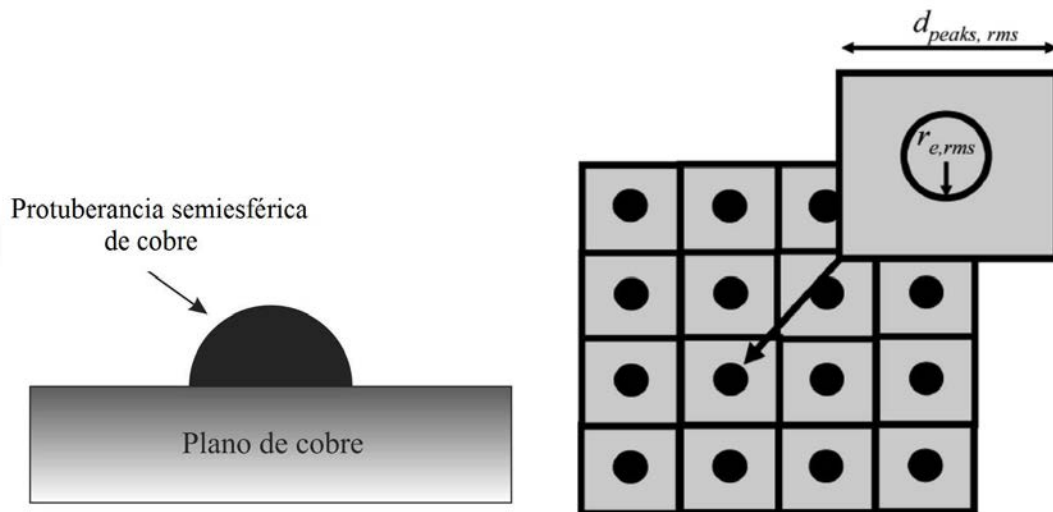


Figura 2.9 Esquema mostrando la representación de una superficie rugosa utilizando semiesferas [27].

Como se mostró en la Fig. 2.9, el modelo semiesférico se presenta a partir de un modelo geométrico simple, el cual permite analizar el impacto de superficies rugosas. Sin embargo éste modelo presenta ciertas desventajas. Una de ellas es que no es apropiado cuando se tienen superficies relativamente lisas y la otra desventaja es que sólo es válido para superficies que presenten las características que se muestran en la Fig. 2.10.

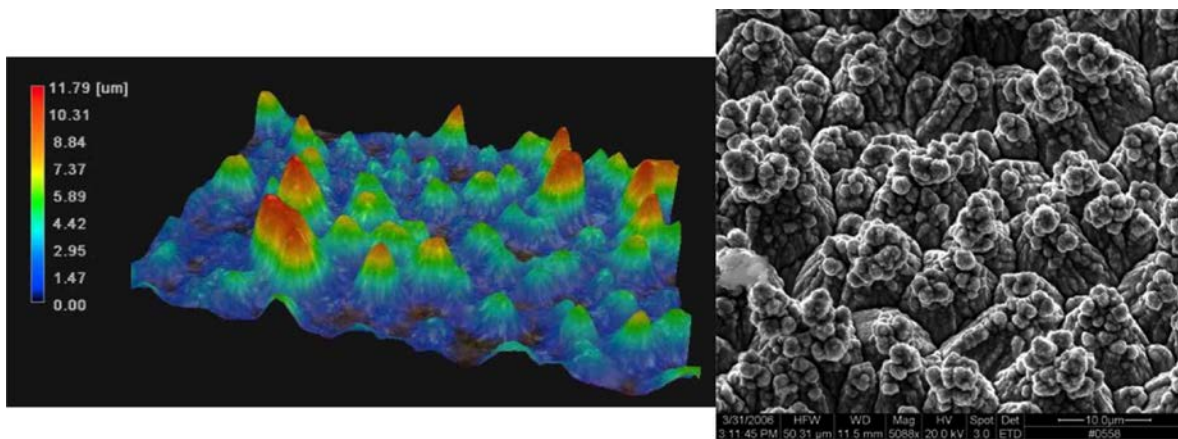


Figura 2.10 (Izquierda) Mediciones de una superficie de cobre rugosa que presenta un perfil muy alto de rugosidad. (Derecha) Fotografía ampliada de la misma superficie mostrada en la Fig. izquierda [26].

### 2.3.3 Modelo de Huray

El modelo propuesto por Paul G. Huray [28], presenta un enfoque más diverso con una técnica de modelado más exacta para la rugosidad de una superficie. A partir de observaciones hechas a los perfiles de cobre rugoso, Huray observó que éstos podían ser representados por estructuras modeladas a partir de “bolas de nieve”, véase la Fig. 2.11 (a). La obtención de este tipo de estructuras se da a partir del galvanoplastia de una placa de cobre sobre otra placa (también de cobre) que es lisa. En este caso, las irregularidades correspondientes se pueden representar como partículas esféricas amontonadas, las cuales crean una superficie en forma de pirámide, tal como se muestra en la Fig. 2.11 (b).

Al igual que para los casos de los modelos de Hammett–Jensen y semiesférico, existe un nuevo factor de corrección,  $K_{Huray}$ , que permite definir la resistencia dependiente de frecuencia como:

$$R_{Huray}(f) = K_{Huray}R_s\sqrt{f} \quad (2.11)$$

donde:

$$K_{Huray} = \frac{P_{flat} + P_{N,esferas}}{P_{flat}} = \frac{\left(\frac{\mu_0 \omega \delta}{4}\right) A_{tile} + \sum_{n=1}^N Re \left[ \frac{1}{2} \eta \left( \frac{3\pi}{k^2} \right) (\alpha(1) + \beta(1)) \right]_n}{\left(\frac{\mu_0 \omega \delta}{4}\right) A_{tile}} \quad (2.12)$$

donde N corresponde al número de esferas necesarias para representar el área de la superficie rugosa, mientras que  $\eta$ ,  $k$ ,  $\lambda$ ,  $A_{tile}$  y  $A_{base}$  corresponden a los mismos parámetros definidos en el modelo semiesférico.

Al igual que el modelo semiesférico, el modelo de Huray es utilizado para el análisis de perfiles de rugosidad estándar. La ventaja de utilizar este modelo está en que permite una mayor precisión en la representación de las pérdidas por conductor a frecuencias hasta de 50 GHz. En contraste, el modelo de Hammerstad–Jensen es confiable hasta 10 GHz, mientras que el semiesférico hasta aproximadamente 30 GHz, tal y como se reporta en [12, 19]. Sin embargo, debido a la complejidad de la extracción de cada uno de los parámetros del modelo de Huray, el modelo de Hammerstad sigue siendo utilizado debido a su sencillez, obviamente penalizando precisión.

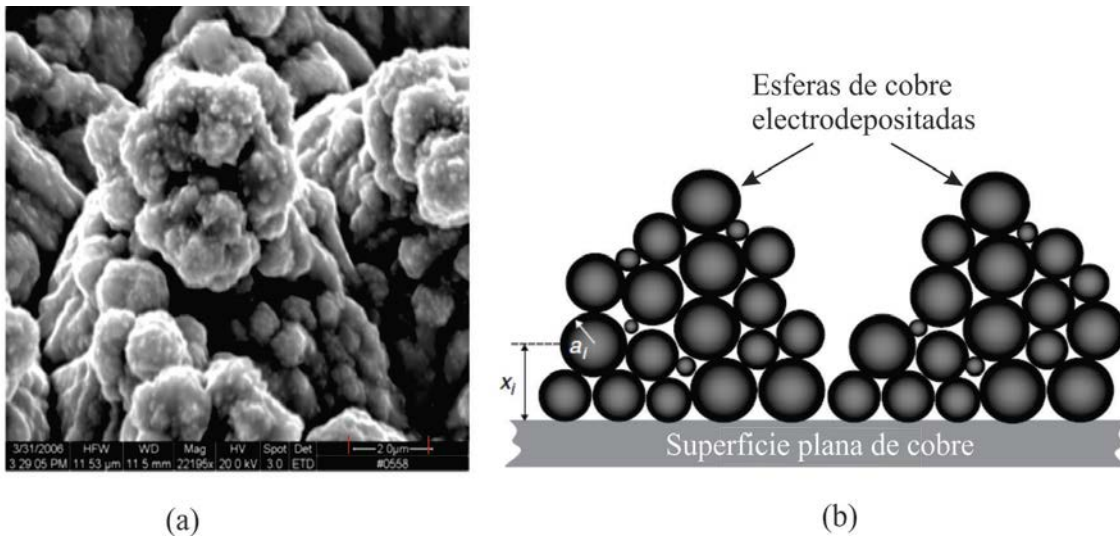


Figura 2.11 (a) Fotografía que muestra el perfil rugoso con características de bolas de nieve, (b) Representación 2D de la rugosidad según Huray [28].

## 2.4 Conclusiones

A lo largo de este capítulo se presentaron diversas formas de representar las pérdidas por conductor de una línea de transmisión a partir del análisis por separado de dos efectos importantes a altas frecuencias: la distribución de corriente y la rugosidad. Como punto inicial se partió de la consideración de materiales perfectamente lisos donde el efecto piel es el factor determinante en la definición de la variación de la resistencia en serie de la línea con la frecuencia, y por ende en la atenuación de la señal. Posteriormente, se consideraron casos más reales en tecnologías de PCB, donde la rugosidad en la entrecara metal–dieléctrico tiene también un papel muy importante en la determinación e impacto de las pérdidas por conductor en una línea de transmisión.

Una vez visto que los dos efectos mencionados impactan de manera importante en la integridad de la señal, en los siguientes capítulos se propone una metodología para considerar ambos en un solo modelo. Esto con la finalidad de lograr una mayor precisión en la estimación y representación de las pérdidas por conductor a un mayor rango de frecuencia que los alcanzados por los modelos mencionados a lo largo de este capítulo.

# Capítulo 3

## Modelado EM

Como se mencionó en el Capítulo 2, uno de los principales problemas que surgen al aumentar la frecuencia de operación de las interconexiones de un sistema electrónico es el considerable aumento de su resistencia por unidad de longitud. Esto se debe a que el efecto piel que se presenta en todo conductor hace que la corriente sea confinada a la superficie. De hecho, debido a la configuración de los campos eléctrico y magnético en una línea, la mayor parte de la corriente fluirá cerca de la interfaz metal–dieléctrico, lo cual reduce el área efectiva de la sección transversal que determina la resistencia de la línea. Debido a esto, es importante resaltar que a pesar de que el efecto de la distribución de la corriente al modelar las pérdidas por conductor ha sido analizado ampliamente [22, 23, 31], no existe un modelo que permita representar su impacto considerando simultáneamente la rugosidad de la interfaz metal–dieléctrico. Por esta razón, el desarrollo de un modelo de este tipo se aborda en este trabajo.

En este capítulo se presenta una metodología para obtener una función que represente la forma en que se distribuye la corriente en la sección transversal de un trazo conductor de una línea microstrip al variar la frecuencia. Esta metodología parte de un análisis sistemático de diferentes estructuras simuladas en el programa computacional de onda completa Sonnet [32], que es un programa orientado a la solución de problemas de propagación electromagnética. Este simulador se utilizó para obtener información acerca de la concentración de corriente del trazo conductor a partir de la suposición de que éste se conforma de dos planos infinitamente delgados, uno que representa la superficie superior y el otro la superficie inferior del conductor. Con esta información, fue posible cuantificar la cantidad de corriente que se concentra en las diferentes regiones del conductor.

### 3.1 Análisis experimental de la concentración de corriente en una línea microstrip

El efecto que tiene la frecuencia en la distribución de corriente en una línea de transmisión se analiza con más detalle en esta sección. Para realizar este estudio es necesario el uso de herramientas de simulación que permitan analizar efectos físicos presentes en dichas estructuras a partir de su respectivo modelado. En este caso, se hace uso del programa HFSS, en el cual se modela una línea de transmisión con dimensiones típicas en un proceso de fabricación de PCB's. Así, la línea física en estudio presenta las siguientes características: ancho  $w = 33 \mu\text{m}$  (13 mils), espesor  $t = 1.8 \mu\text{m}$  (0.7 mils), separación entre el conductor y el plano de tierra  $h = 14.7 \mu\text{m}$  (5.8 mils); estas dimensiones se resumen en la Fig. 3.1. La simulación de esta estructura se realiza en un rango de frecuencias comprendido entre 0.01 GHz y 30 GHz, rango en el cual es posible observar el efecto físico a analizar.

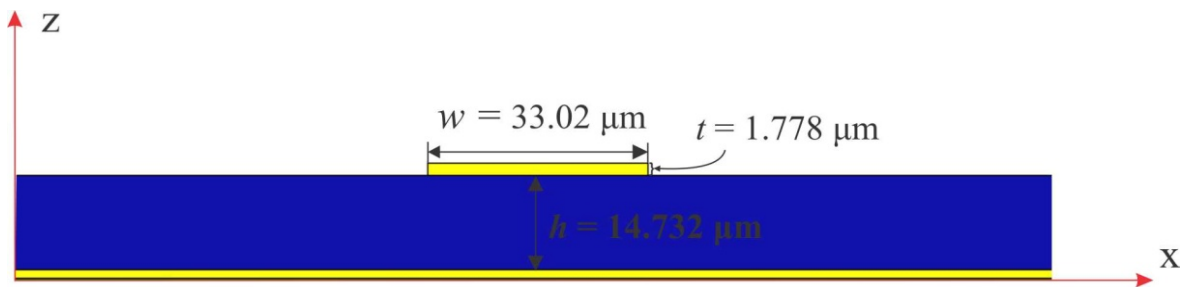


Figura 3.1 Estructura de línea microstrip simulada en HFSS.

Los resultados de las simulaciones realizadas a la estructura de la Fig. 3.1 se presentan en la Fig. 3.2, donde se observa que a bajas frecuencias (0.01 GHz) la corriente se distribuye uniformemente en toda la sección transversal del conductor. A medida que la frecuencia incrementa, la corriente se confina en mayor proporción en la superficie del conductor, haciéndose más visible a partir de los 10 GHz. Conforme la frecuencia sigue en aumento, se observa que la corriente se concentra considerablemente en la superficie inferior del trazo.



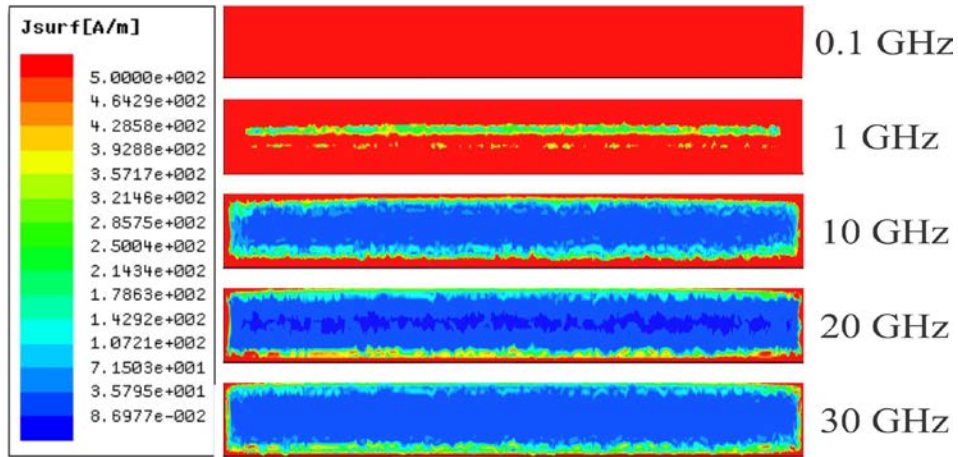


Figura 3.2 Distribución de corriente en sección transversal de trazo conductor a diferentes frecuencias obtenido de simulador HFSS.

Para facilitar el análisis experimental de este trabajo, se toma como referencia el modelo de la línea de transmisión propuesto en [22], en donde el trazo conductor es dividido en dos áreas que representan las superficies inferior y superior del conductor, áreas en las cuales se concentra la mayor cantidad de corriente a altas frecuencias, tal y como se verificó en las simulaciones presentadas en la Fig. 3.2. Siendo ahora que la resistencia que modela al trazo de la línea quede conformada por dos resistencias: una asociada a la resistencia de la superficie inferior del trazo  $R_{inferior}$  y la otra a la superficie superior del trazo  $R_{superior}$ , tal y como se muestra en la Fig. 3.3. Siendo que la resistencia total de la línea se obtenga del paralelo de ambas resistencias:

$$R_{línea} = R_{superior} || R_{inferior} \quad (3.1)$$

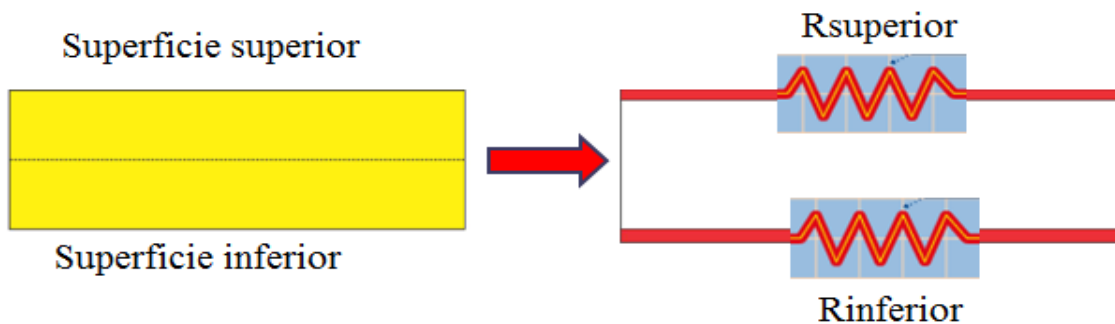


Figura 3.3 Representación de la resistencia de la línea.

Como se mencionó en el Capítulo 2, la resistencia de una línea de transmisión tiene asociado un modelo específico, definido a partir de los efectos físicos presentes en el trazo

conductor. Es así que a  $R_{superior}$  y  $R_{inferior}$  se les asocia también un respectivo modelo, que considere las pérdidas presentes en cada una de las áreas que representan dichas resistencias:

$$R_{superior} = \frac{1}{(1-n_{inf})} k_1 \sqrt{f} \quad (3.2a)$$

$$R_{inferior} = \frac{1}{(n_{inf})} k_1 k_H \sqrt{f} \quad (3.2b)$$

Sustituyendo las ecuaciones (3.2a) y (3.2b) en (3.1), la resistencia de la línea queda expresada de la siguiente forma:

$$R_{línea} = \frac{k_1 k_H \sqrt{f}}{k_H (1 - n_{inf}) + n_{inf}} \quad (3.3)$$

donde  $k_1 \sqrt{f}$  representa las pérdidas asociadas a un conductor perfectamente liso presentadas en el Capítulo 2,  $k_H$  las pérdidas asociadas al efecto de la rugosidad y definidas a partir del coeficiente de Hammerstad – Jensen,  $n_{inf}$  representa las pérdidas asociadas con la variación de la concentración de corriente en la superficie inferior del trazo y  $(1 - n_{inf})$  representa las pérdidas asociadas con la variación de la concentración de corriente en la superficie superior de este. Siendo estos dos últimos parámetros los que se analizarán en este capítulo.

Para obtener la concentración de corriente  $n$  se utiliza el programa Sonnet, el cual permite obtener de manera específica dicha cantidad. En este caso, el modelo propuesto por este simulador fue presentado en el Capítulo 2 y permite modelar el trazo conductor a partir de dos superficies, esto se hace con del uso de la función en Sonnet “metal tipo grueso” (Thick Metal, en inglés), siendo ésta una función que permite obtener una mayor precisión en el modelado considerando el grosor del conductor con características 3D. El uso de este tipo de modelado permite considerar las pérdidas del conductor y analizar efectos EM que ocurren físicamente en los conductores.

El usar el modelado del conductor como “tipo grueso” permite aproximar la estructura del trazo conductor por medio de dos o más láminas de metal infinitamente delgadas. El modelo más usado, y el cual es de utilidad para el desarrollo de este trabajo, es el que

utiliza dos láminas de metal, donde una de las láminas representa la superficie superior del trazo conductor y la segunda lámina representa la superficie inferior de éste. Para permitir un flujo de corriente entre las láminas, el simulador coloca automáticamente vías situadas en el perímetro de las láminas. La razón por la cual Sonnet considera que el trazo es dividido por dos laminas es debido a que a altas frecuencias la corriente fluye en la superficie del conductor cercana a los bordes de éste, siendo que la razón total de corriente en el trazo es la razón de la corriente que fluye en la superficie superior del metal a la superficie inferior de éste. En la Fig. 3.4 se puede apreciar la estructura de una línea microstrip representada con el modelo mencionado.

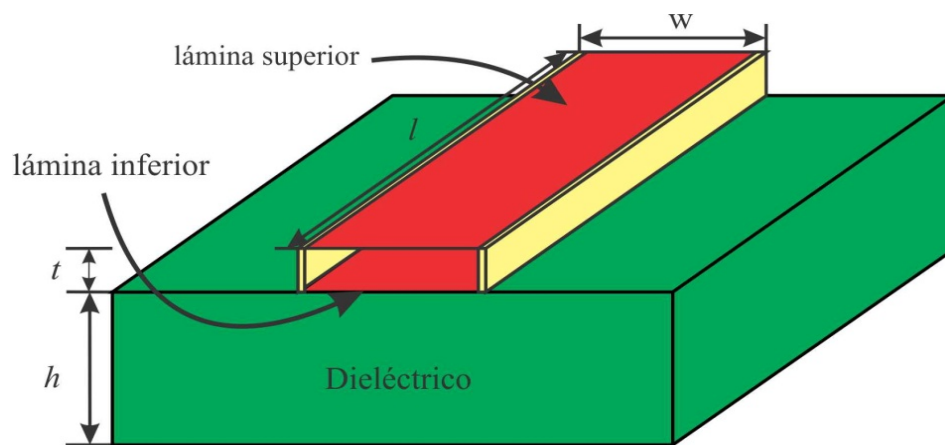


Figura 3.4 Estructura de línea microstrip analizada en Sonnet, donde el grosor del trazo conductor es modelado por dos láminas infinitamente delgadas unidas por vías.

Con la finalidad de analizar la dependencia que presenta la concentración de corriente en la sección transversal de la línea con la frecuencia, se considera la variación de la geometría de ésta, dicho análisis se presenta en la siguiente sección.

## 3.2 Concentración de corriente en función de geometría

Aunque la distribución de los campos eléctrico y magnético presentes en la línea a alta frecuencia son los que determinan la concentración de corriente en el trazo conductor, también es importante considerar la geometría de ésta, ya que al igual que la resistencia de la línea, las variaciones en sus dimensiones modifican sus características. Es por esto que, para determinar la dependencia de la concentración de corriente con las dimensiones de la línea a una frecuencia dada, se procedió a realizar simulaciones en Sonnet de líneas con

distintas geometrías. Las dimensiones que se variaron corresponden a las de la sección transversal del trazo conductor de la línea (espesor  $t$  y ancho  $w$ ). Además, se modificó la separación entre el plano de tierra y el conductor  $h$ , que se muestran en la Fig. 3.4. Cada una de estas estructuras se analizó en un rango de frecuencia de 0.01 GHz a 30 GHz.

### 3.2.1 Concentración de corriente variando espesor del conductor ( $t$ )

Para analizar la concentración de corriente a partir de las variaciones en el grosor de la línea, se propusieron tres estructuras de análisis. En la Fig. 3.5 se aprecia el bosquejo de una línea microstrip, en el que se muestran los tres valores de grosor utilizados para cada una de las estructuras, dichas dimensiones corresponden a la distancia de separación existente entre las láminas. Con estas variaciones, los resultados que se esperan obtener son los siguientes: cuando la línea presenta un grosor pequeño (por ejemplo, igual a  $t/2$ ), la corriente se distribuye en menor proporción en su superficie inferior que cuando se tiene un grosor mayor (por ejemplo, igual a  $2t$ ). Sin embargo, es de esperarse que a bajas frecuencias, para cada una de las estructuras, la concentración de corriente en ambas láminas sea la misma, y que conforme la frecuencia aumente, la concentración de corriente se incremente en la lámina inferior, esto independientemente de la estructura analizada. Como se puntualiza antes, la diferencia entre ambos casos radica en que el aumento en la concentración de corriente en la parte inferior de la línea con la frecuencia es menor cuando su grosor es más pequeño.

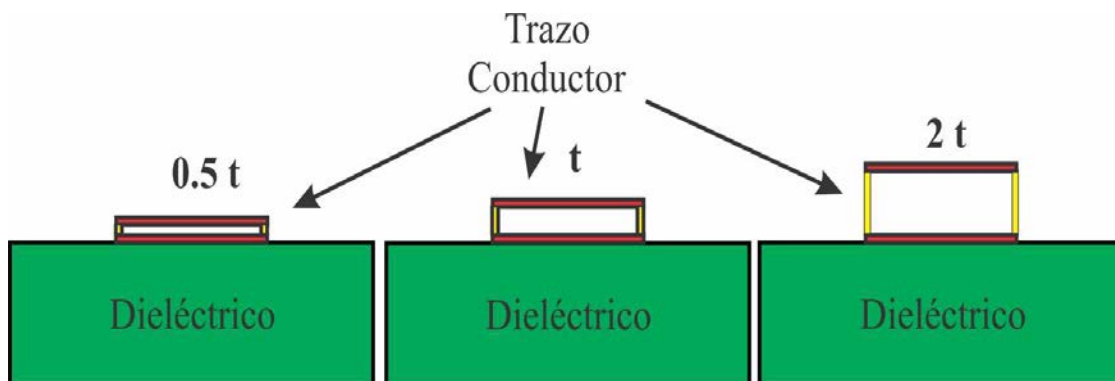


Figura 3.5 Sección transversal de tres estructuras microstrip con diferente espesor  $t$ .

Para obtener la concentración de corriente en la línea microstrip a partir de simulaciones es necesario dividir el trazo de ésta en cierto número de celdas, donde el número de celdas que se definen impacta directamente en la precisión de los resultados. Así, en Sonnet se definió que el ancho  $w$  del trazo de la línea se dividiera en 130 celdas, donde cada celda presenta un ancho de 0.1 mil. Una vez definido este parámetro, Sonnet agrupa automáticamente  $m$  número de celdas en  $n$  número de subdivisiones. Dicha asignación depende si el área analizada se considera crítica o no crítica. Así, las áreas críticas corresponden a aquellas donde la densidad de corriente puede presentar cambios sustanciales con la frecuencia (por ejemplo en los bordes del trazo) y a estas se le asigne solo una celda. En contraste, las áreas no críticas (por ejemplo, en el centro del trazo) son aquellas donde la densidad de corriente no presenta cambios significativos, siendo que estas subdivisiones consten de un mayor número de celdas, que para este caso son 24. En la Fig. 3.6 se presenta una sección del trazo de la línea de los casos mostrados en la Fig. 3.5, en donde es posible apreciar las 130 celdas en las que se dividió el trazo y junto con las 13 subdivisiones de éste. Es importante mencionar, que debido a que el parámetro que se está variando en esta sección es el grosor del trazo  $t$ , cada una de las estructuras presentan el mismo número de celdas y subdivisiones.

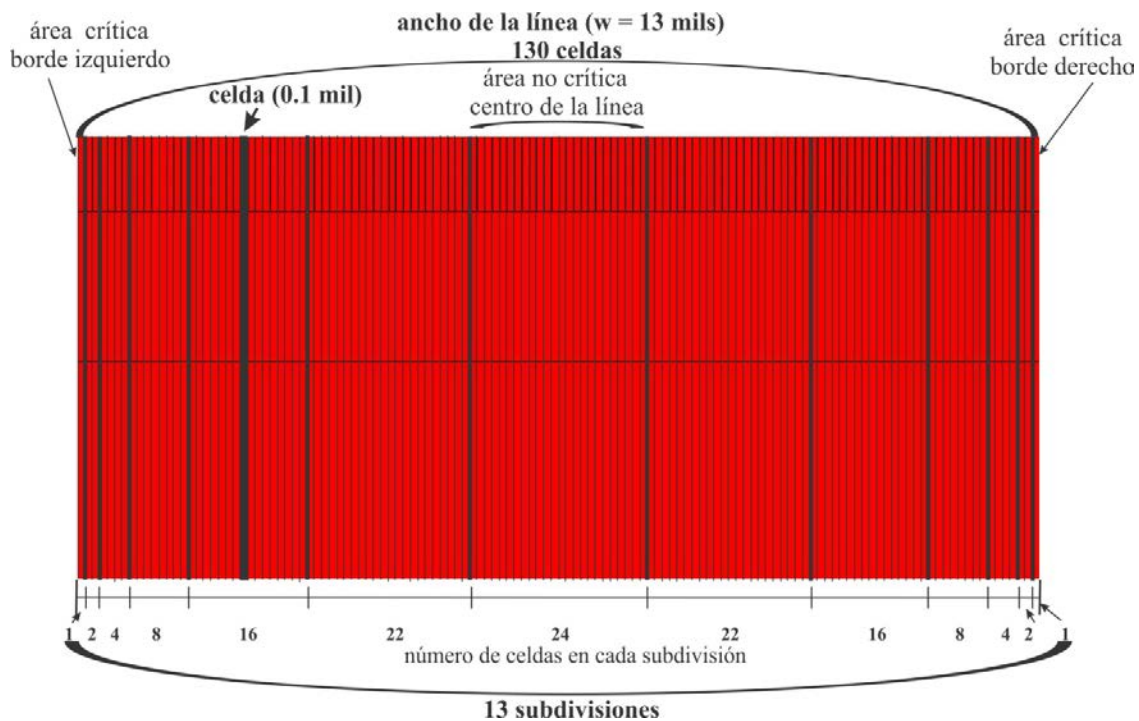


Figura 3.6 Subdivisiones del trazo conductor definidas en Sonnet.

Una vez mostrado el análisis anterior, y con los resultados obtenidos de las simulaciones, se procedió a extraer la densidad de corriente en cada una de las subdivisiones, esto a partir de la suma de la corriente de las celdas que conforman cada una de las subdivisiones mostradas en la Fig. 3.6:

$$I_{sub,inf}(n) = \frac{\sum_{m=M}^{m=N} I_{celda}(m)}{x} \quad (3.4a)$$

$$I_{sub,sup}(n) = \frac{\sum_{m=M}^{m=N} I_{celda}(m)}{x} \quad (3.4b)$$

donde  $I_{sub,inf}$  e  $I_{sub,sup}$  corresponden a la corriente en cada  $n$  subdivisión de las superficies del trazo (inferior y superior, respectivamente).  $I_{celda}$  es la corriente en cada  $m$  celda.  $M$  indica la primera celda del extremo izquierdo de cada  $n$  subdivisión y  $N$  la última celda del extremo derecho de cada  $n$  subdivisión. Finalmente  $x$  corresponde al ancho de cada  $n$  subdivisión.

Ahora, para obtener la concentración de corriente en el trazo de la línea se necesita determinar la concentración tanto en la superficie inferior ( $S_{inf}$ ) como en la superficie superior ( $S_{sup}$ ) del trazo, la cual se obtiene de la sumatoria de la concentración de corriente del  $n$  número de subdivisiones obtenida de (3.4a y 3.4b) para  $S_{inf}$  y  $S_{sup}$ :

$$IS_{inferior} = \sum_{n=1}^{n=N} I_{sub,inf}(n) \quad (3.5a)$$

$$IS_{superior} = \sum_{n=1}^{n=N} I_{sub,sup}(n) \quad (3.5b)$$

donde  $IS_{inferior}$  corresponde a la corriente en la superficie inferior del trazo,  $IS_{superior}$  a la corriente en la superficie superior del trazo y  $N$  al número de subdivisiones presentes en el trazo de la línea.

Siendo así, la suma de la contribución de cada una de las  $n$  subdivisiones de cada una de las superficies, corresponden a la concentración de corriente en toda la línea, que para este caso se normaliza a uno:

$$IS_{inferior} + IS_{superior} = 1 \quad (3.6)$$

Con la obtención de la corriente total, es ahora posible obtener el porcentaje de corriente en cada subdivisión del trazo de la línea, la cual se obtiene a partir de las siguientes ecuaciones:

$$P_{sub,inferior}(n) = \frac{I_{sub,inf}(n)}{IS_{inferior}} \quad (3.7a)$$

$$P_{sub,superior}(n) = \frac{I_{sub,sup}(n)}{IS_{superior}} \quad (3.7b)$$

donde  $P_{sub, superior}$  y  $P_{sub, inferior}$  indican el porcentaje de corriente en cada  $n$  subdivisión.

A partir de las ecuaciones (3.7a y 3.7b) es posible presentar gráficamente el porcentaje de concentración de corriente en cada una de las subdivisiones de la sección transversal de la línea, para las variaciones del parámetro  $t$  presentadas en la Fig. 3.5. Dicha representación grafica se presenta en la Fig. 3.7. Aquí, se puede observar diferentes graficas que corresponden a la concentración de corriente en determinado punto de frecuencia (0.1, 1.01, 10.01, 20.01 y 30 GHz, respectivamente). Donde el eje de las abscisas nos indica las dimensiones del trazo de la línea así como las dimensiones de cada una de las subdivisiones de este, tomando como punto de referencia el centro de la línea. Por otra parte el eje de las ordenadas nos indica el porcentaje de concentración de corriente en cada subdivisión de la línea.

Así, en las graficas de la Fig. 3.7 se aprecia una mayor concentración de corriente en las subdivisiones situadas en los bordes de la línea, esto en la superficie inferior del trazo. Aunque esta elevada concentración de corriente se aprecia en cada una de las gráficas, ésta se acentúa más con el incremento de la frecuencia. Con estos resultados se corrobora los resultados obtenidos de las simulaciones en el programa HFSS y de lo dicho en la literatura, el incremento de la frecuencia ocasiona que una mayor cantidad de corriente se concentre en la superficie del trazo conductor.

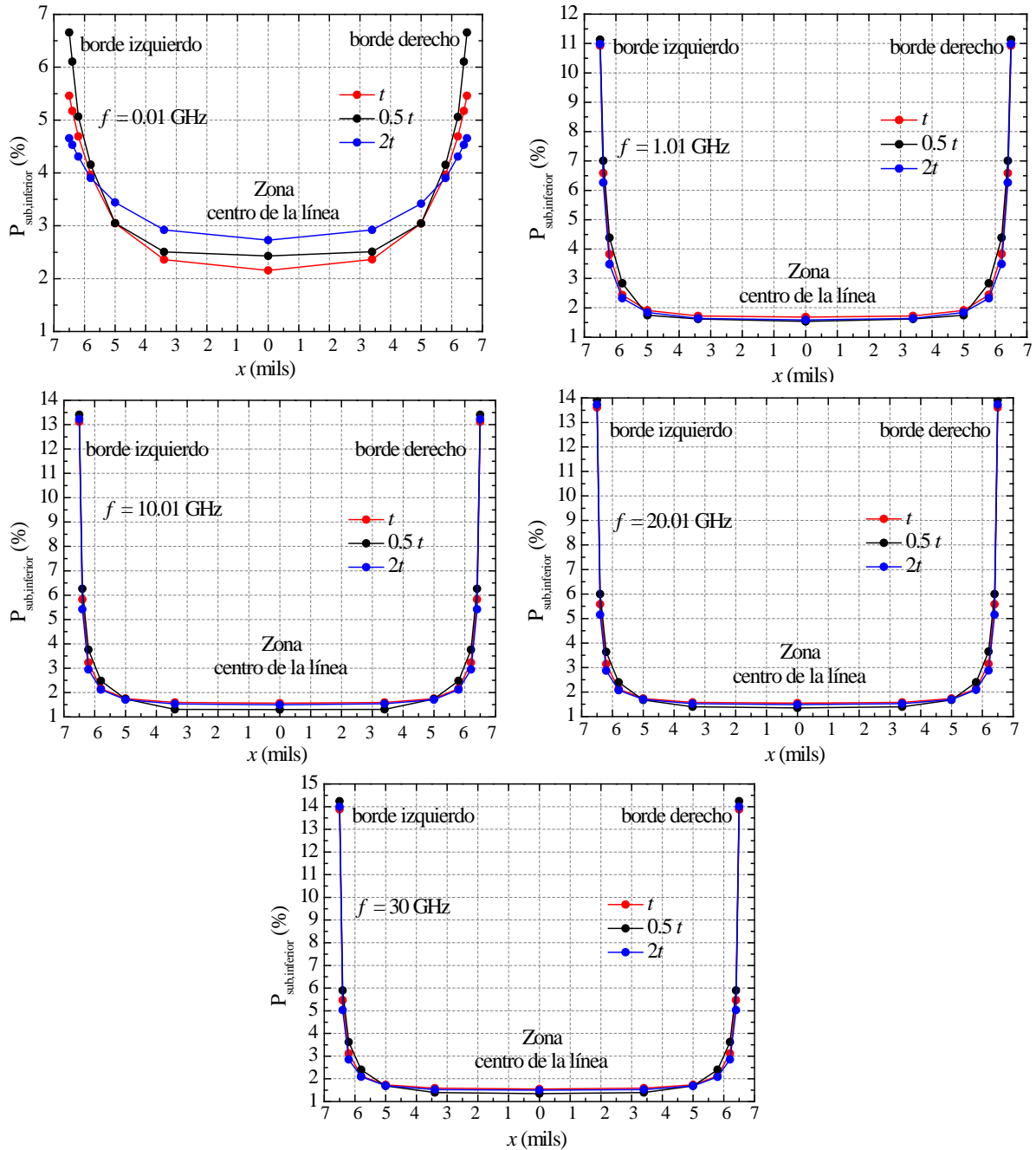


Figura 3.7 Porcentaje de concentración de corriente en la superficie inferior del trazo asociada con una subdivisión a diferentes frecuencias, para variaciones de  $t$ .

Un parámetro obtenido de los resultados anteriores es la razón de concentración de corriente que existe entre las subdivisiones localizadas en la zona centro del trazo y las localizadas en los bordes de este. Con esto, es posible obtener una relación que nos indica cuantas veces la concentración de corriente en los bordes del trazo es mayor que en el centro de este. La ecuación que permite obtener dicha razón es la siguiente:



$$P_b = \frac{P_{sub(borde)}}{P_{sub(centro)}} \quad (3.8)$$

donde  $P_{sub(borde)}$  indica el porcentaje de corriente en la subdivisión del centro del trazo,  $P_{sub(centro)}$  el porcentaje de corriente en la subdivisión de uno de los bordes de éste y  $P_b$  es la razón que indica que porcentaje es mayor la concentración de corriente en el borde de la línea que en el centro de esta.

En la Fig. 3.8 se presentan los resultados obtenidos de (3.8). A bajas frecuencias (0.01GHz) la corriente en los bordes del trazo de la línea alcanza a ser hasta un 3% mayor que en el centro, mientras que a altas frecuencias (30 GHz) el porcentaje de corriente en los bodes es mayor que en el centro por un 9%.

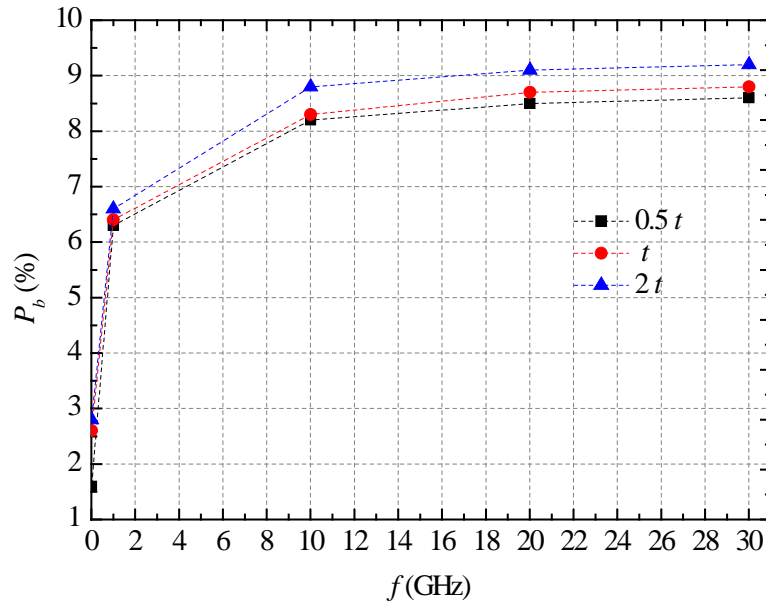


Figura 3.8 Razón de corriente asociada a la cantidad de corriente que fluye en los bordes del trazo con respecto al centro de éste en  $S_{inf}$  variando el grosor del trazo de la línea microstrip.

Con la extracción del porcentaje de corriente en cada una de las subdivisiones del trazo de la línea, es posible también obtener el porcentaje de corriente en cada una de las superficies ( $S_{inf}$  y  $S_{sup}$ ). Esto se obtiene sumando el porcentaje de corriente de cada una de las subdivisiones para cada una de las superficies:

$$PS_{inf} = \sum_{n=1}^{n=N} P_{sub,inferior}(n) \quad (3.9a)$$

$$PS_{sup} = \sum_{n=1}^{n=N} P_{sub,superior}(n) \quad (3.9b)$$

donde  $N$  corresponde al número total de subdivisiones,  $PS_{sup}$  es el porcentaje de corriente que se concentra en la superficie superior del trazo y  $PS_{inf}$  es el porcentaje de corriente que se concentra en la superficie inferior de éste.

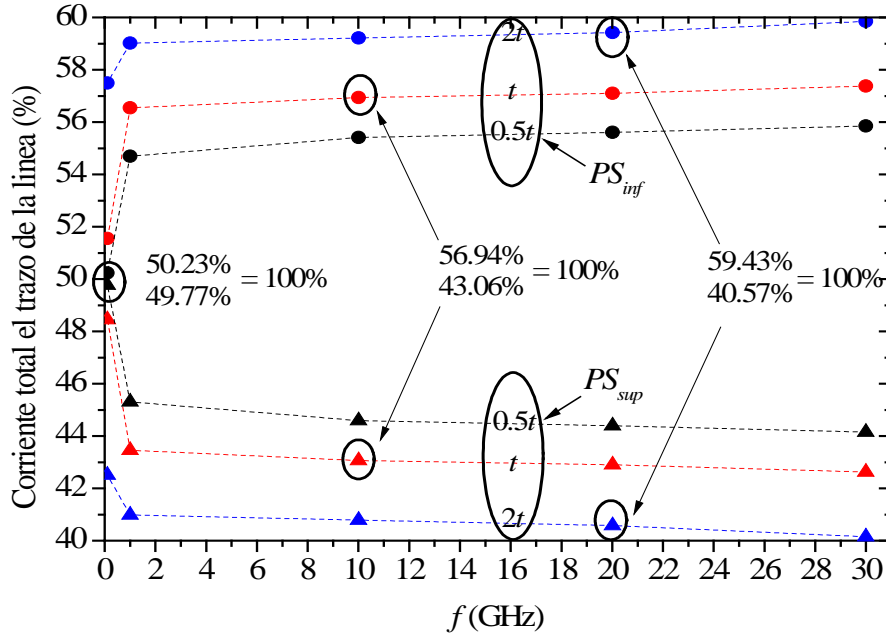


Figura 3.9 Porcentaje de concentración de corriente correspondiente a las superficies inferior y superior del trazo de una línea microstrip.

En la Fig. 3.9 se observa las curvas que representan la concentración de corriente total de la línea en función de la frecuencia, la cual se encuentra conformada en dos partes: una correspondiente al porcentaje de corriente que fluye en la superficie superior del trazo y la otra correspondiente a la corriente en la superficie inferior de este. Así, para cada punto en frecuencia analizado la contribución de corriente de ambas superficies corresponde al 100%.

Con las curvas mostradas en la Fig. 3.9 se puede observar la tendencia que sigue la corriente en el trazo de la línea con el incremento de frecuencia, sin embargo se requiere de un mayor número de valores de frecuencia para un análisis más preciso, por lo cual se presenta la Fig. 3.10. Aquí se presenta solo la contribución de corriente de la superficie

inferior del trazo, ya que como se planteo en (3.3 y 3.6) la corriente en la superficie superior es el complemento de la corriente total en el trazo, por lo cual presentan la misma tendencia, tal y como se observa en la Fig. 3.9.

En la Fig. 3.10 se observa que en la mayor parte del rango de frecuencia analizado el porcentaje de corriente incrementa linealmente con la frecuencia, esto para cada una de las curvas de los casos analizados. Sin embargo, el porcentaje de corriente en esta superficie varía para cada uno de las estructuras analizadas, siendo que para el caso donde el trazo de la línea presenta un grosor menor ( $0.5 t$ ) el porcentaje de corriente es menor que cuando el grosor de la línea es mayor ( $2t$ ), esto en todo el rango de frecuencia.

La tendencia lineal que presentan las curvas de la Fig. 3.10 se analizará con más detalle en la Sección 3.3.

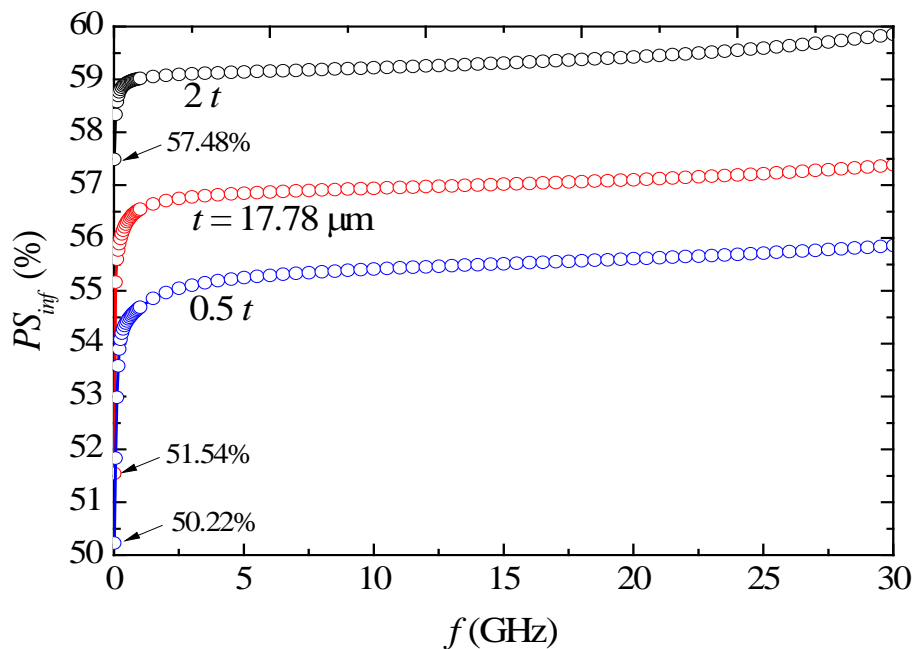


Figura 3.10 Porcentaje de concentración de corriente en la superficie inferior del trazo de una línea microstrip ( $S_{inf}$ ) variando el espesor  $t$ .

### 3.2.2 Concentración de corriente variando el espesor del dieléctrico ( $h$ )

Otro parámetro que afecta la concentración de corriente en una línea microstrip, es la separación entre el conductor y el plano de tierra  $h$ , la cual será analizada en la presente

sección. Para este caso, se proponen tres distintos valores de espesor de dieléctrico, los cuales se muestran en las estructuras de la Fig. 3.11. Al igual que en el caso anterior, esta distancia afecta de manera importante la concentración de corriente; esto debido a que la carga tiende a concentrarse en mayor cantidad en la parte inferior de la línea de señal conforme se encuentra más cerca del plano de tierra. Entonces, para una frecuencia dada y manteniendo todas las demás dimensiones, la concentración de corriente en la superficie inferior del trazo aumenta al disminuir la separación entre la línea de señal y el plano de tierra. A continuación se corrobora esto a través de simulaciones EM.

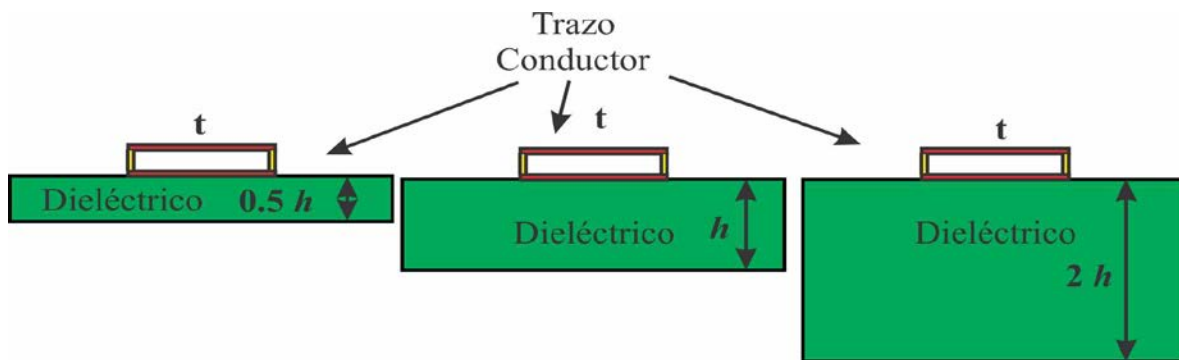


Figura 3.11 Sección transversal de tres estructuras microstrip con diferente espesor del dieléctrico  $h$ .

En la Fig. 3.12 se muestra la concentración de corriente en la sección transversal de trazo de la línea correspondiente a cada una de las estructuras mostradas en la Fig. 3.11. Aquí, se presenta el porcentaje de concentración de corriente en cada una de las subdivisiones del trazo de la línea extraídas de (3.7a y 3.7b) en función de la frecuencia. Al igual que en el caso anterior, las subdivisiones que se encuentran localizadas en los bordes del trazo son las que presentan una mayor concentración de corriente, esto para todos los valores de frecuencia mostrados (0.1, 1.01, 10.01, 20.01 y 30 GHz). Sin embargo, este efecto de alta concentración de corriente en la superficie del conductor se ve acentuado en la grafica que presenta los resultados a 30 GHz.

Las graficas de la Fig. 3.12 muestran la misma tendencia para cada una de las estructuras analizadas, la concentración de corriente en los bordes del trazo es mayor que en el centro de esta. Una forma de cuantificar estos resultados es a partir de la ecuación 3.8, la cual nos proporciona el porcentaje equivalente de cuanto es mayor la concentración de corriente en los bordes que en el centro del conductor.

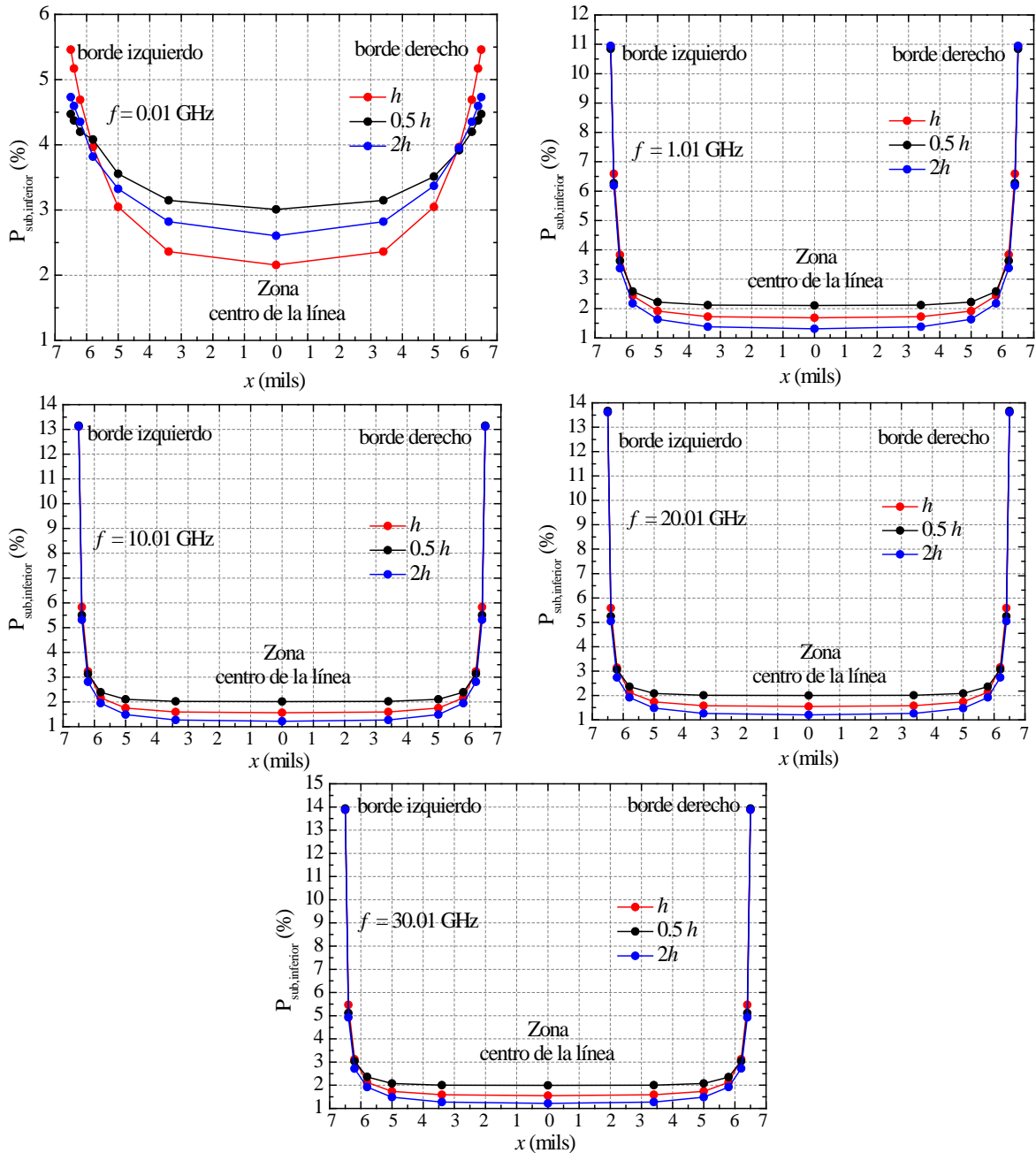


Figura 3.12 Porcentaje de concentración corriente en la superficie inferior del trazo asociada con las subdivisiones del trazo a diferentes frecuencias para variaciones de  $h$ .

En los resultados mostrados en la Fig. 3.13 se aprecia claramente que la corriente se concentra en una mayor proporción en los bordes del trazo que en el centro, alcanzando a ser un 3 por ciento mayor a bajas frecuencias y hasta un 10.5 por ciento a altas frecuencias. Con estos datos se muestra también que la concentración de corriente en los bordes del

conductor es más sensible a las variaciones del espesor del dieléctrico en comparación con las del espesor del trazo.

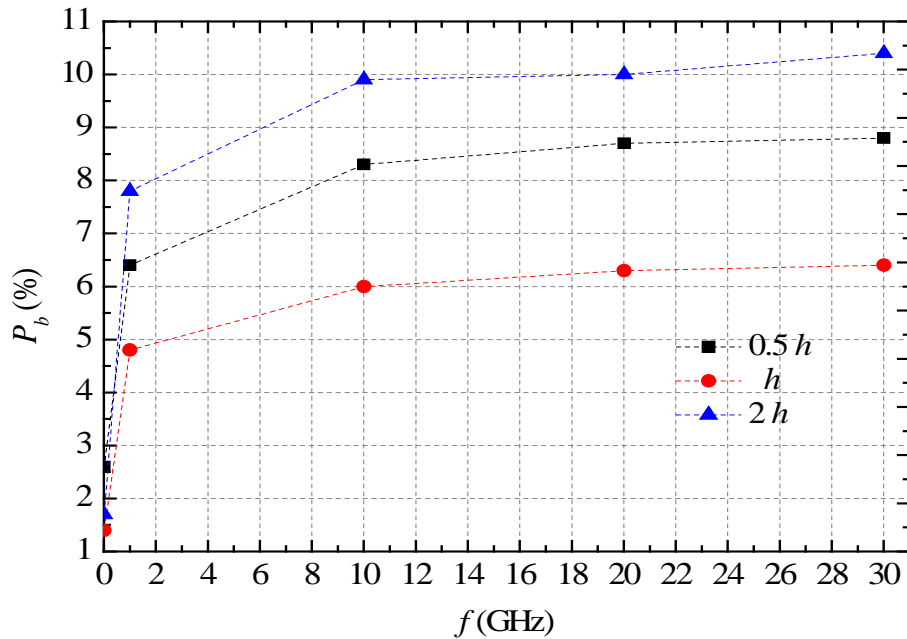


Figura 3.13 Razón de corriente asociada a la cantidad de corriente que fluye en los bordes del trazo con respecto al centro de éste en  $S_{inf}$  variando el grosor del dieléctrico de la línea microstrip.

Por otra parte, en la Fig. 3.14 se presentan los resultados de extraer la corriente total del trazo a partir de (3.9) para las variaciones de  $h$ , donde la suma del porcentaje de corriente en cada superficie equivale al 100% de la corriente que fluye en el trazo, esto para cada valor de frecuencia dado. Se puede apreciar también, que el porcentaje máximo de corriente en la superficie inferior del trazo se presenta en la estructura con un espesor de dieléctrico de  $0.5 h$ , mientras que el porcentaje mínimo se presenta en la estructura con un espesor de dieléctrico de  $2h$ . Esta tendencia se aprecia en todos los puntos de frecuencia analizada, por lo que con estos resultados podemos concluir que entre menor sea la separación que existe entre el dieléctrico y el plano de tierra, va a existir una mayor concentración de corriente en la superficie inferior del trazo. Lo contrario sucede en la superficie superior del trazo, donde la concentración de corriente disminuye conforme la frecuencia incrementa, esto se debe a que ambas concentraciones conforman la corriente total en la línea, por lo que al incrementarse una la otra debe disminuir.

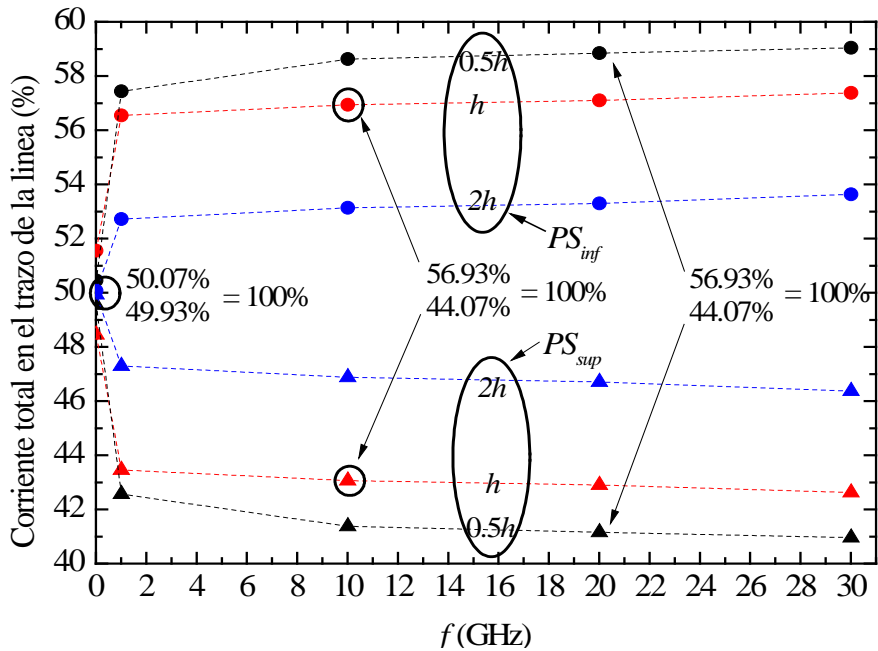


Figura 3.14 Porcentaje de concentración de corriente correspondiente a las superficies inferior y superior del trazo de una línea microstrip.

En la Fig. 3.15 se presentan las curvas con una mayor resolución en frecuencia de las curvas de la Fig. 3.14. Con esto es posible realizar un análisis más preciso de la concentración de corriente en la línea.

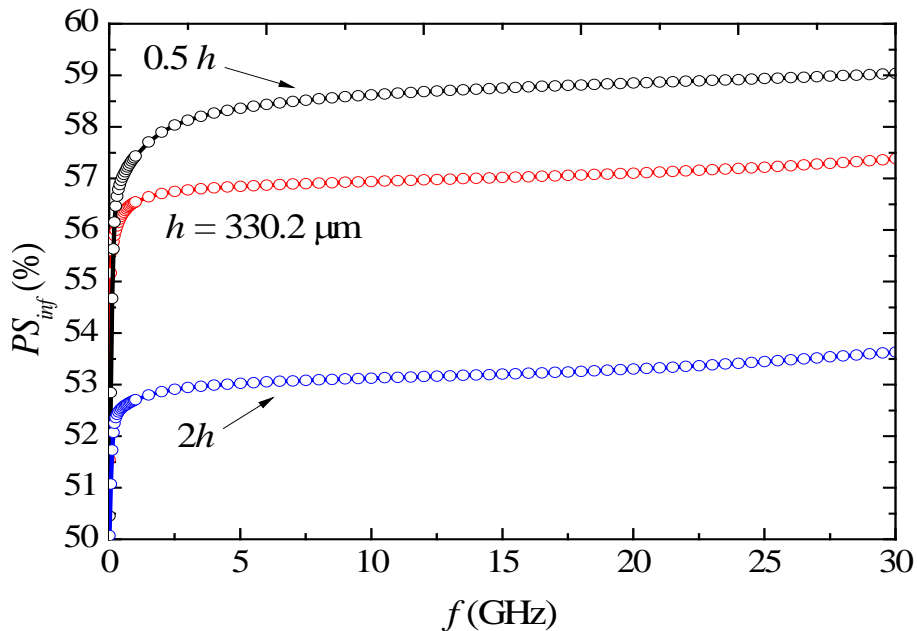


Figura 3.15 Porcentaje de concentración de corriente en la superficie inferior del trazo de una línea microstrip ( $S_{inf}$ ) variando el espesor del dieléctrico  $h$ .

Las curvas mostradas en la Fig. 3.15 muestran la misma tendencia, conforme la frecuencia incrementa la concentración de corriente también incrementa. Esta tendencia, es la misma que la que se presenta en las estructuras donde se analizó la variación del espesor del trazo conductor. Dicha tendencia se analizara de igual forma en la Sección 3.3.

### 3.2.3 Concentración de corriente variando ancho del conductor ( $w$ )

Un último parámetro que también afecta la concentración de corriente en una línea microstrip es el ancho del trazo de la línea  $w$ . De acuerdo con predicciones hechas en [33], la concentración de corriente en la sección transversal del trazo conductor incrementa conforme el ancho de la línea disminuye. Teniendo en cuenta esto, se proponen tres distintos valores de ancho del trazo, los cuales se muestran en la Fig. 3.16.

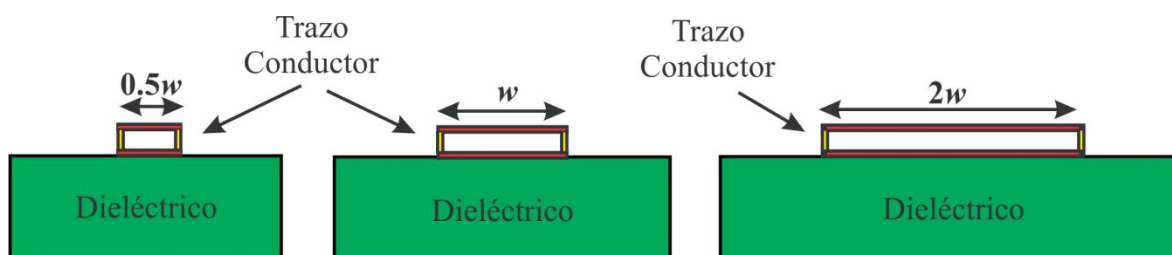


Figura 3.16 Sección transversal de tres estructuras microstrip con diferente ancho del trazo conductor  $w$ .

De igual forma que en los casos mostrados en las dos secciones anteriores, en la Fig. 3.17 se muestran las curvas que representan el porcentaje de corriente en las subdivisiones del trazo en la superficie inferior de esta, extraídas a partir de (3.7a) para la variación del ancho del trazo de la línea. En estas gráficas, al igual que en los casos anteriores se observa la misma tendencia al incrementarse la frecuencia: la corriente en el centro de la superficie inferior del trazo se mantiene casi constante para todo el rango de frecuencia, sin embargo, la corriente en los bordes del trazo incrementa drásticamente conforme la frecuencia incrementa.

Otro efecto observado en las gráficas de la Fig. 3.17, y que de igual manera se presentó en las estructuras analizadas en las secciones 3.2.1 y 3.2.2, es que el porcentaje de corriente en los bordes del trazo es mayor que en el centro de éste.



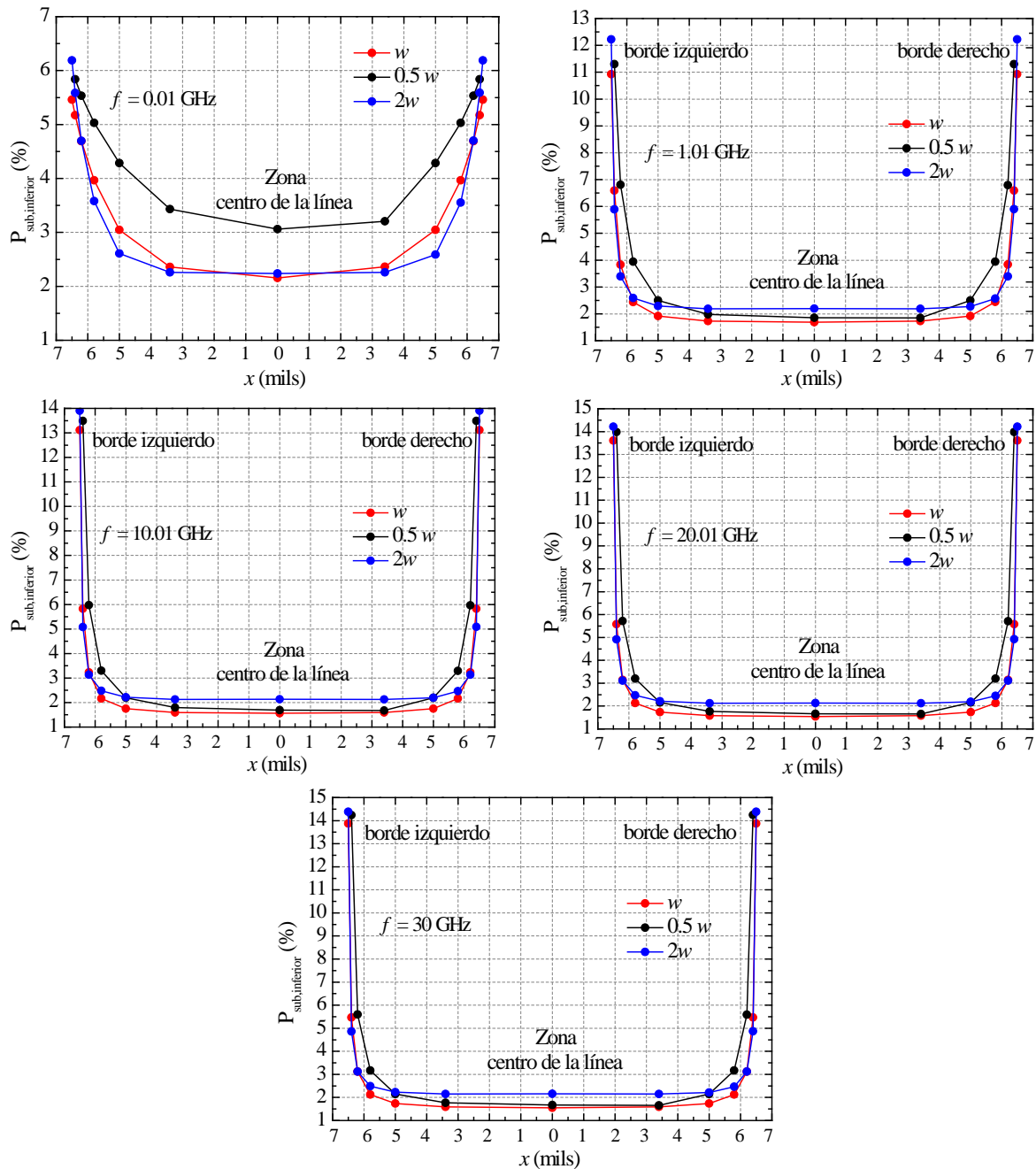


Figura 3.17 Porcentaje de concentración de corriente en la superficie inferior del trazo asociada con una subdivisión a diferentes frecuencias, para variaciones de  $w$ .

A partir de (3.8) es posible obtener los valores que nos indican cuantas veces es mayor la concentración de corriente en los bordes que en el centro de la línea. En la Fig. 3.18 se presentan estos valores para las estructuras con diferente ancho, siendo que para la estructura con un ancho de  $0.5 w$  la corriente en los bordes es mayor por un 8.7%, mientras que para la estructura con un ancho de  $2w$  corresponde a 7.7%, estos valores a 30 GHz.

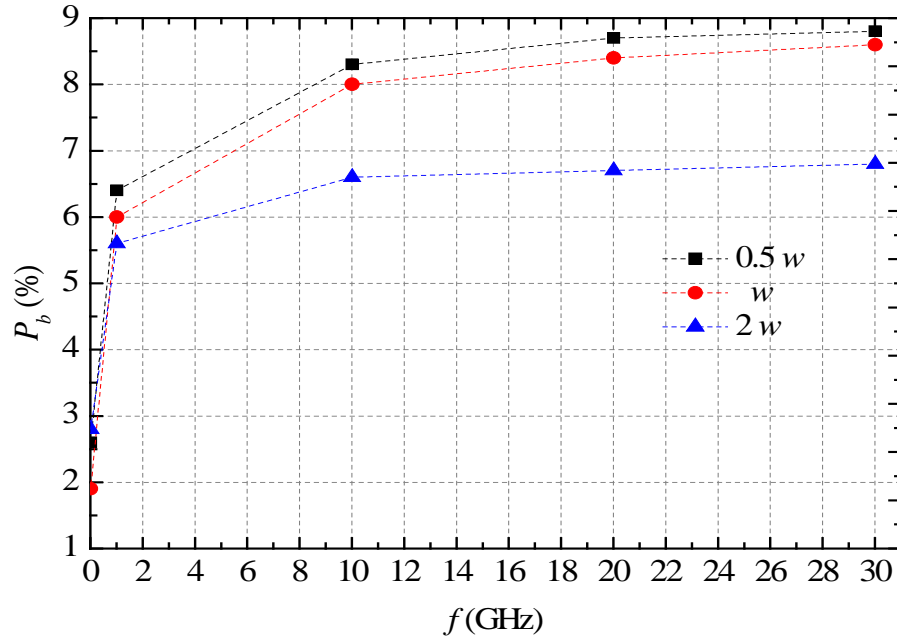


Figura 3.18 Razón de corriente asociada a la cantidad de corriente que fluye en los bordes del trazo con respecto al centro de éste en  $S_{inf}$  variando el ancho del trazo de la línea microstrip.

Una vez obtenido el porcentaje de corriente en cada una de las subdivisiones  $S_{inf}$  y  $S_{sup}$  del trazo de la línea, se obtiene la corriente total que fluye en la línea para ciertos valores de frecuencia, dichos datos se muestran en la Fig. 3.19. Aquí, se observa que la suma de los porcentajes de corriente de cada subdivisión para cada punto en frecuencia coincide al 100% de la corriente en la línea microstrip.

Otro punto importante a mencionar de la Fig. 3.19 es que el porcentaje de corriente que se concentra en la superficie inferior del trazo incrementa al hacer la línea menos ancha, que para el caso de  $0.5w$  la corriente alcanza un valor máximo de 60.5% a un valor de frecuencia de 30 GHz. Por el contrario, al aumentar el ancho de la línea, que para este caso corresponde a  $2w$ , la concentración de corriente en la superficie inferior del trazo disminuye a un 55.5% en el mismo punto en frecuencia.

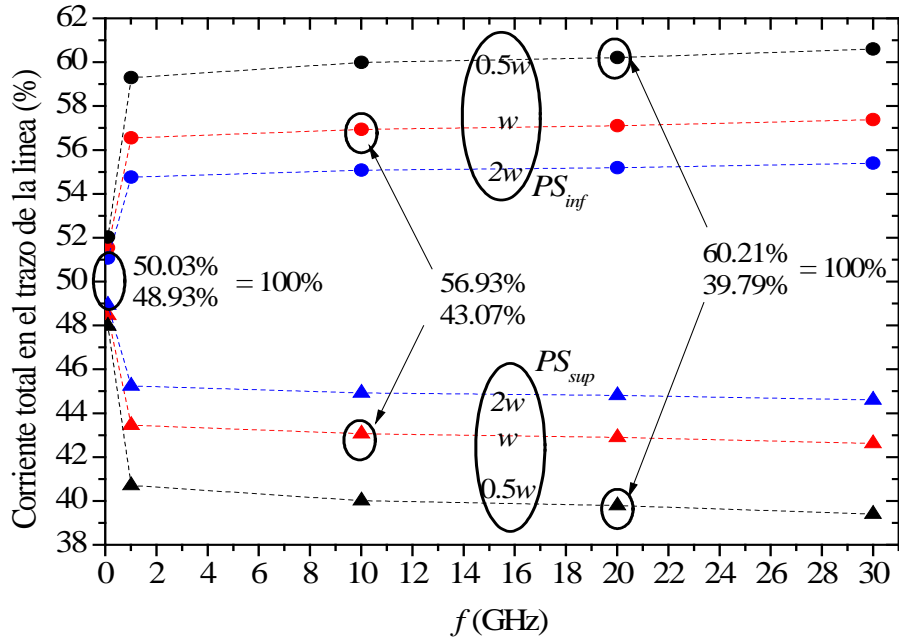


Figura 3.19 Porcentaje de concentración de corriente correspondiente a las superficies inferior y superior del trazo de una línea microstrip.

De igual manera que en los casos anteriores, en la Fig. 3.20 se presenta las curvas para el porcentaje de corriente en la superficie inferior del trazo para una mayor resolución en frecuencia.

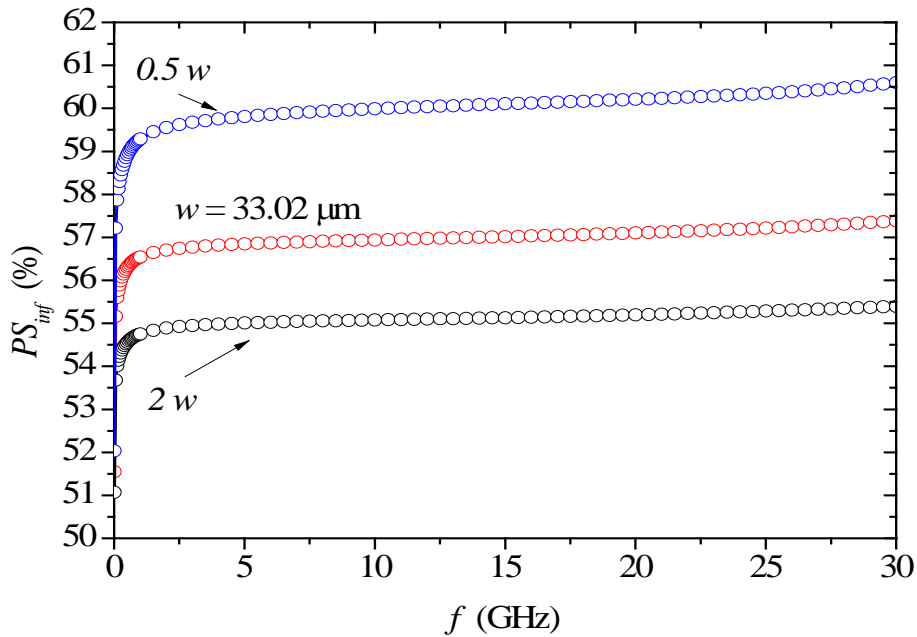


Figura 3.20 Porcentaje de concentración de corriente en la superficie inferior del trazo de una línea microstrip ( $S_{inf}$ ) al variar el ancho del conductor ( $w$ ).

En resumen, con los datos obtenidos de simulaciones EM para cada una de las estructuras mostradas en esta sección (Figs. 3.5, 3.11 y 3.16), fue posible obtener la concentración de corriente para cada una de las subdivisiones de  $S_{inf}$  para cada uno de los trazos analizados, mostradas en las Figs. 3.7, 3.12 y 3.17. Con ésta información se determinó también la razón de corriente que se concentra en los bordes del trazo con respecto su centro (Figs. 3.8, 3.13 y 3.18) que para todos los casos, a partir de 1 GHz se aprecia un incremento drástico en los bordes del trazo.

Otro aspecto importante que se observó en los casos anteriormente estudiados, fue que las curvas mostradas en las Figs. 3.10, 3.15 y 3.20, presentan un rango en frecuencia en el cual la corriente mantiene una dependencia lineal con la frecuencia. A partir de esto, la extracción de una función que determine la dependencia de la corriente con la frecuencia en la superficie inferior del trazo se presenta en la siguiente sección.

### **3.3 Determinación de función para la concentración de corriente**

Para complementar el trabajo presentado hasta ahora, en esta sección se presenta una función que permite ajustar empíricamente la corriente en la superficie inferior del trazo conductor. Además, también se presenta la extracción de los parámetros involucrados en dicha función para cada una de las líneas propuestas, principalmente para la estructura de prueba mostrada en la Fig. 3.1.

Con los resultados obtenidos de simulaciones EM presentadas en la sección anterior, fue posible observar en todas las curvas de las Figs. 3.10, 3.15 y 3.20 dos tendencias de la concentración de corriente en la superficie inferior del trazo de la línea. La primera se presenta a bajas frecuencia, en un rango comprendido entre 0.01 GHz (frecuencia inicial) y hasta aproximadamente 2 GHz, en donde se aprecia un rápido incremento de la concentración de corriente al aumentar la frecuencia. Mientras que la segunda, se presenta a partir de los 2GHz hasta el punto máximo de frecuencia analizado (30 GHz). En este último rango la variación de la concentración de corriente en la sección transversal de la línea mantiene una tendencia lineal respecto a la frecuencia. Cabe mencionar que la frecuencia a la cual se comienza a presentar dicha dependencia lineal se encuentra relacionada con la

frecuencia a la cual la profundidad de piel es menor que el grosor del conductor ( $\delta < t$ ), la cual se obtiene con la siguiente ecuación:

$$f = \frac{2}{\pi\mu\sigma t^2} \quad (3.10)$$

De acuerdo a lo anterior, se propone obtener una ecuación que permita predecir la forma en la que se concentra la corriente en una línea microstrip en función de la frecuencia. Dicha función se presenta a continuación y está definida en el rango de frecuencia desde (3.7) y hasta los 30 GHz:

$$n_{inf} = A + Bf \quad (3.11)$$

donde  $n_{inf}$  representa la concentración de corriente en la superficie inferior del trazo,  $A$  es la intersección con el eje de las ordenadas y  $B$  es la pendiente. La extracción de estos parámetros se hace a partir de un ajuste lineal de la curva de la Fig. 3.21, correspondiente a la estructura de prueba presentada en la Fig. 3.1. Aquí se presenta también, que con la correcta extracción estos parámetros se obtiene una buena correlación entre los datos de simulación y el ajuste lineal.

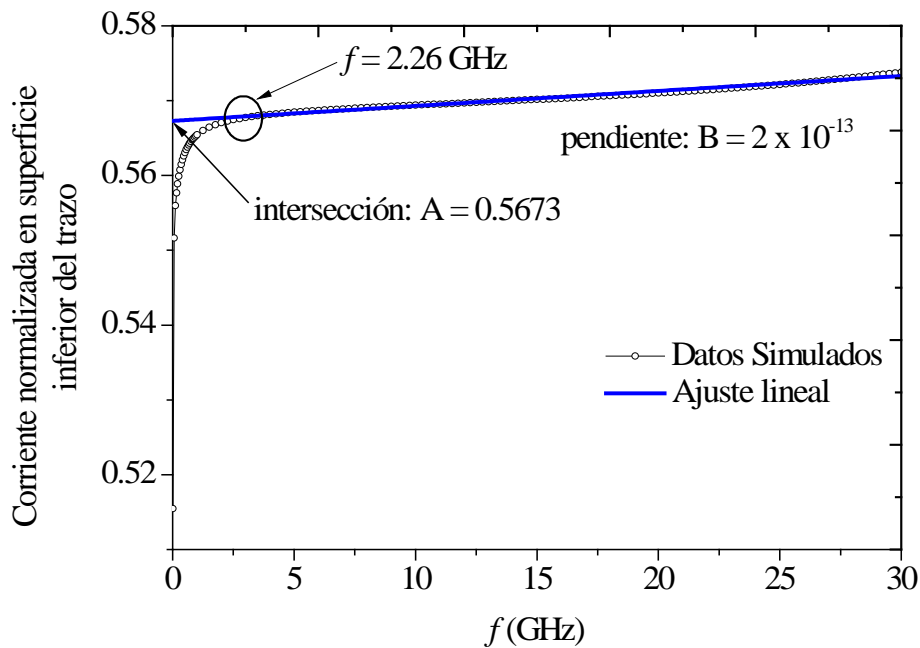


Figura 3.21 Ajuste lineal en el rango superior de frecuencias para los datos obtenidos para la corriente en la superficie inferior del trazo conductor.

Una vez demostrado que con la ecuación (3.11) se obtuvo un buen ajuste con los datos simulados de la estructura de prueba, se procede a realizar el mismo ajuste a las curvas de de las Figs. 3.10, 3.15 y 3.20. En la Fig. 3.22 se muestra el ajuste para cada una de las curvas mencionadas anteriormente. Además, en la Tabla 3.1 se presenta los parámetros  $A$  y  $B$  extraídos de la Fig. 3.22 para cada una de las estructuras propuestas y analizadas a lo largo de este capítulo.

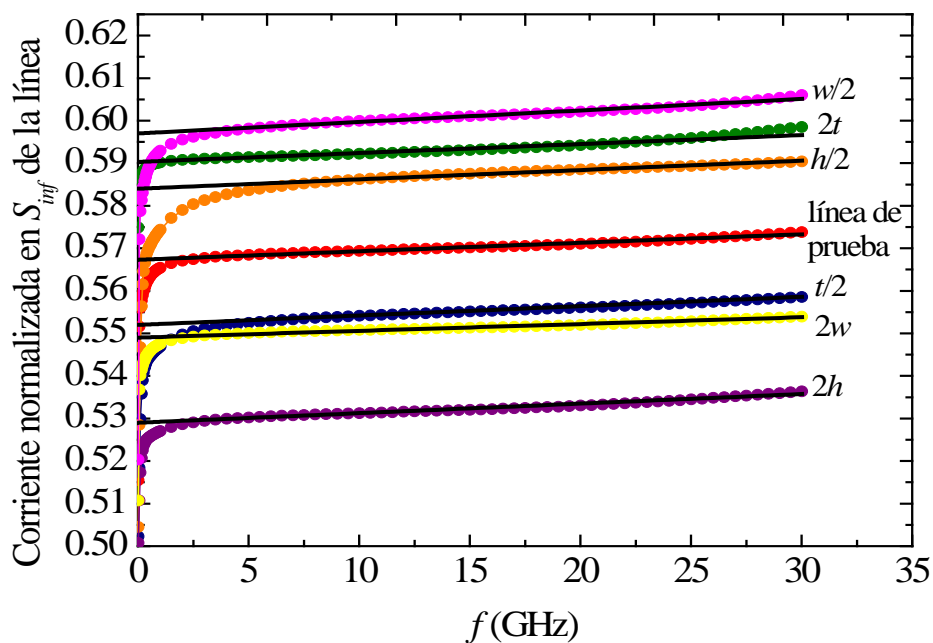


Figura 3.22 Regresión lineal para cada una de las curvas de  $PS_{inf}$  de las diferentes estructuras microstrip analizadas.

Dimensiones	$A$	$B$
$t/2$	0.552	$2.2 \text{ e-}13$
$2t$	0.5902	$2.1 \text{ e-}13$
$h/2$	0.584	$2.2 \text{ e-}13$
$2h$	0.529	$2.25 \text{ e-}13$
$w/2$	0.597	$2.7\text{e-}13$
$2w$	0.549	$1.6\text{-}13$

Tabla 3.1 Parámetros extraídos para obtener la función  $n_{inf} = A + Bf$ , para cada una de las estructuras mostradas en la Sección 3.2.

Al igual que para el caso de la estructura de prueba, en la Fig. 3.22 se observó una buena correlación entre las curvas de los datos obtenidos de simulación y las obtenidas de (3.11). Con estas correlaciones y con las simulaciones electromagnéticas realizadas a estructuras con dimensiones diferentes, es posible demostrar que la concentración de corriente en la línea presenta un incremento lineal con la frecuencia. Esto es válido para estructuras que presenten dimensiones físicas correspondientes a tecnologías actuales y las cuales operen dentro del rango de frecuencia analizado, el cual se encuentra dentro del rango de 0.01 GHz y 30 GHz.

Finalmente, con (3.11) es posible obtener un modelo más completo para el modelado de la resistencia en serie de una línea de microtira. La introducción de esta función a dicho modelo se presentó en (3.3), sin embargo, éste se analizara con más detalle en el Capítulo 4.

### **3.4 Conclusiones**

En esta sección se presentó la metodología empleada para obtener, a partir de simulaciones electromagnéticas, una función que representa la variación de la concentración de corriente en la interfaz metal–dieléctrico en una línea en PCB a altas frecuencias. Inicialmente se analizaron diferentes estructuras variando parámetros de la sección transversal de la línea de transmisión. Una vez analizados estos datos se observó que, independientemente de las dimensiones que presenten las estructuras, el flujo de corriente en una microtira varía aproximadamente de manera lineal con la frecuencia. La extracción de los parámetros de la ecuación (3.11) permite la extracción de la concentración de corriente en la superficie inferior del conductor, de tal forma que se obtuvo un buen ajuste con los datos simulados (ver la Fig. 3.22), en casi todo el rango de frecuencias.

Así pues, la función presentada por la ecuación (3.11) es un avance importante en el estudio de las pérdidas por conductor en líneas de transmisión y la cual será utilizada en el siguiente capítulo, donde se analiza el impacto que tiene en conjunto la concentración de la corriente en la superficie inferior del conductor y la rugosidad en la atenuación de la señal a partir de la propuesta de un modelo alternativo para la resistencia en serie de una línea microstrip.





# Capítulo 4

## Resultados y Validación

El correcto modelado de las pérdidas por conductor en interconexiones en PCB depende de la consideración de cada uno de los efectos presentes en dicho material dentro del rango de frecuencias de interés. Es así que a lo largo de este capítulo, se presenta un modelo para representar a la resistencia en serie asociada con estas pérdidas mientras se consideran los efectos más significativos en altas frecuencias para interconexiones en PCBs: el cambio en la distribución de corriente con la frecuencia y la rugosidad en la interfaz metal–dieléctrico.

El modelo propuesto considera simultáneamente el aumento en la atenuación con la frecuencia predicho en el trabajo de Hammerstad–Jensen y el efecto de la distribución de corriente analizado en el Capítulo 3 de esta tesis. Para la validación del modelo propuesto, se hace la correlación con datos experimentales correspondientes a los parámetros S de estructuras microstrip con diferentes longitudes pero la misma sección transversal (i.e., con la misma impedancia característica y constante de propagación). También se hace la comparación del modelo propuesto en este trabajo con los modelos analizados en el Capítulo 2. El objetivo de esto es demostrar la precisión que el modelo analizado presenta frente a lo existente en la literatura.

### 4.1 Condiciones experimentales

Para el desarrollo y verificación de todo modelo es importante disponer de datos experimentales. Dichos datos se obtienen a partir de las mediciones de los parámetros S de las estructuras de prueba mostradas en la Fig. 4.1.

El diseño de la tarjeta de circuito impreso que contiene las líneas estudiadas se hizo con la finalidad de estudiar el efecto de superficies rugosas en la atenuación de la señal y otros efectos a microescala no analizados en este trabajo. De acuerdo a esto, las líneas fueron fabricadas en cobre sobre un substrato de la marca Isola modelo IS–680/2216, depositadas

sobre la superficie superior e inferior de una tarjeta de 8 capas, con un perfil de rugosidad diferente en cada una de éstas. El primero de ellos de perfil bajo (VLP) y el segundo de perfil estándar (STD), los cuales presentan una rugosidad cuya altura *rms* de los picos es de 0.650  $\mu\text{m}$  y 2.64  $\mu\text{m}$ , respectivamente.

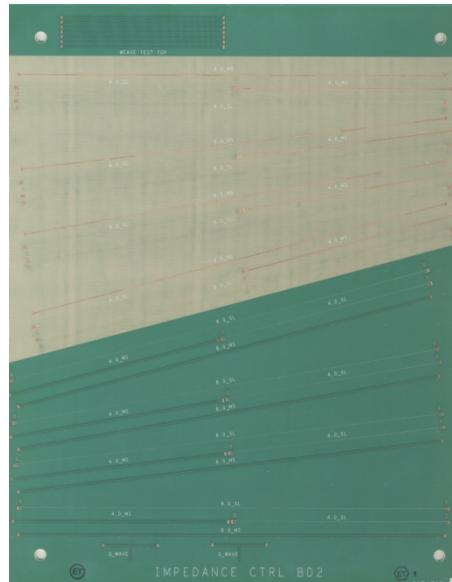


Figura 4.1 Tarjeta prototipo que incluye las estructuras microstrip utilizadas en el desarrollo y verificación experimental de la propuesta.

Para este trabajo se optó por utilizar las líneas que presentan un valor de rugosidad de 0.650  $\mu\text{m}$ . El criterio en el cual se basó esta elección fue el de utilizar un valor de rugosidad en el cual el coeficiente de Hammerstad–Jensen no se saturara a un valor de 2 para el rango de frecuencias analizado, esto con la finalidad de estudiar el efecto de la rugosidad a un mayor rango de frecuencias. Como se explicó en el Capítulo 2, el coeficiente de Hammerstad–Jensen definido en la ecuación (2.3) se aproxima a un valor de 2 a frecuencias cada vez más altas cuando la rugosidad de la interfaz metal–dieléctrico se ve reducida (hablando en el contexto de tecnología de PCBs) [20]. Para ilustrar experimentalmente esto, se procedió a extraer el coeficiente de Hammerstad–Jensen a partir de (2.7) para los dos valores de rugosidad presentes en las estructuras de la tarjeta prototipo (0.650  $\mu\text{m}$  y 2.54  $\mu\text{m}$ ), dando como resultado las curvas presentadas en la Fig. 4.2. Aquí se puede apreciar claramente que en todo el rango de frecuencias analizado, para un valor de rugosidad de 0.650  $\mu\text{m}$ , el coeficiente de Hammerstad–Jensen no se satura a un valor de 2 antes de

alcanzar los 50 GHz, mientras que para la interfaz más rugosa ( $2.54 \mu\text{m}$ ), la saturación ocurre casi desde los 20 GHz. Recuérdese, de la definición del modelo de Hammerstad–Jensen, que una vez que el coeficiente correspondiente se satura, la atenuación debida a las pérdidas por conductor vuelve a ser proporcional a la raíz cuadrada de la frecuencia. De hecho, en este caso la derivada de la función que define este modelo duplica su valor en altas frecuencias (i.e. a partir de la saturación del coeficiente) con respecto a bajas frecuencias (i.e. cuando la profundidad de piel es mucho mayor a las dimensiones del conductor).

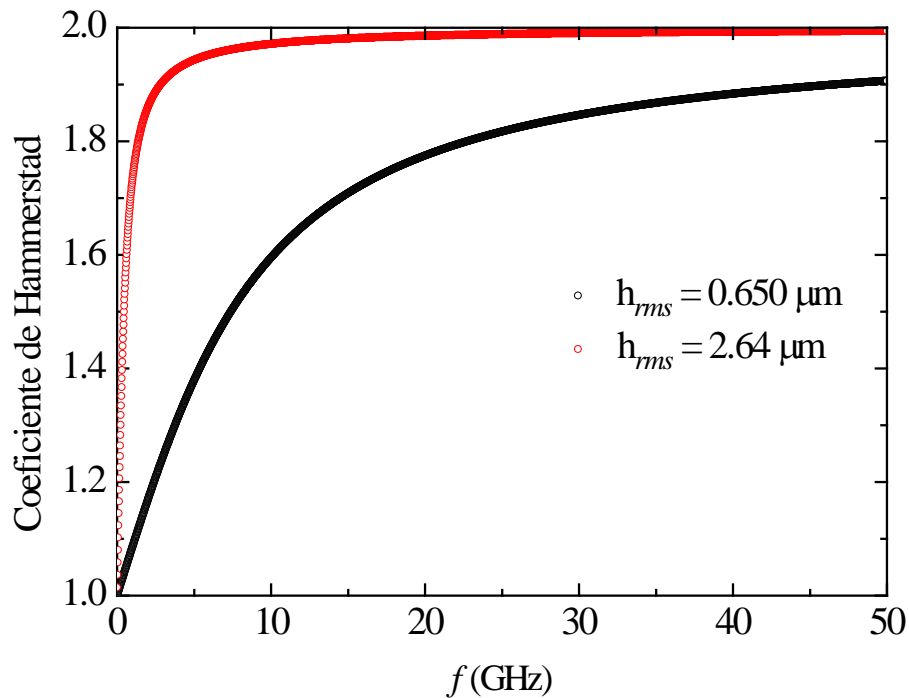


Figura 4.2 Coeficiente de Hammerstad–Jensen para los dos valores de rugosidad en el prototipo de prueba.

Las líneas fabricadas fueron diseñadas para presentar una impedancia característica de  $50 \Omega$  y se fabricaron con dos longitudes, 4 y 8 pulgadas; dichas líneas se muestran en la Fig. 4.3. Su separación con el plano de tierra (i.e., la altura de la capa dieléctrica sobre la que se forman) es  $h = 147 \mu\text{m}$ , la permitividad nominal relativa del material dieléctrico y su tangente de pérdidas a 10 GHz es  $\epsilon_r = 3$  y  $\tan\delta = 0.003$  respectivamente. Para el caso de los trazos conductores, el espesor es  $t = 17.78 \mu\text{m}$  y el ancho es  $w = 330.2 \mu\text{m}$ . Las líneas fueron terminadas con pads de prueba en configuración GSG (tierra–señal–tierra, por sus siglas en inglés) para permitir su medición con puntas coplanares.



Figura 4.3 Fotografía de las líneas microstrip de 4 y 8 pulgadas medidas.

Las mediciones de las líneas de prueba se realizaron en el rango de 100 MHz a 50 GHz utilizando un analizador de redes vectorial (VNA) de la marca Agilent modelo E8361A. Se utilizaron puntas de prueba coplanares de RF con 250  $\mu\text{m}$  de separación entre agujas. Para definir el plano de medición al nivel de las estructuras de prueba y la impedancia de referencia a 50  $\Omega$ , se empleó el procedimiento de calibración SOLT (corto-abierto-carga-a través, por sus siglas en inglés). Éste es uno de los algoritmos de calibración más utilizado con la finalidad de eliminar los errores sistemáticos en los parámetros S [34]. Fotografías con detalles del procedimiento de calibración y medición se muestran en la Fig. 4.4.

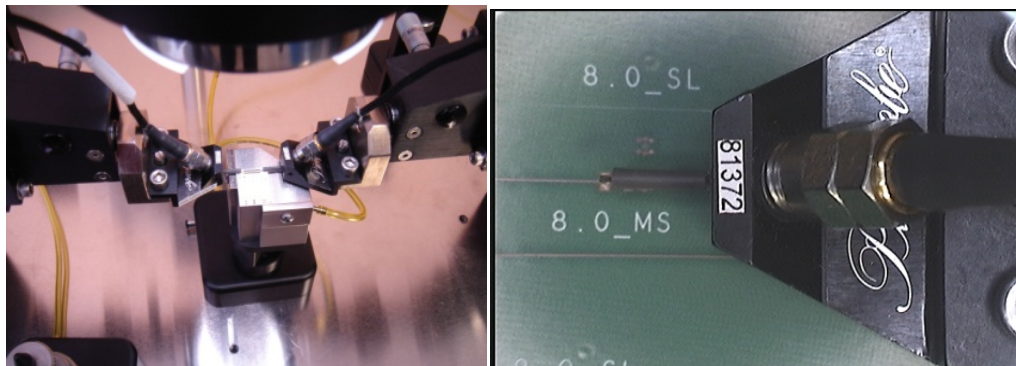


Figura 4.4 Calibración de puntas de prueba GSG mediante técnica SOLT (izquierda). Medición de parámetros S sobre líneas de prueba con puntas coplanares (derecha).

### 4.1.1 Extracción de datos experimentales

Los datos experimentales extraídos en el presente trabajo permiten la determinación de la atenuación de líneas microstrip, y ésta a su vez hace posible la obtención de la resistencia en serie asociada con las pérdidas por conductor en las líneas. En otras palabras, para la obtención de la resistencia en serie de una línea microstrip a partir de las mediciones de los parámetros S se determina la constante de propagación  $\gamma$  y la impedancia característica de

la línea  $Z_c$ . La función que relaciona los parámetros anteriormente mencionados con la resistencia de la línea, se presenta en la siguiente ecuación:

$$R = re \{ \gamma \cdot Z_c \} \quad (4.1)$$

La constante de propagación  $\gamma$  fue determinada a partir de la medición de los parámetros S de dos líneas de terminación sencilla con igual sección transversal pero con diferente longitud (4 pulgadas y 8 pulgadas) [35]. Posteriormente, la correspondiente impedancia característica ( $Z_c$ ) fue determinada a partir de  $\gamma$ , usando el método propuesto en [36]. En la Fig. 4.5, se muestran las curvas obtenidas para cada uno de estos parámetros.

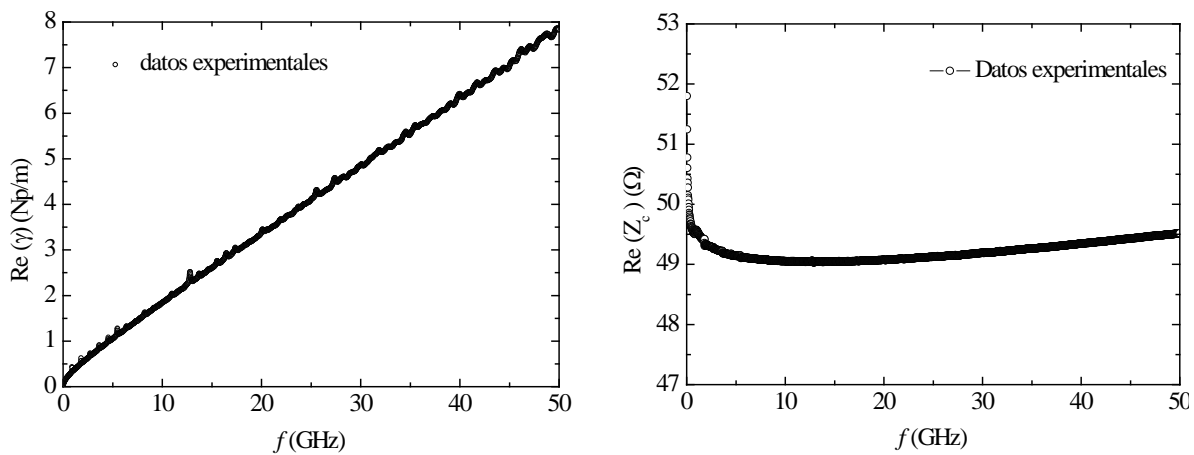


Figura 4.5 Extracción de datos experimentales. Parte real de la constante de propagación  $\gamma$  (izquierda). Parte real de la impedancia característica  $Z_c$ .

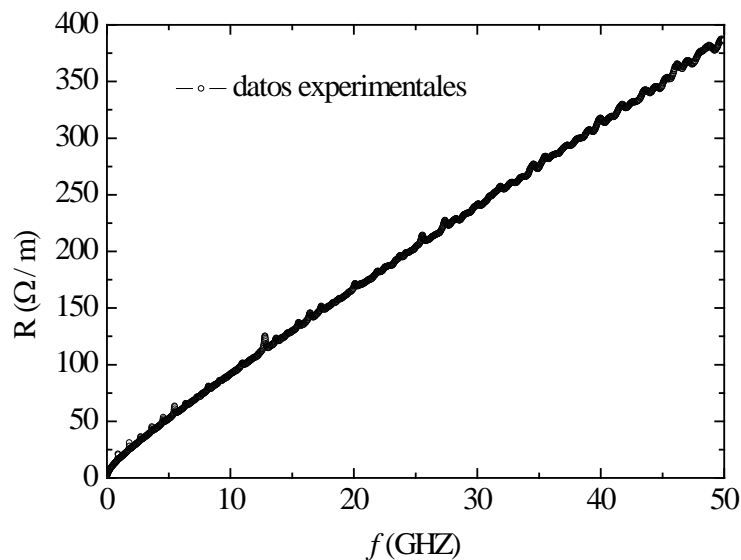


Figura 4.6 Resistencia en serie de línea microstrip extraída de datos experimentales.

Con la extracción de  $\gamma$  y  $Z_c$ , fue posible determinar las pérdidas por conductor de la línea, representadas por la resistencia de ésta, tal como se muestra en la Fig. 4.6. La extracción de la resistencia en serie a partir de mediciones es usada para validar la precisión que muestra el modelo propuesto. Dicha validación se mostrará en la Sección 4.4.

## 4.2 Modelado de la resistencia incluyendo efecto de distribución de corriente en el modelo de Hammerstad–Jensen

Como se mencionó en el Capítulo 2, el modelo propuesto por Hammerstad–Jensen ha permitido caracterizar las pérdidas por conductor en una línea de transmisión considerando la rugosidad presente en la interfaz metal–dieléctrico. Sin embargo, con los requerimientos actuales de miniaturización e incremento en la velocidad de procesamiento en los sistemas electrónicos, este modelo deja de presentar precisión. Con la finalidad de demostrar lo anteriormente mencionado, se hizo la comparación del modelo de la resistencia de la línea obtenido de la ecuación (2.3) contra la resistencia determinada de datos experimentales a partir de la ecuación (4.1). Dicha comparación se muestra en las curvas presentadas en la Fig. 4.7, donde se aprecia que a frecuencias mayores a 5 GHz, este modelo deja de presentar precisión para representar una interconexión, ya que supone que a altas frecuencias la corriente fluye únicamente en la parte inferior del conductor (i.e., en la interfaz metal–dieléctrico). Así que, fue necesario hacer una modificación al modelo de la línea para obtener resultados más confiables como se verá a continuación.

Con base en lo anterior, un modelo alternativo fue propuesto, el cual considera, además de la rugosidad en la interfaz metal–dieléctrico, el efecto de la distribución de corriente en el trazo conductor. Sabiendo que la rugosidad presente en el conductor se encuentra en la superficie inferior de éste y que es en esta zona donde se concentra la mayor cantidad de corriente, fue posible deducir que ambos efectos en conjunto impactan de manera diferente en la atenuación de la señal. Dicho modelo se presentó en el Capítulo 3 por medio de la resistencia en serie de la línea  $R_{línea}$ .

Como se mencionó anteriormente el modelo propuesto es modelado por la ecuación (3.3) y se presenta nuevamente a continuación:

$$R_{línea} = \frac{k_1 k_H \sqrt{f}}{k_H (1 - n_{inferior}) + n_{inferior}}$$

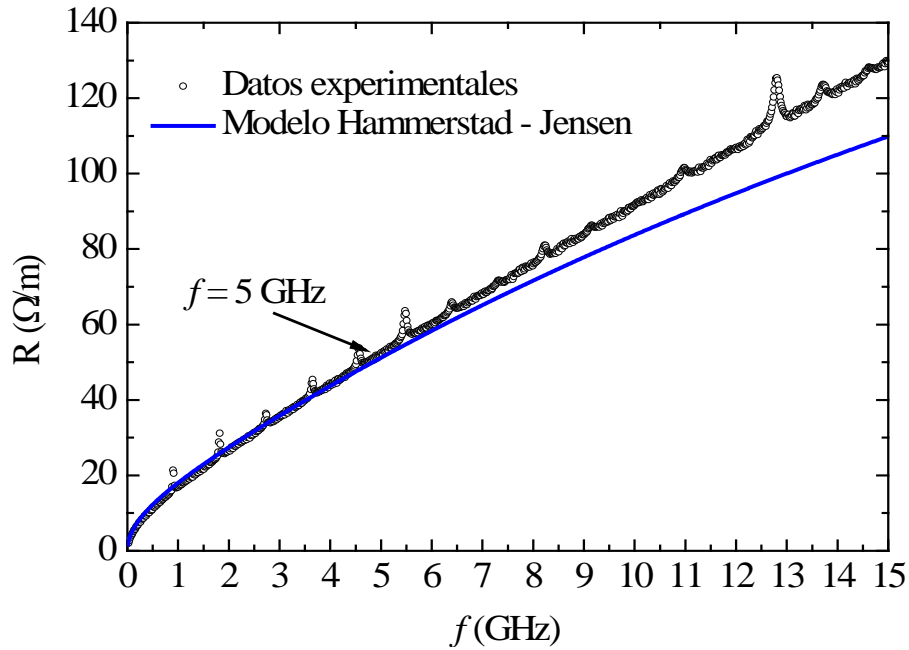


Figura 4.7 Comparación del modelo de Hammerstad–Jensen contra datos experimentales para la resistencia en serie de línea microstrip.

Aunque el modelo anterior representa el modelo de la resistencia en línea  $R_{línea}$ , este está incompleto, ya que le falta que se le sustituya el modelo de la concentración de corriente de la superficie inferior del trazo de la línea  $n_{inf}$  desarrollado también en el Capítulo 3 de esta tesis. Es así que sustituyendo la ecuación (3.11) en la ecuación (3.3) se obtiene:

$$R_{línea} = \frac{k_1 k_H \sqrt{f}}{k_H (1 - A - Bf) + A + Bf} \quad (4.2)$$

Así, con la ecuación (4.2) se propone un nuevo modelo de las pérdidas por conductor el cual involucra los efectos físicos en el conductor mencionados al inicio de esta sección (efecto piel, rugosidad, concentración de corriente). Sin embargo, aunque la ecuación (4.2) representa un modelo exacto, este involucra demasiados parámetros que hacen que la extracción de cada uno de estos sea difícil de obtener, razón por la cual se propone un

modelo más simple que permita una fácil extracción de los parámetros sin que pierda presión con el modelo exacto.

Así, la obtención de la ecuación simple se basa en [30], en donde la ecuación exacta es dividida en dos partes, la primera representada por  $k_1 k_H \sqrt{f}$  cuyos parámetros involucran las pérdidas por rugosidad y efecto piel en función de la raíz cuadrada de la frecuencia, y la segunda asociada con  $\frac{1}{k_H(1-A-Bf)+A+Bf}$  cuyos parámetros involucran principalmente la concentración de corriente en la interfaz metal – dieléctrico (sección donde también la rugosidad tiene impacto) en función lineal con la frecuencia. Es esta segunda parte de la ecuación la que se sustituye por un coeficiente  $k_2$  el cual es multiplicado por  $f$ , donde  $f$  representa la dependencia lineal de la frecuencia de las pérdidas por conductor relacionada con la distribución de corriente en la superficie inferior del trazo:

$$R = k_1 k_H \sqrt{f} + k_2 f \quad (4.3)$$

Para probar que la ecuación (4.3) representa efectivamente al modelo desarrollado exacto (ecuación 4.2), se realizó la correlación de ambos modelos. Dicha correlación se muestra en la Fig. 4.8.

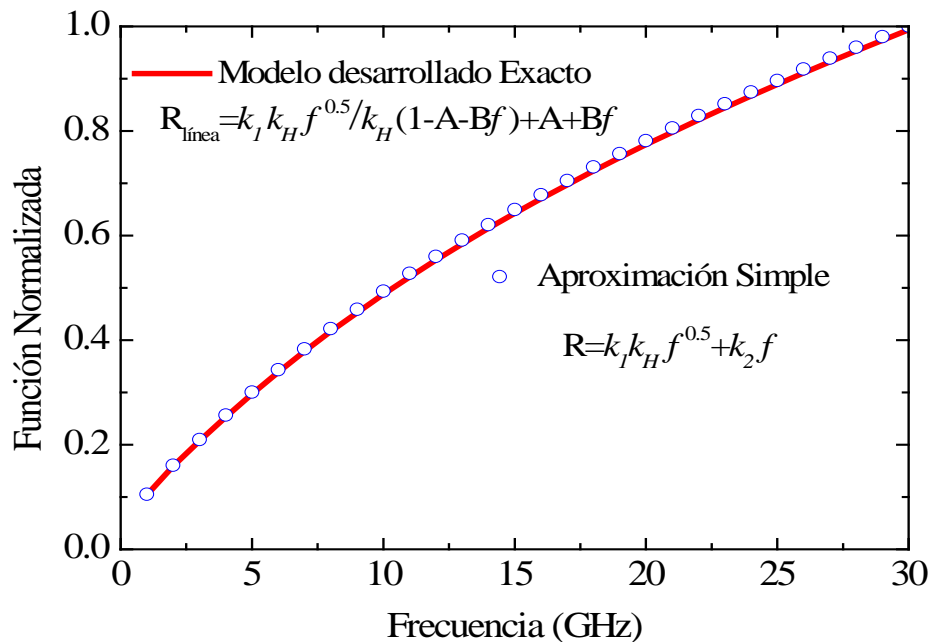


Figura 4.8 Correlación de modelo de la resistencia de la línea a partir de una aproximación simple contra el modelo desarrollado exacto.



En la Figura 4.8 se observa una buena correlación entre el modelo desarrollado exacto y el modelo simple, lo cual indica que la aproximación simple propuesta es válida para modelar la resistencia de la línea. Además que con la nueva propuesta los parámetros a determinar se reducen y su extracción se pueden realizar a partir de una simple regresión lineal.

La determinación de cada uno de los parámetros de la ecuación (4.3) se presenta en la siguiente sección.

### 4.3 Extracción de parámetros

En esta sección se presenta una propuesta para la extracción de los parámetros del modelo desarrollado. La ecuación (4.6) consta de tres parámetros a ser determinados  $k_I$ ,  $k_2$  y  $k_H$ . Sin embargo, debido a que  $k_H$  se obtiene de (2.8), el número de parámetros a determinarse se reduce a dos,  $k_I$  y  $k_2$ . En la Fig. 4.9 se muestra  $k_H$  en función de la frecuencia, dicho coeficiente se obtuvo para un valor  $rms$  de rugosidad en la interfaz metal–dieléctrico de  $0.650 \mu\text{m}$ .

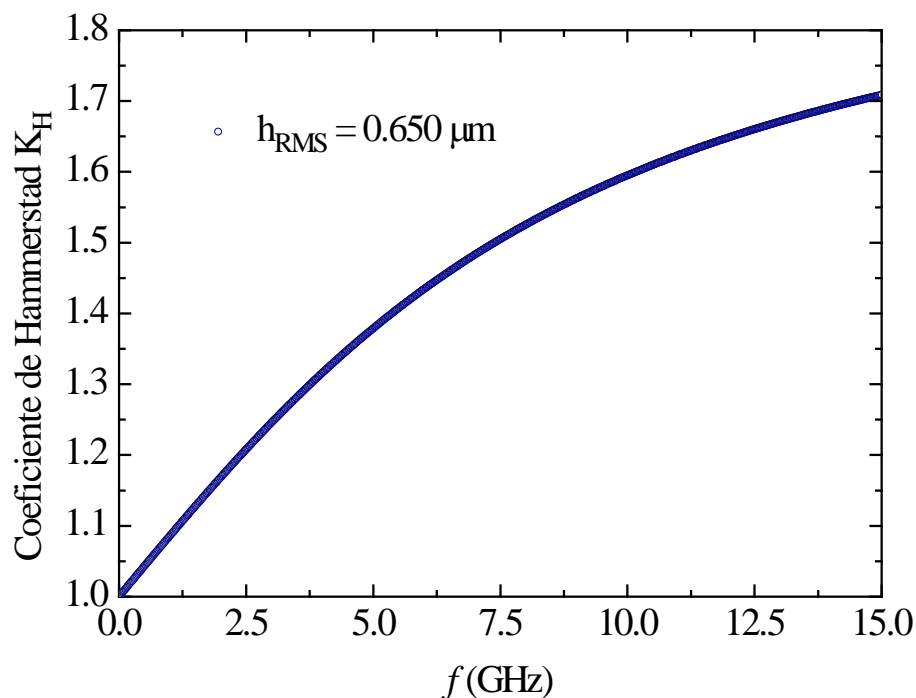


Figura 4.9 Coeficiente de Hammerstad–Jensen para las microstrip cuya rugosidad de la interfaz metal–dieléctrico presenta un valor nominal de  $0.650 \mu\text{m}$ .

Con la extracción de  $k_H$ , es posible reorganizar la ecuación (4.6) tal que:

$$\frac{R}{k_H * \sqrt{f}} = k_1 + k_2 \frac{\sqrt{f}}{k_H} \quad (4.4)$$

Al graficar la expresión (4.4) tal que  $R/(k_H * \sqrt{f})$  sea función de  $\sqrt{f}/k_H$ , es posible determinar a partir de una regresión lineal el valor de  $k_1$  y  $k_2$  asociadas con la intersección con el eje de las ordenadas y la pendiente, respectivamente. Esta regresión se presenta en la Fig. 4.10 para la estructura presentada en la Sección 4.1, con un valor  $rms$  de rugosidad en la interfaz metal–dieléctrico de  $0.650 \mu\text{m}$ .

En la Fig. 4.10 se puede apreciar que no existe una buena correlación entre la curva extraída de la ecuación (4.4) y la regresión lineal realizada, esto para un valor  $rms$  de rugosidad de  $0.650 \mu\text{m}$ . Sin embargo, de un análisis posterior se observó que el factor que ocasiona que la curva de la Fig. 4.10 no muestre una tendencia lineal en todo el rango de frecuencia es el valor  $rms$  de rugosidad en la interfaz metal–dieléctrico  $h_{rms}$ . Como se mostró al inicio de esta sección, dicho valor es necesario para obtener el coeficiente de Hammerstad–Jensen,  $k_H$ .

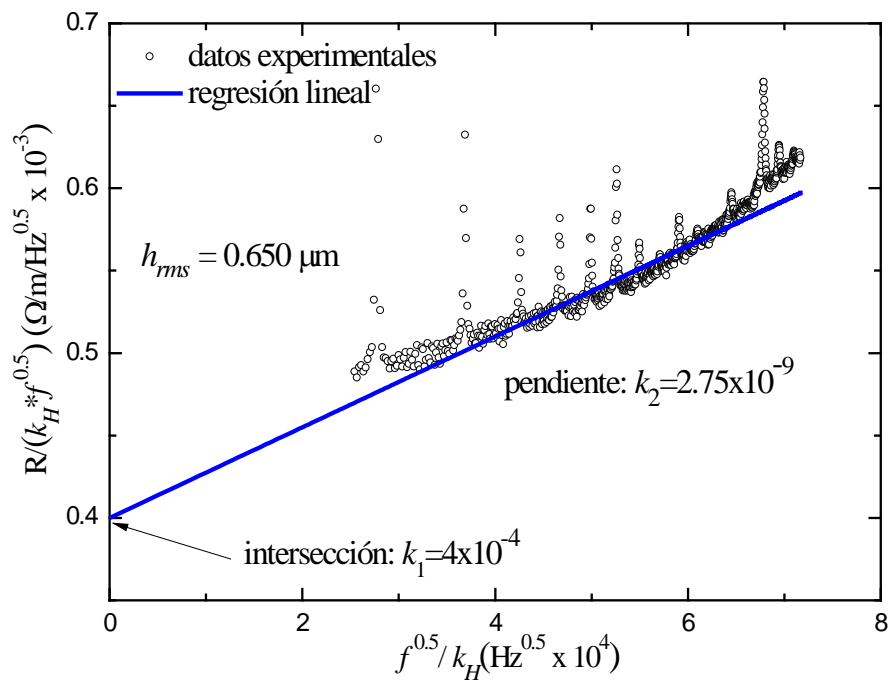


Figura 4.10 Regresión lineal para la extracción de  $k_1$  y  $k_2$  en las líneas estudiadas.

El impacto de la variación del valor *rms* de rugosidad se presenta en las Figs. 4.11 y 4.12. En la Fig. 4.11 se observa una tendencia lineal en casi todo el rango de frecuencia cuando el valor rms de rugosidad es menor a 0.50  $\mu\text{m}$ , mientras que a valores rms de rugosidad mayores a 0.585  $\mu\text{m}$  las curvas presentan una tendencia lineal solo en cierto rango de frecuencia. Siendo así que cambiando el valor de rugosidad por 0.585  $\mu\text{m}$ , la curva de la Fig. 4.12 presenta una tendencia lineal en un mayor rango de frecuencia en comparación con la curva mostrada en la Fig. 4.10.

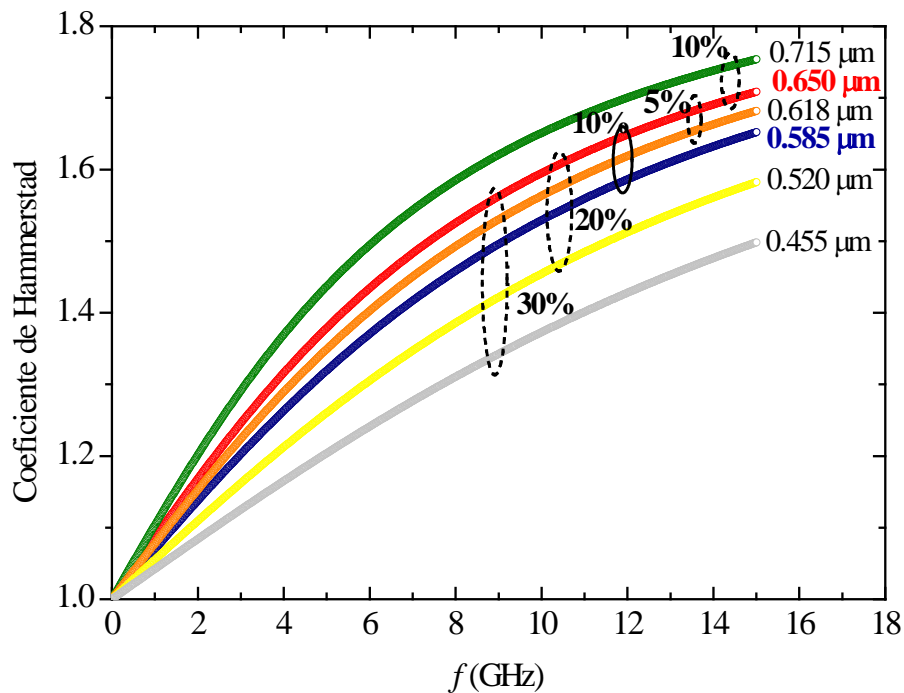


Figura 4.11 Coeficiente de Hammerstad – Jensen para estructura microstrip variando el valor de rugosidad un 5%, 10%, 20 % y 30% del valor proporcionado por el fabricante.

Finalmente, con el cambio del valor rms de rugosidad por un valor menor al que presentan las estructuras, fue posible aplicar una regresión lineal a la curva de la Fig. 4.12 en todo el rango de frecuencia analizado y así obtener valores para los parámetros  $k_1$  y  $k_2$ , donde,  $k_1= 3.88 \times 10^{-4}$  y  $k_2= 3.3 \times 10^{-9}$ . Una vez determinados todos los elementos presentados en la Fig. 4.12 los resultados obtenidos se utilizan para reproducir la resistencia en serie de la línea  $R$  a partir del modelo propuesto. Dicha representación y su respectiva validación se presentan en la siguiente sección.

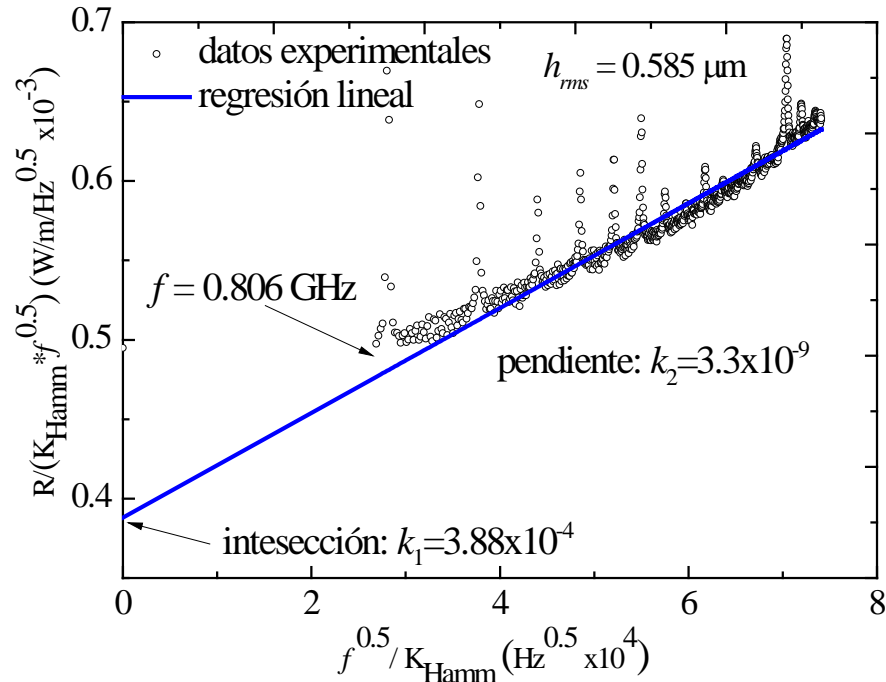


Figura 4. 12 Regresión lineal aplicada a la resistencia normalizada para la determinación de  $k_1$  y  $k_2$  para un valor de rugosidad de  $0.585 \mu\text{m}$ .

#### 4.4 Validación del modelo de pérdidas por conductor desarrollado

Con la finalidad de verificar la validez del modelo propuesto, los datos experimentales y los valores para la resistencia en serie obtenidos a partir de la sustitución de los parámetros extraídos en la sección anterior, se contrastan en la Fig. 4.13. En esta, se puede observar una excelente correlación entre los resultados experimentales y los valores del modelo propuesto, hasta 15 GHz.

Así mismo, en la Fig. 4.14, se comparan los modelos de la resistencia en serie presentados en el Capítulo 2 contra el modelo presentado en este trabajo. Aquí, se puede apreciar que entre menor sea el número de efectos físicos considerados, la correlación de estos modelos se desvían notablemente de los datos experimentales alrededor de una frecuencia dada. Siendo que para el modelo que considera el efecto piel, dado por la ecuación (2.3), el rango de frecuencia sea hasta 1.8 GHz, y 5 GHz para el modelo propuesto por Hammerstad–Jensen (ecuación 2.8).

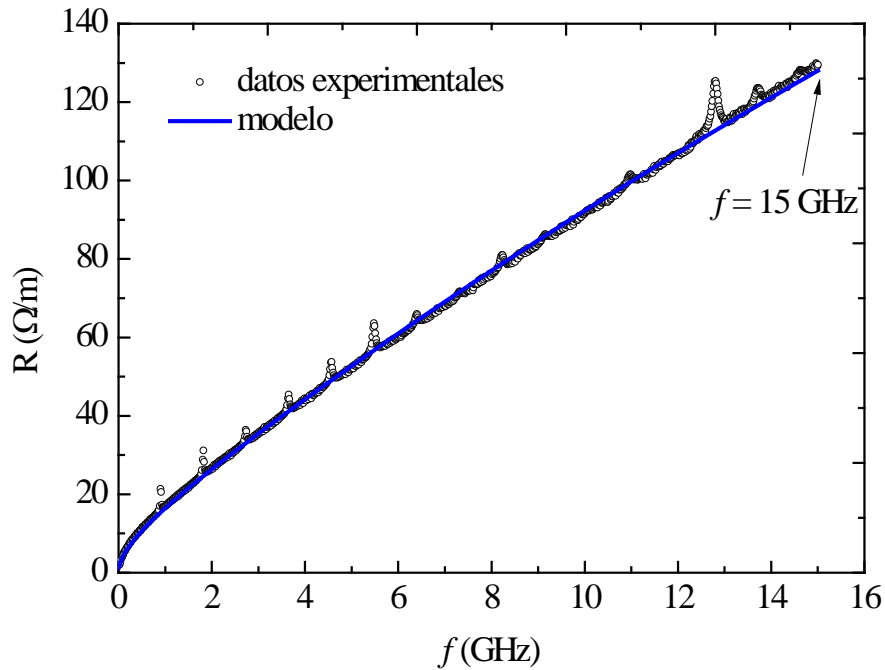


Figura 4.13 Correlación experimental de la resistencia en serie de la línea de transmisión.

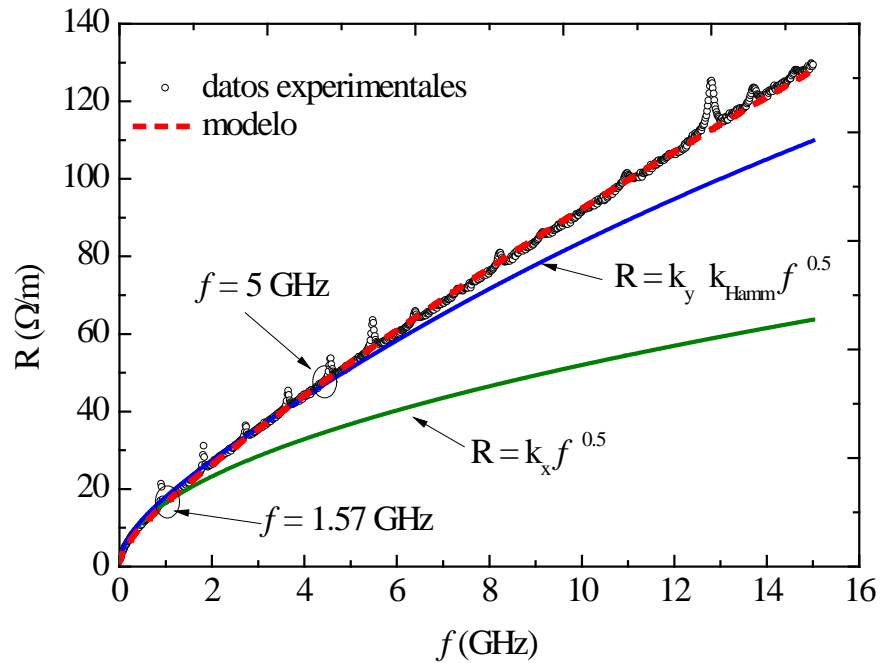


Figura 4.14 Comparación de modelos de la resistencia.

Aunque la validación presentada anteriormente indica una buena correlación del modelo desarrollado con los datos experimentales, esta se basa solo en la percepción visual, por lo que es necesario contar con un método de validación más fiable. Es por esta razón y

para verificar la validez de nuestro modelo que se hizo uso de una herramienta de validación computacional electromagnética, la cual permite cuantificar la comparación de los modelos con los datos experimentales. Dicha herramienta se basa en la técnica de validación selectiva (FSV, por sus siglas en ingles) y se explica detalladamente en [37, 38]. La técnica FSV propone a partir de la Tabla 4.1, una interpretación cualitativa de la correlación de nuestros modelos a partir del valor ADM (medición de la diferencia en amplitud) y el valor FDM (medición de la diferencia de rasgos de los datos) obtenidos con la herramienta FSV.

Valor FSV (cuantitativo)	Interpretación FSV (cualitativa)
$ADM \leq 0.1$	Excelente
$0.1 \leq ADM < 0.2$	Muy buena
$0.2 \leq ADM < 0.4$	Buena
$0.4 \leq ADM < 0.8$	Razonable
$0.8 \leq ADM < 1.6$	Pobre
$1.6 \leq ADM$	Muy pobre

Tabla 4.1 Interpretación de la escala de valores FSV.

Así, con el uso de la herramienta FSV fue posible obtener los valores para ADM que nos permitieran verificar la validez de los modelos de la resistencia. Dicha validación y su interpretación cualitativa se presentan en la Tabla 4.2.

Modelo	Valor FSV	Interpretación cualitativa
Convencional	0.74	Razonable
Hammerstad - Jensen	0.15	Muy buena
Propuesto	0.04	Excelente

Tabla 4.2 Validación de los modelos de la resistencia con el uso de la herramienta FSV.

Con la Tabla 4.2, fue posible corroborar también la validación hecha al inicio de esta sección.

De acuerdo a lo anterior, es posible enfatizar que la validez en el modelado de las pérdidas por conductor, depende fundamentalmente de cada uno de los efectos físicos presentes en el conductor que se acentúan con el incremento de la frecuencia. Por lo tanto,

el modelo propuesto en esta tesis presenta una buena opción para el modelado de las pérdidas por conductor ya que considera efectos que no eran considerados en conjunto anteriormente, tales como la rugosidad en la interfaz metal–dieléctrico y la distribución de corriente en esta zona. Sin embargo, al igual que los modelos presentados en el Capítulo 2, el modelo propuesto presenta ciertas limitaciones, como lo es el valor *rms* de rugosidad que presenten las líneas, ya que para obtener buenos resultados se requiere de estructuras no muy rugosas.

#### 4.4.1 Validación del modelo de pérdidas por conductor en estructuras con diferentes inclinaciones

Una vez que se validó el modelo de las pérdidas por conductor para las estructuras mostradas en la Fig. 4.3, las cuales cuentan con una inclinación del trazo conductor con respecto a las fibras de referencia del sustrato igual a 0°, se procedió ahora a validar dicho modelo en las estructuras faltantes mostradas en el prototipo de la Fig. 4.1, las cuales cuentan con diferentes inclinaciones del trazo conductor con respecto a las fibras del sustrato (7°, 10° y 15°).

Así que en la Tabla 4.3 se muestra los valores de los parámetros  $k_1$  y  $k_2$  que fueron extraídos para las estructuras anteriormente mencionadas, así como los valores FSV y la interpretación de estos para la validación del modelo.

<b>Prototipo (Inclinación °)</b>	$k_1$	$k_2$	<b>FSV</b>	<b>Interpretación cualitativa</b>
7°	$4.40 \times 10^{-4}$	$2.65 \times 10^{-9}$	0.039	Excelente
10°	$4.30 \times 10^{-4}$	$2.65 \times 10^{-9}$	0.040	Excelente
15°	$4.15 \times 10^{-4}$	$2.6 \times 10^{-9}$	0.041	Excelente

Tabla 4.3 Validación de los modelos de la resistencia con diferentes inclinaciones (7°, 10°, 15°).

Con los valores de la Tabla 4.3 fue posible la reproducción de las curvas de las Figs. 4.15, 4.16 y 4.17, en donde se observa una excelente correlación del modelo de la resistencia con los datos experimentales.

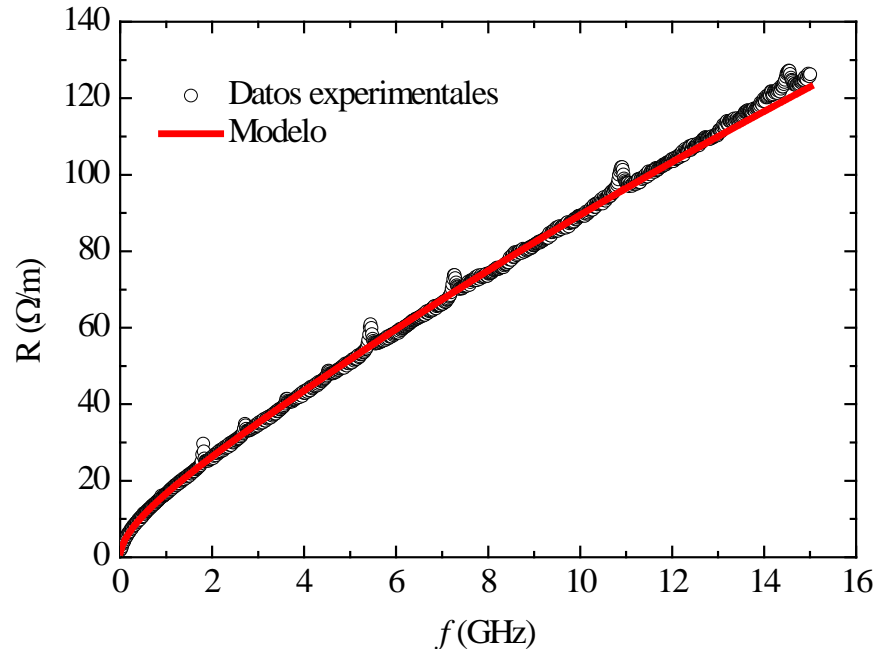


Figura 4.15 Correlación experimental de la resistencia en serie de la línea de transmisión para línea con inclinación de  $7^\circ$ .

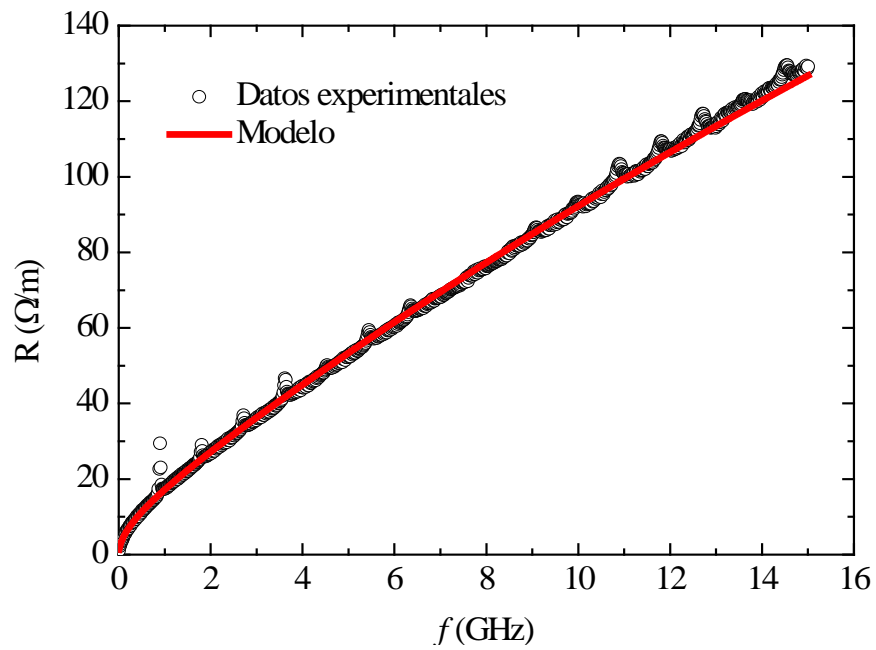


Figura 4.16 Correlación experimental de la resistencia en serie de la línea de transmisión para línea con inclinación de  $10^\circ$ .



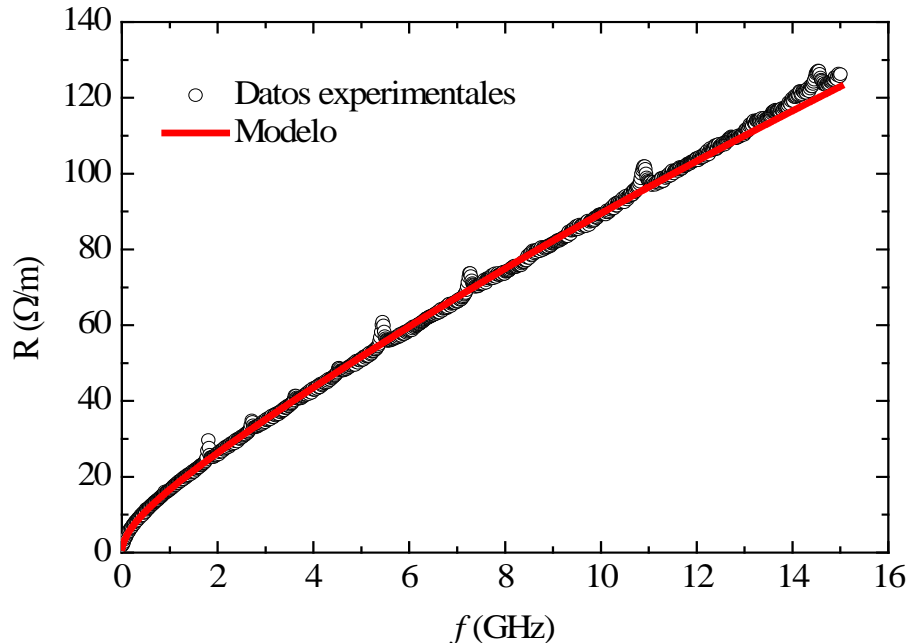


Figura 4.17 Correlación experimental de la resistencia en serie de la línea de transmisión para línea con inclinación de 15°.

Con los resultados mostrados anteriormente es posible confirmar la validez del modelo de las pérdidas por conductor propuesto en diferentes estructuras, ya que para cada una se observa una excelente correlación en rangos de frecuencias superiores a los de los modelos convencionales.

## 4.5 Conclusiones

En esta sección se presentó la metodología empleada para obtener, a partir del modelo de Hammerstad–Jensen, un modelo alternativo de las pérdidas por conductor, pero ahora adicionando en este, el efecto de la distribución de corriente analizado en el Capítulo 3. Posteriormente, se presentó la metodología de extracción de los parámetros que conforman el modelo propuesto en este trabajo.

Es posible a partir de la Fig. 4.14 y la Tabla 4.2, apreciar la validez del modelo propuesto contra los modelos existentes, donde además se puede observar la excelente correlación entre los datos experimentales y el modelo propuesto en el rango de 100 MHz a 15GHz , lo cual valida la metodología empleada en este trabajo.

Finalmente, a partir de una comparación de modelos, se demostró la precisión que el modelo propuesto presenta en comparación con otros modelos existentes.

# Capítulo 5

## Conclusiones y trabajo futuro

En esta tesis se presentó un análisis de efectos físicos, tales como la distribución de corriente y la rugosidad en la interfaz metal–dieléctrico, que impactan en las pérdidas por conductor en líneas microstrip fabricadas en PCB. A partir de este estudio se realizó una propuesta para el modelado de las pérdidas por conductor considerando la interacción simultánea de los efectos antes mencionados.

Dos tipos de herramientas fueron utilizadas principalmente para el desarrollo de este trabajo: simuladores electromagnéticos de onda completa y equipo de medición de altas frecuencias. Esto permitió el análisis detallado de la estructura de las interconexiones, haciendo particular énfasis en los efectos que ocurren en el material conductor. Por otra parte, el tener acceso a un prototipo fabricado con diversas líneas de transmisión hizo posible el desarrollo y verificación experimental de la propuesta. Algunos detalles particulares acerca de los resultados obtenidos en esta tesis son explicados a continuación.

### 5.1 Uso de herramientas computacionales

Para el análisis de la distribución de corriente en líneas microstrip fueron utilizados dos simuladores: HFSS y Sonnet. El primero, a partir de un análisis cualitativo se observó en función de la frecuencia la distribución de la corriente en la sección transversal de la línea. Mientras que con el segundo fue posible hacer un análisis cuantitativo, con el cual se obtuvo una ecuación analítica de la distribución de la corriente en función de la frecuencia representada por la ecuación (3.8).

El análisis en Sonnet se hizo considerando estructuras microstrip con diferentes geometrías, es decir diferentes anchos y espesores del trazo conductor y diferentes espesores del dieléctrico. A partir de este análisis se pudo observar que independientemente de la estructura simulada, para todos los casos, la distribución de corriente presenta una

tendencia lineal con el incremento de frecuencia. Dichos resultados fueron presentados en la Fig. 3.11.

## 5.2 Diseño y medición de prototipos

En el diseño de los prototipos se consideraron variaciones en ciertos parámetros de las líneas microstrip, tales como la longitud de las líneas y la rugosidad en la interfaz metal–dieléctrico. La primera permitió la extracción de los datos experimentales y la segunda analizar su efecto en la integridad de la señal. De tal forma que se fabricaron líneas con dos longitudes, 4 y 8 pulgadas. Así como dos diferentes perfiles de rugosidad: uno de ellos correspondiente a un perfil de rugosidad estándar con un valor  $h_{rms} = 2.5 \mu\text{m}$  y el otro a un perfil de rugosidad muy bajo con un valor  $h_{rms} = 0.650 \mu\text{m}$ . Sin embargo, aunque se realizaron variaciones de rugosidad y longitud, las líneas también se fabricaron para presentar una impedancia de  $50 \Omega$ .

Finalmente, las mediciones de los prototipos se realizaron en el laboratorio de altas frecuencia del INAOE utilizando un analizador de redes vectorial (VNA) de la marca Agilent modelo E8361A. Con estas mediciones fue posible realizar la extracción de los datos experimentales y con ello realizar la validación de la propuesta de esta tesis mostrada en la Fig. 4.12, la cual presenta una buena correlación en el rango de frecuencia de 0.01–15 GHz.

Aunque con los prototipos diseñados fue posible realizar la extracción de los datos experimentales y la validación del modelo propuesto, se presentaron algunos problemas. Esto debido principalmente a la longitud de las estructuras, ya que a altas frecuencias las mediciones presentaban mucho ruido. En este sentido, dicho efecto indeseable se acentúa con el aumento de la longitud de las líneas. Es por eso que se recomienda que en análisis posteriores se diseñen prototipos con longitudes menores a las que se tienen.

## 5.3 Resumen de contribuciones

Una vez que se expuso el uso de las herramientas utilizadas en esta tesis, se presenta a continuación las contribuciones de esta tesis, las cuales se pueden resumir en los siguientes puntos:

1. La principal contribución derivada del análisis presentado a través de esta tesis, fue la propuesta de un método para la determinación analítica de los parámetros involucrados en el nuevo modelo desarrollado. Donde, al modelo de la resistencia de la línea que considera la rugosidad se le incluyó el efecto de la distribución de corriente analizado en el Capítulo 3. Siendo ésta, una nueva propuesta que podrá ser utilizada por diseñadores de PCBs.
2. Mediante simulaciones electromagnéticas fue posible realizar un análisis de la distribución de corriente en el trazo conductor de una línea microstrip en función de la frecuencia, a partir del cual se presentaron tres resultados importantes: El primero fue que la concentración de corriente en los bordes del trazo de la línea comienzan a ser significativos desde muy bajas frecuencias. El segundo, que la concentración de corriente en la superficie superior del trazo sigue siendo significativo aun a altas frecuencias. Y el tercero fue que la concentración de la corriente en la superficie inferior de la línea incrementa linealmente con la frecuencia.
3. El rango de validez que se obtuvo con el modelo propuesto presenta mejor precisión que los modelos ya existentes, lo cual se pudo observar en la Fig. 4.14. Sin embargo se debe ser cuidadoso al utilizar el modelo en estructuras que presenten valores de rugosidad elevados.

## 5.4 Observaciones finales

Con la realización de esta tesis se abre la oportunidad de realizar nuevos estudios. Por lo que ahora se propone realizar el mismo análisis en líneas Striplines, las cuales presentan

rugosidad en la interfaz metal–dieléctrico tanto en la parte superior e inferior del trazo. También, se propone realizar estudios para determinar simultáneamente las pérdidas por dieléctrico y conductor en líneas de transmisión considerando los efectos analizados en esta tesis, además de otros efectos a microescala, ya que la determinación de estos parámetros es muy difícil debido a la complicada separación de los efectos involucrados.

Otras oportunidades de investigación que se abren con esta tesis es la implementación de modelos físicos implementables en SPICE, los cuales sean escalables con la geometría y tecnología.

# Lista de Figuras

1.1 Ley de Moore: predicción del número de transistores presentes en un CI [3].....	1
1.2 Tendencia en la evolución de la tecnología de empaquetados [5].....	3
1.3 Estructura física de una tarjeta de circuito impreso (PCB) [7].....	5
1.4 Modelado de una línea de transmisión a partir de parámetros <i>RLGC</i> .....	7
1.5 Mecanismos físicos que determinan el comportamiento de los materiales dieléctricos [8].....	8
1.6 Distribución de corriente en la sección transversal de una línea microstrip debido al efecto piel [14].....	9
1.7 Microfotografía mostrando la rugosidad en la interfaz conductor–dieléctrico en un proceso en PCB típico [16].....	10
1.8 Profundidad de piel contra frecuencia [17].....	11
2.1 Estructura de una línea de microcinta.....	14
2.2 Modelo de circuito equivalente de un segmento de línea de transmisión homogénea utilizando parámetros <i>RLGC</i> .....	15
2.3 Distribución de corriente en la sección transversal de una línea microstrip con el incremento de frecuencia. De arriba abajo: (a) en bajas frecuencias o en dc la corriente se distribuye uniformemente en la sección transversal de la tira conductora, (b) en altas frecuencias, la corriente se concentra en la superficie inferior de la tira conductora.....	17
2.4 Estructura utilizada para representar los planos del conductor donde se concentra la mayor parte de la corriente a altas frecuencias.....	18
2.5 Lazos que permiten definir la inductancia de un segmento de línea de transmisión en la dirección de propagación. (a) Parte del lazo incluye una sección del conductor para frecuencias en las que la profundidad de piel es relativamente grande. (b) A muy altas frecuencias la inductancia tiende a la externa.....	19
2.6 Funciones generadas por computadora que representan dos perfiles de superficies rugosas: (a) VLP (perfil muy bajo), (b) STD (perfil estándar) [15].....	21
2.7 Proceso de fabricación de láminas metálicas por galvanoplastia [19].....	22
2.8 (a) Modelo 2D de la rugosidad según Hammerstad y Jensen, (b) Perfil de una placa de cobre rugosa con $h_{rms} = 2 \mu\text{m}$ , [27].....	24
2.9 Esquema mostrando la representación de una superficie rugosa utilizando semiesferas [27].....	25
2.10 (Izquierda) Mediciones de una superficie de cobre rugosa que presenta un perfil muy alto de rugosidad. (Derecha) Fotografía ampliada de la misma superficie	

mostrada en la Fig. izquierda [26].....	26
2.11 (a) Fotografía que muestra el perfil rugoso con características de bolas de nieve, (b) Representación 2D de la rugosidad según Huray [28].....	27
3.1 Estructura de línea microstrip simulada en HFSS.....	30
3.2 Distribución de corriente en sección transversal de trazo conductor a diferentes frecuencias obtenido de simulador HFSS.....	31
3.3 Representación de la resistencia de la línea.....	31
3.4 Estructura de línea microstrip analizada en Sonnet, donde el grosor del trazo conductor es modelado por dos láminas infinitamente delgadas unidas por vías.....	33
3.5 Sección transversal de tres estructuras microstrip con diferente espesor $t$ .....	34
3.6 Subdivisiones del trazo conductor definidas en Sonnet.....	35
3.7 Porcentaje de concentración de corriente en la superficie inferior del trazo asociada con una subdivisión a diferentes frecuencias, para variaciones de $t$ .....	38
3.8 Razón de corriente asociada a la cantidad de corriente que fluye en los bordes del trazo con respecto al centro de éste en $S_{inf}$ variando el grosor del trazo de la línea microstrip.....	39
3.9 Porcentaje de concentración de corriente correspondiente a las superficies inferior y superior del trazo de una línea microstrip.....	40
3.10 Porcentaje de concentración de corriente en la superficie inferior del trazo de una línea microstrip ( $S_{inf}$ ) variando el espesor $t$ .....	41
3.11 Sección transversal de tres estructuras microstrip con diferente espesor del dieléctrico $h$ .....	42
3.12 Porcentaje de concentración de corriente en la superficie inferior del trazo asociada con una subdivisión a diferentes frecuencias, para variaciones de $h$ .....	43
3.13 Razón de corriente asociada a la cantidad de corriente que fluye en los bordes del trazo con respecto al centro de éste en $S_{inf}$ variando el grosor del dieléctrico de la línea microstrip.....	44
3.14 Porcentaje de concentración de corriente correspondiente a las superficies inferior y superior del trazo de una línea microstrip.....	45
3.15 Porcentaje de concentración de corriente en la superficie inferior del trazo de una línea microstrip ( $S_{inf}$ ) variando el espesor del dieléctrico $h$ .....	45
3.16 Sección transversal de tres estructuras microstrip con diferente ancho del trazo conductor $w$ .....	46
3.17 Porcentaje de concentración de corriente en la superficie inferior del trazo asociada con una subdivisión a diferentes frecuencias, para variaciones de $w$ .....	47
3.18 Razón de corriente asociada a la cantidad de corriente que fluye en los bordes del trazo con respecto al centro de éste en $S_{inf}$ variando el ancho del trazo de la línea	



microstrip.....	48
3.19 Porcentaje de concentración de corriente correspondiente a las superficies inferior y superior del trazo de una línea microstrip.....	49
3.20 Porcentaje de concentración de corriente en la superficie inferior del trazo de una línea microstrip ( $S_{inf}$ ) al variar el ancho del conductor ( $w$ ).....	49
3.21 Ajuste lineal en el rango superior de frecuencias para los datos obtenidos para la corriente en la superficie inferior del trazo conductor.....	51
3.22 Regresión lineal para cada una de las curvas de $PS_{inf}$ de las diferentes estructuras microstrip analizadas .....	52
4.1 Tarjeta prototipo que incluye las estructuras microstrip utilizadas en el desarrollo y verificación experimental de la propuesta.....	54
4.2 Coeficiente de Hammerstad–Jensen para los dos valores de rugosidad en el prototipo de prueba.....	55
4.3 Fotografía de las líneas microstrip de 4 y 8 pulgadas medidas.....	56
4.4 Calibración de puntas de prueba GSG mediante técnica SOLT (izquierda). Medición de parámetros S sobre líneas de prueba con puntas coplanares (derecha).....	56
4.5 Extracción de datos experimentales. Parte real de la constante de propagación $\gamma$ (izquierda). Parte real de la impedancia característica $Z_c$ .....	57
4.6 Resistencia en serie de línea microstrip extraída de datos experimentales.....	57
4.7 Comparación del modelo de Hammerstad–Jensen contra datos experimentales para la resistencia en serie de línea microstrip.....	59
4.8 Correlación de modelo de la resistencia de la línea a partir de una aproximación simple contra el modelo desarrollado exacto.....	62
4.9 Coeficiente de Hammerstad–Jensen para las microstrip cuya rugosidad de la interfaz metal–dieléctrico presenta un valor nominal de $0.650 \mu\text{m}$ .....	63
4.10 Regresión lineal para la extracción de $k_1$ y $k_2$ en las líneas estudiadas.....	64
4.11 Coeficiente de Hammerstad–Jensen para estructura microstrip variando el valor de rugosidad un 5%,10%,20% y 30% del valor proporcionado por el fabricante.....	65
4.12 Regresión lineal aplicada a la resistencia normalizada para la determinación de $k_1$ y $k_2$ para un valor de rugosidad de $0.585 \mu\text{m}$ .....	66
4.13 Correlación experimental de la resistencia en serie de la línea de transmisión.....	67
4.14 Comparación de modelos de la resistencia.....	67
4.15 Correlación experimental de la resistencia en serie de la línea de transmisión para línea con inclinación de $7^\circ$ .....	70
4.16 Correlación experimental de la resistencia en serie de la línea de transmisión para línea con inclinación de $10^\circ$ .....	70
4.17 Correlación experimental de la resistencia en serie de la línea de transmisión para línea con inclinación de $15^\circ$ .....	71



# Lista de Tablas

3.1 Parámetros extraídos para obtener la función $n_{inf} = A + B f$ , para cada una de las estructuras mostradas en la Sección 3.2.....	52
4.1 Interpretación de la escala de valores FSV.....	68
4.2 Validación de los modelos de la resistencia con el uso de la herramienta FSV.....	68
4.3 Validación de los modelos de la resistencia para estructuras con diferentes inclinaciones (7°, 10°, 15°).....	69



# Bibliografía

- [1] R. R. Schaller, “Moore’s Law, present, and future,” *Spectrum, IEEE*, vol. 34, Issue 6, pp. 52 – 58, June 1997.
- [2] R. R. Tummala, “Moore’s law meets its match,” *Spectrum, IEEE*, vol. 43, Issue 6, pp. 44 – 49, June 2006.
- [3] K. J. Kuhn, “Moore’s Law past 32 nm: Future Challenges in Device Scaling,” 13th International Workshop on Computational Electronics, pp. 1 – 6, 2009.
- [4] Clyde F. Coombs, *Printed Circuits Handbook*. Mc raw – Hill, 2008.
- [5] R. R. Tummala, “Packaging: Past, Present and Future,” *Proc. of the IEEE 6th International Conference on Electronic Packaging Technology*, pp. 3 – 7, August 2005.
- [6] G. R. Blackwell, *The electronic packaging handbook*. CRC Press.
- [7] R. R. Tummala, *Fundamentals of Microsystems Packaging*, McGraw – Hill, 2001.
- [8] P. G. Huray. *The Foundations of Signal Integrity*. Wiley 2010.
- [9] S. G. Pytel, G. Barnes, D. Hua, A. Moonshiram, G. Brist, R. I. Mellitz, S. H. Hall and P. G. Huray, “Dielectric Modeling, Characterization, and Validation up to 40 GHz,” *IEEE Workshop on Signal Propagation Interconnects. SPI 2007*, pp. 229 – 232, May 2007.
- [10] S. Hall, T. Uang, H. Heck and D. Shykind, “Modeling Requirements for Transmission Lines in Multi – Gigabit Systems,” 13th Tropical Meeting on Electrical Performance of Electrical Packaging, pp. 67 – 70, October 2004.
- [11] Reydezel Torres – Torres, Svetlana Sejas – García, “Extraction of the Model Parameters for the Attenuation in Printed Transmission Lines,” *Microwave and wireless Components Letters, IEEE*, pp. 654 – 656, December 2010.
- [12] S. H. Hall and H. L. Heck, *Advanced Signal Integrity for High – Speed Digital Designs*. Wiley, 2009.
- [13] J. A. Mccall and D. Shykind, “Non – Ideal Frequency Dependent Loss In Realistic PCB Transmission Lines,” 6th IEEE Workshop on Signal Propagation Interconnects, pp. 79 – 82, May 2002.

- [14] L. Hwang and I. Turlik, "A Review of Skin Effects as Applied to Thin Film Interconnections," Transactions on Components, Hybrids, and Manufacturing Technology, IEEE, vol. 15, pp. 43 – 55, February 1992.
- [15] G. Romo, C. Nwachukwu, R. Torres – Torres, S. W. Baek, and M. Scchauer, "Stack – up and routing optimization by understanding micro –scale PCB effects," DesignCon 2011.
- [16] M. Koledintseva, A. Koul, F. Zhou, J. Drewniak, and S. Hinaga, "Surface Impedance Approach to Calculate Loss in Rough Conductor Coated with Dielectric Layer," International Symposium on Electromagnetic Compatibility, IEEE, February 2010.
- [17] G. Brist, S. Clouser, S. Hall, and T. Liang, "Non – Classical Conductor Losses due to Copper Foil Roughness and Treatment," 2005 IPC Electronics Circuits World Convention, February 2005.
- [18] Hammerstad and Jensen, "Accurate Models for Microstrip Computer Aided Design," IEEE MTT – S Int. Microwave Symp. Dih., pp. 407 – 409, May 1980.
- [19] P. G. Huray, F. Oluwafemi, J. Loyer, E. Bogatin, and X. Ye, "Impact of Copper Surface Texture on Loss: A Model that Works", DesignCon 2010.
- [20] F. Horn, 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," DesignCon 2010.
- [21] T. Liang, S. Hall, H. Heck and Gary Brist, "A practical Method for modeling PCB Transmission Lines with Conductor Surface Roughness and Wideband Dielectric Properties,"
- [22] J. C. Rautio, "An Investigation of Microstrip Conductor Loss," Microwave Magazine, IEEE, vol 1, Issue4, pp. 60 – 67, December 2000.
- [23] J. C. Rautio and V. Demir, "Microstrip conductor loss models for electromagnetic analysis," Transactions on Microwave Theory and Techniques, IEEE, Vol. 51pp. 915 – 921, March 2003.
- [24] David M. Pozar, Microwave Engineering. Wiley, 2005.
- [25] Y. Shlepnev, "Modeling frequency - dependent conductor losses and dispersion in serial data channel interconnects," Simberian Inc, 2007.

- [26] S. Hall, S. G. Pytel, P. G. Huray, D. Hua, A. Moonshiram, G. A. Brist and E. Sijercic, "Multigigahertz Causal Transmission Line Modeling Methodology Using a 3 – D Hemispherical Surface Roughness Approach," Transactions on Microwave Theory and Techniques, IEEE, vol. 55, December 2007, pp. 2614-2623.
- [27] P. G. Huray, A. Oluwafemi, J. Loyer, E. Bogatin and X, Ye, "Modeling Surface Roughness with an array of hemispheres, Multigigahertz Causal Transmission Line," DesignCon 2010
- [28] P. G. Huray, S. Hall, S. G. Pytel, A. Oluwafemi, R. Mellitz, D. Hua, and P. Ye, "Fundamentals of a 3-D "Snowball" Model for Surface Roughness Power Losses," IEEE conference on Signals and Propagation on Interconnects, May 14, 2007, Genoa, Italy.
- [29] S. G. Pytel, P. G. Huray, S. H. Hall, R. I. Mellitz and G. Brist, "Analysis of Copper Treatments and the Effects on Signal Propagation" Electronic Components and Technology Conference, May 2008.
- [30] A. Koul, M. Y. Koledintseva, S. Hinaga and J. L. Drewniak, "Differential Extrapolation Method for Separating Dielectric and Rough Conductor Losses in Printed Circuit Boards," Transactions on Electromagnetic Compatibility, IEEE, issue 99, pp. 1–13, March 2011.
- [31] B. Curran, I. Ndip, S. Guttowski, and H. Reichl, "A Methodology for Combined Modeling of Skin, Proximity, Edge, and Surface Roughness Effects," Transactions on Microwave Theory and Techniques, IEEE, vol. 58, issue 9, pp. 244 –2455, Sept. 2010.
- [32] "Sonnet User's Guide, Release 12," Sonnet Software Inc., April 2009.
- [33] Robert E. Collin, "Field Theory of Guided Waves," McGraw–Hill, 1960.
- [34] J. V. Butler, D. K. Rytting, M. F. Iskander, R. D. Pollard, and M. V. Bossche, "16 - Term Error Model and Calibration Procedure for On-Wafer Network Analysis Measurements," Transactions on Microwave Theory and Techniques, IEEE, vol. 39, pp. 2211–2217, Dec. 1991.

- [35] J. A. Reynoso-Hernández, “Unified method for determining the complex propagation constant of reflecting and nonreflecting transmission lines,” *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 13, no. 8, pp. 351–353, Aug. 2003.
- [36] R. Torres Torres, “Extracting characteristic impedance in low losses substrates”, *Electronics Letters*, vol. 47, Issue 3, pp. 191–193.
- [37] A. P. Duffy, A. J. M. Martin, A. Orlandi, G. Antonini, T. M. Benson, M. S. Woolfson, “Feature Selective Validation (FSV) for Validation of Computational Electromagnetics (CEM). Part I – The FSV Method,” *IEEE transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 48, August 2006, pp. 449 – 459
- [38] A. Orlandi, A. P. Duffy, B. Archambeault, G. Antonini, D. E. Coleby, and S. Connor, “Feature Selective Validation (FSV) for Validation of Computational Electromagnetics (CEM). Part II – Assessment of FSV Performance,” *IEEE transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 48, August 2006, pp. 460 – 467.