



INAOE

**CARACTERIZACIÓN DE PARÁMETROS
ELÉCTRICOS DEPENDIENTES DE FRECUENCIA
EN INTERCONEXIONES DE CIRCUITOS
INTEGRADOS**

Por

Diego Mauricio Cortés Hernández

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.**

Junio de 2013
Tonantzintla, Puebla

Supervisada por:

**Dr. Reydezel Torres Torres, INAOE
Dr. Mónico Linarez Aranda, INAOE**

© INAOE 2013

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



Resumen

En este trabajo se analizó la dependencia de la geometría y la frecuencia sobre las propiedades eléctricas de interconexiones multinivel. En el estudio, fue analizada la influencia del espesor del dieléctrico y el ancho de la tira conductora sobre el cambio en la impedancia característica y la constante de propagación, esta última analizada a partir de las regiones de operación de Johnson.

Para entender la dependencia de los efectos de distribución de corriente con la frecuencia y la geometría en interconexiones, se realizó un análisis exhaustivo de la resistencia en serie (R) y la inductancia (L) en interconexiones. Este análisis permitió identificar los rangos de frecuencia en los que R y L presentan curvas de tendencia diferentes debido a las variaciones en la distribución del flujo de corriente. Además, se explica la discrepancia de las curvas experimentales con el modelo de la raíz cuadrada de frecuencia a partir del efecto de proximidad y el efecto piel. Las mediciones obtenidas hasta los 40 GHz de las estructuras muestran que los modelos incluyendo términos proporcionales a la raíz cuadrada de la frecuencia son válidos.

Abstract

In this work is analyzed the frequency and geometry dependence in the electrical properties of multilevel interconnections. In the study, we have analyzed the influence of dielectric thickness and width of the conductive strip on the change in the characteristic impedance and propagation constant, this latter was analyzed through Johnson operating regions.

To understand the dependence of the effects of current distribution with the frequency and geometry in interconnections, we performed an exhaustive analysis of the series resistance (R) and inductance (L) in interconnections. This analysis allows the identification of the frequency ranges where R and L present different trending curves due to variations in the current distribution. Furthermore, it is explained the apparent discrepancy of experimental curves with the well known square-root-of-frequency models for the resistance and inductance considering the current crowding and skin effects. Measurement results up to 40 GHz show that models involving terms proportional to the square root of frequency are valid.

Agradecimientos

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) por beca número 261691 y al Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica (INAOE) por el apoyo en mis estudios de maestría.

A mis asesores el Dr. Reydezel Torres y el Dr. Monico Linares por la confianza, amistad y motivación que me han brindado durante este tiempo.

A mi esposa y familia por la fortaleza y apoyo incondicional.

CONTENIDO

1. INTRODUCCIÓN	13
1.1 Interconexiones en Circuitos Integrados.....	14
1.1.1 Importancia de las Interconexiones	14
1.1.2 Interconexiones Locales y Globales	16
1.1.3 Niveles Metálicos en Circuitos Integrados.....	18
1.2 Modelado de Interconexiones.....	20
1.2.1 Efectos Inductivos, Conductivos, Capacitivos y Resistivos	20
1.2.2 Extracción de Parámetros en Líneas de Transmisión	22
1.2.3 Herramientas de Software y Simulación.....	23
1.3 Distribución de Corriente en Conductores	23
1.4 Objetivo del Trabajo.....	24
2. FUNDAMENTOS DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN.....	26
2.1 Fundamentos de Líneas de Transmisión.....	26
2.1.1 Modelado de Líneas de Transmisión.....	27
2.1.2 Redes de 2 puertos	31
2.1.3 Desincrustación y Cálculo de la Impedancia Característica y la Constante de Propagación	33
2.1.4 Regiones de Operación en Líneas de Transmisión.....	37
2.2 Pérdidas en el Conductor	40
2.2.1 Efecto de proximidad.....	41

2.2.2 Efecto piel.....	42
2.2.3 Corrientes de remolino	44
2.3 Modelo de Pérdidas en Conductores.....	45
2.3.1 Resistencia	45
2.3.2 Inductancia	50
2.4 Conclusiones	57
3. ARREGLO EXPERIMENTAL.....	59
3.1 Líneas de Interconexión	59
3.2 Medición de Parámetros de Dispersión.....	65
3.3 Conclusiones	66
4. RESULTADOS Y ANÁLISIS	67
4.1 Cálculo de la Impedancia Característica y la Constante de Propagación	67
4.2 Determinación de Parámetros RLGC	70
4.3 Análisis de Resistencia e Inductancia en Líneas de Transmisión	77
4.3.1 Resistencia.....	77
4.3.2 Inductancia	82
4.4 Conclusiones	85
5. CONCLUSIONES	86
5.1 Caracterización de interconexiones multinivel	86
5.2 Efectos de distribución de corriente en interconexiones multinivel	87
5.3 Trabajos futuros.....	88
BIBLIOGRAFÍA.....	90

Índice de figuras

Fig. 1. Corte transversal de una línea de microstrip y distribución de los campos eléctrico y magnético (E y H , respectivamente) en su modo cuasi-TEM.	15
Fig. 2. Esquema de interconexiones globales y locales en un CI.	17
Fig. 3. (a) Esquema simplificado de un sistema multinivel utilizando Metal-3 como plano de referencia. (b) Sección transversal de un CI con 4 niveles metálicos y 1 nivel de polisilicio [9].	18
Fig. 4. Tramo de una línea de microstrip representada por términos dependientes de frecuencia RLGC.	21
Fig. 5. Circuito equivalente de elementos concentrados.	27
Fig. 6. Diagrama de una red de dos puertos representada mediante los parámetros S	31
Fig. 7. Efectos asociados a los terminales de entrada-salida en una LT [29].	33
Fig. 8. RO para una gráfica de constante de atenuación (α) en función de f	38
Fig. 9. RO en la gráfica de β en función de f	39
Fig. 10. Distribución de corriente por efectos de proximidad (a) a bajas frecuencias y (b) antes de alcanzar el efecto piel en la tira de señal.	41
Fig. 11. Cambio de R y L con f debido a efecto piel.	43
Fig. 12. Formación de corrientes de remolino en conductores [33]	44
Fig. 13. Distribución de corriente para diferentes regiones de f	46
Fig. 14. Gráfica conceptual mostrando los diferentes efectos físicos presentes en R dependientes de f	46

Fig. 15. Vista lateral de una LT identificando las zonas que definen L_{int} y L_{ext}	51
Fig. 16. Esquema ilustrando la reducción en las componentes externas de los lazos de la inductancia cuando la frecuencia se incrementa. a) Baja frecuencia, b) Alta frecuencia.....	52
Fig. 17. Gráfica conceptual mostrando las diferentes regiones de frecuencia donde L varía con f.....	56
Fig. 18. Identificación de las líneas de interconexión en el CI de prueba. ...	60
Fig. 19. Forma del plano tierra en las estructuras de prueba [36].....	61
Fig. 20. Diagrama de bloques de un analizador de redes, donde se identifican las principales secciones de procesamiento de señal [37].	65
Fig. 21. Gráfica de Z_c para las 4 LT de prueba.	67
Fig. 22. Gráfica de α para las 4 LT de prueba.	69
Fig. 23. Gráfica de β para las 4 LT de prueba.....	69
Fig. 24. Cálculo de (a) G y (b) C.....	71
Fig. 25. Cálculo de (a) R y (b) L.	72
Fig. 26. Identificación del valor de la frecuencia f_{LC} , para una tira con ancho de $2 \mu m$ y plano tierra en el Metal 1 ($h=3 \mu m$).	73
Fig. 27. Identificación de las RO en α para tiras de (a) $2 \mu m$ y (b) $4 \mu m$ y planos tierra en Metal 1.	75
Fig. 28. Identificación de las RO en α para tiras de (a) $2 \mu m$ y (b) $4 \mu m$ y planos tierra en Metal 3.	76
Fig. 29. Curva experimental de R en función de f hasta $f = 40$ GHz para las líneas de microstrip con el plano tierra en el nivel metálico 1: a) $w = 2 \mu m$, and b) $w = 4 \mu m$	78
Fig. 30. Datos experimentales de curvas de R versus f hasta $f = 40$ GHz para las líneas de microstrip con plano tierra en el nivel metálico 3 a) $w = 2 \mu m$, y b) $w = 4 \mu m$	80
Fig. 31. Gráfica experimental de L versus f para las LT fabricadas a) con plano de tierra en nivel metálico 1, y b) plano de tierra en nivel metálico 3. .	83

Índice de tablas

Tabla 1. Forma funcional de Z_c y γ en cada región de operación [31].	39
Tabla 2. Identificación de las estructuras en el CI de prueba.	61
Tabla 3. Comparación entre el valor teórico y el calculado de Z_c	62
Tabla 4. Cálculo de los parámetros R, L y C a partir de la geometría de las líneas.	63
Tabla 5. Comparación entre el valor teórico y el calculado de Z_c	68
Tabla 6. Frecuencias de transición obtenidas para las líneas fabricadas.	81
Tabla 7. Parámetros obtenidos para representar R y L.	84

Glosario de símbolos

μ	Permeabilidad magnética (H/m).
ε	Permitividad eléctrica (F/m).
σ	Conductividad (S/m).
δ	Profundidad de piel (m).
f	Frecuencia (Hz).
f_{LC}	Frecuencia de transición a la región de bajas pérdidas (Hz).
f_{g1}	Frecuencia relacionada con el efecto piel lateral en el plano tierra (Hz).
f_{gsat}	Frecuencia de transición a la región de saturación en el plano tierra (Hz).
f_{g2}	Frecuencia de efecto piel transversal en el plano tierra (Hz).
f_s	Frecuencia de efecto piel en la tira y plano tierra (Hz).
ω	Frecuencia angular (rad/m).
Z_c	Impedancia característica de una línea de transmisión (Ω).
Z_0	Impedancia de referencia (Ω).
γ	Constante de propagación. Este término puede ser dividido en su parte real α (Np/m) e imaginaria β (rad/m).
α	Constante de atenuación (Np/m).
α_{RC}	Atenuación en la región RC (Np/m).
α_{const}	Atenuación en la región de bajas pérdidas (Np/m).

α_{diel}	Atenuación en la región de pérdidas dieléctricas (Np/m).
α_s	Atenuación en la región de pérdidas por efecto piel (Np/m).
β	Constante de fase (rad/m).
β_{RC}	Constante de fase en la región RC (rad/m).
β_f	Constante de fase lineal (rad/m).
w	Ancho de la tira de señal (m).
w_g	Ancho del plano tierra (m).
w_{gmin}	Ancho de saturación del plano tierra (Hz).
t	Espesor de la tira de señal (m).
t_g	Espesor del plano tierra (m).
h	Espesor del dieléctrico intermetal o "IMD" (m).
R	Resistencia en serie por metro (Ω/m).
R_g	Resistencia en el plano tierra por metro (Ω/m).
R_s	Resistencia en la tira conductora por metro (Ω/m).
R_{g0}	Resistencia en bajas frecuencias en el plano tierra (Ω/m).
R_{s0}	Resistencia en bajas frecuencias en la tira de señal (Ω/m).
R_{I}	Resistencia en serie en bajas frecuencias por metro (Ω/m).
R_{II}	Resistencia en serie incluyendo el efecto de proximidad (Ω/m).
R_{III}	Resistencia en serie incluyendo el efecto de saturación (Ω/m).
R_{IV}	Resistencia total en serie incluyendo el efecto piel en el plano tierra (Ω/m).
R_{V}	Resistencia cuando se alcanza el efecto piel en la tira y el plano tierra (Ω/m).
L	Inductancia en serie por metro (H/m).
L_{int}	Inductancia interna por metro (H/m).
L_{ext}	Inductancia externa por metro (H/m).

L_{g0}	Inductancia en el plano tierra en bajas frecuencias (H/m).
L_{s0}	Inductancia en la tira de señal en bajas frecuencias (H/m).
L_I	Inductancia en serie en bajas frecuencias por metro (H/m).
L_{II}	Inductancia en serie incluyendo el efecto de proximidad (H/m).
L_{III}	Inductancia en serie incluyendo el efecto de saturación (H/m).
L_{IV}	Inductancia en serie incluyendo el efecto piel en el plano tierra (H/m).
L_V	Inductancia cuando se presenta el efecto piel en la tira y el plano tierra (H/m).
L_{∞}	Valor mínimo de la inductancia externa (H/m).
G	Conductancia en derivación por metro (S /m).
C	Capacitancia en derivación por metro (F/m).
k_i	Coeficiente resistivo cuando R cambia por efecto piel.
τ	Retardo de la línea (S /m).
t_r	Tiempo de subida del pulso (S).
N	Número de celdas para representar una línea de transmisión con elementos distribuidos.

Capítulo 1

INTRODUCCIÓN

El continuo escalamiento de la tecnología CMOS y la necesidad de circuitos integrados (CI) de alta velocidad, han motivado el desarrollo de sistemas multinivel y la investigación de nuevos materiales compatibles con la tecnología de silicio. Desafortunadamente, estos cambios han traído también efectos negativos relacionados con el incremento en las pérdidas y retardo de las señales, así como en efectos parásitos que originan desacoplamiento. En particular, las pérdidas de señal asociadas a los efectos resistivos en los conductores juegan un papel fundamental en el consumo de potencia y en el aumento de la temperatura en el CI. La pérdida de potencia de las señales en los conductores depende de la geometría, de la conductividad y de la distribución del flujo de corriente. Este último parámetro es afectado por la proximidad entre los conductores, el efecto piel y las corrientes de remolino, los cuales son dependientes de la frecuencia (f). Para representar estos fenómenos físicos de forma precisa, resulta muy útil el contar con modelos que puedan ser validados experimentalmente y que permitan el análisis y diseño de interconexiones en CI. En este capítulo se presentan conceptos relacionados con el modelado de interconexiones en sistemas multinivel (i.e., con múltiples niveles metálicos), entre ellos, los aspectos relacionados con las pérdidas de señal debido a fenómenos de distribución de corriente en conductores. Posteriormente, al final del capítulo se definirá el objetivo del trabajo de grado.

1.1 Interconexiones en Circuitos Integrados

A medida que la tecnología avanza, los circuitos integrados incrementan su número de capas metálicas utilizadas para propósitos de interconexión [1]. Debido a la gran velocidad de transmisión de datos en aplicaciones de cómputo, muchas de estas interconexiones operan en frecuencias de microondas. En este rango de frecuencias, la longitud de onda de la señal es comparable a la longitud física de la línea y por tanto las interconexiones deben ser tratadas como líneas de transmisión (LTs). Entonces, para poner en contexto al lector, se discutirán brevemente a continuación algunas de las interconexiones que típicamente se encuentran en un circuito integrado.

1.1.1 Importancia de las Interconexiones

El escalamiento de la tecnología CMOS trajo consigo nuevos problemas relacionados con el retardo de señal debido a las interconexiones. Esta situación proyectó que la velocidad de procesamiento de un microprocesador estuviese limitada por las interconexiones más que por la respuesta de los dispositivos en el circuito. Por esta razón, se propusieron estrategias que permitieron reducir el efecto del retardo; muchas de estas propuestas se relacionan con la búsqueda de nuevos materiales compatibles con la tecnología de silicio y el diseño de nuevas configuraciones de interconexión. Todo esto, permitió mejorar el desempeño de los CI [2].

Para comprender el efecto de las interconexiones en el desempeño de un circuito, es importante visualizar al CI como un sistema compuesto de un gran número de dispositivos electrónicos, como transistores, resistencias y capacitores. A su vez, el conjunto de estos dispositivos forman circuitos

electrónicos más complejos denominados bloques funcionales. Todos los elementos y los bloques funcionales en un CI están conectados por medio de interconexiones que al transmitir señales en muy alta frecuencia son consideradas como líneas de transmisión (LTs). Las LTs permiten la transferencia de energía electromagnética entre dos puntos de un circuito, y sus parámetros fundamentales, que son la impedancia característica (Z_c) y la constante de propagación (γ), dependen tanto de sus propiedades eléctricas como de la geometría de su estructura.

Tradicionalmente, los sistemas utilizados inicialmente como medios de transmisión fueron las guías de onda y los cables coaxiales. La ventaja principal de las guías de onda es su capacidad de manejo de potencia y su baja pérdida a frecuencias de microondas. Inconvenientemente, sin embargo, presentan también desventajas como su alto costo de fabricación y gran tamaño. Por otro lado, las líneas coaxiales presentan un ancho de banda amplio; pero debido a la complejidad de su forma, se dificulta su fabricación en tecnologías planares. Debido a esta situación y como

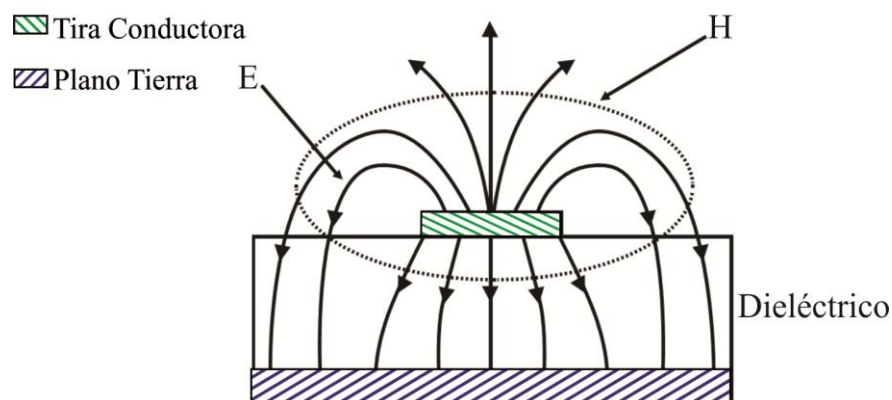


Fig. 1. Corte transversal de una línea de microstrip y distribución de los campos eléctrico y magnético (E y H, respectivamente) en su modo cuasi-TEM.

alternativa surgieron las LT planares. Estas estructuras, dependiendo de la configuración del conductor y el dieléctrico, pueden ser “Stripline”, “Microstrip”, “Slotline” y “CPW” (guías de onda co-planares), entre otras. Las ventajas principales de estas estructuras son su bajo costo de fabricación y la facilidad de su integración con otros dispositivos inclusive activos tales como diodos y transistores, los cuales son ampliamente utilizados en circuitos integrados de microondas [3].

La línea de interconexión ampliamente utilizada en CI, es la línea de microcinta o “microstrip”. La microstrip está compuesta por dos conductores metálicos separados por un dieléctrico (Fig. 1), uno de los conductores transporta la señal y se denominan tira conductora, el otro funciona como camino de retorno de la corriente y se denomina plano tierra. El corte transversal de la microstrip en la figura 1, permite observar la distribución de líneas de campo magnético (**H**) y eléctrico (**E**) alrededor de la estructura al fluir una corriente a lo largo de los conductores [4]. En general, un modo puro TEM no puede existir en una microstrip debido a que existe una frontera entre dos dieléctricos con diferente permitividad, en este caso aire y dióxido de silicio (SiO_2). Si la constante dieléctrica del aislante en la proximidad de la tira conductora es lo suficientemente alta, mucha de la energía electromagnética logra ser confinada en el dieléctrico, disminuyendo la radiación de la LT [5].

1.1.2 Interconexiones Locales y Globales

Las líneas de interconexión en un CI pueden clasificarse de acuerdo a su longitud en interconexiones locales y globales. Las interconexiones locales son generalmente fabricadas en el primer y menor nivel de interconexión. Usualmente conectan compuertas, fuentes y drenajes en

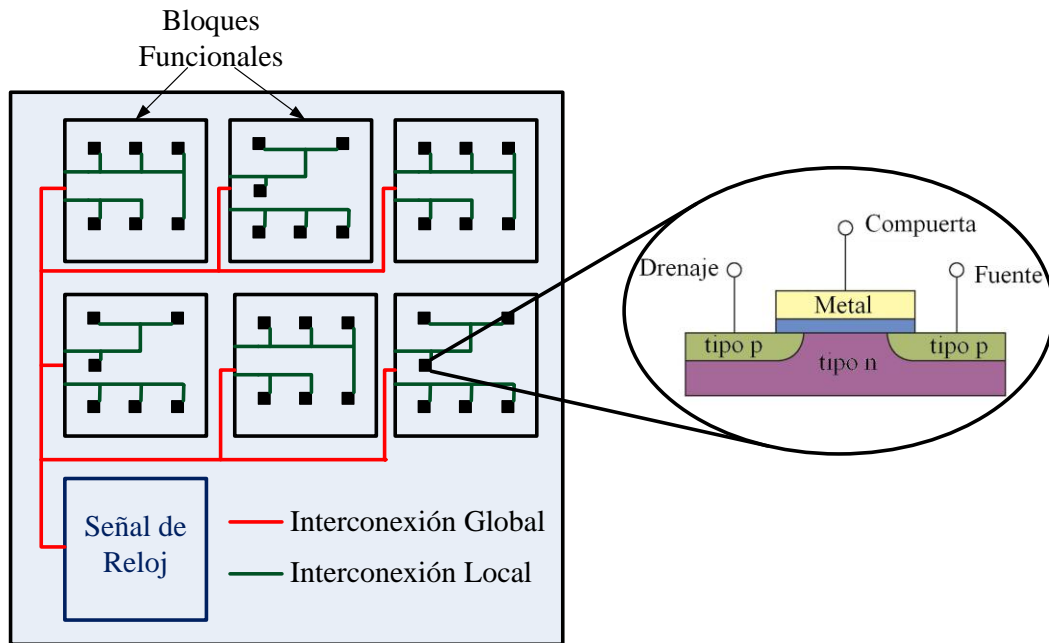


Fig. 2. Esquema de interconexiones globales y locales en un CI.

tecnología MOS, y emisores, bases y colectores en tecnología bipolar. En tecnología MOS, una interconexión local puede estar formada por silicio policristalino, que sirve además como material para electrodos de compuerta. Las interconexiones locales pueden tener mayor resistividad que las interconexiones globales debido a que las señales no viajan grandes distancias. Por otra parte, las interconexiones globales, en su mayoría fabricadas de aluminio, corresponden a todas aquellos niveles de interconexión por encima del nivel local. Las señales a través de las interconexiones globales viajan grandes distancias entre diferentes dispositivos y diferentes partes del circuito, por consiguiente son siempre fabricadas con materiales de menor resistencia [6].

En general, la longitud de las interconexiones locales es mucho menor que la de las interconexiones globales, ya que estas últimas pueden ser muy largas y cruzar todo el CI. En la figura 2 se presenta un esquema de los diferentes tipos de interconexiones en un circuito integrado. En esta figura,

los bloques funcionales corresponden a un conjunto de elementos del circuito que se encuentran a una distancia relativamente corta. En el esquema también se observa que la interconexión global guía una señal de reloj, la cual presenta una longitud mayor que las interconexiones locales. Entonces, debido a que en general, las interconexiones introducen un retardo, en interconexiones locales este retardo es relativamente fácil de controlar a través de un diseño adecuado, el control del retardo y el consumo de potencia en una interconexión global resulta ser un desafío en el diseño de LTs.

1.1.3 Niveles Metálicos en Circuitos Integrados

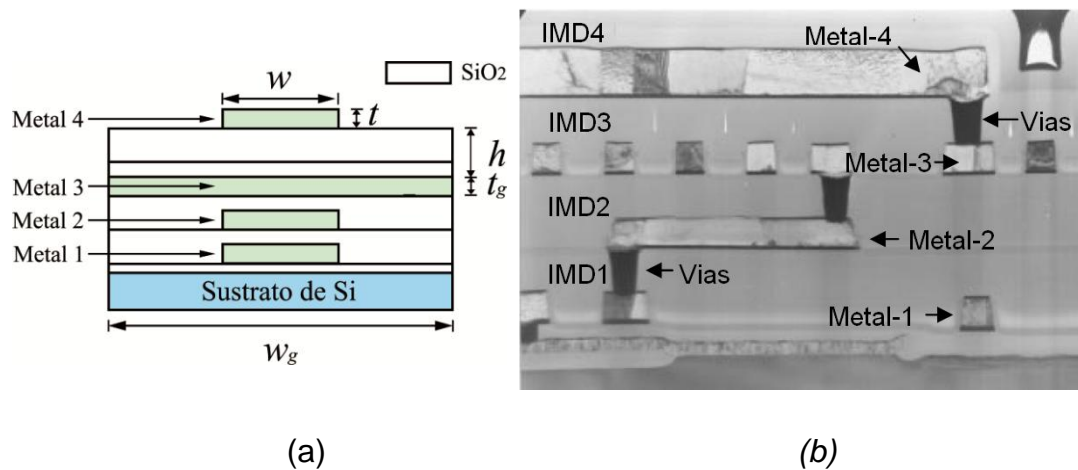


Fig. 3. (a) Esquema simplificado de un sistema multinivel utilizando Metal-3 como plano de referencia. (b) Sección transversal de un CI con 4 niveles metálicos y 1 nivel de polisilicio [9].

Si bien el escalamiento en la tecnología de CIs ha generado dos ventajas principales asociadas con el aumento en la densidad de elementos y la velocidad de transmisión de datos, presenta un problema fundamental relacionado con el incremento del número de interconexiones. Al aumentar el número de dispositivos en un CI disminuye el área efectiva para el diseño de interconexiones, por esta razón se diseñaron los sistemas multinivel. Los

sistemas multinivel consisten de un arreglo de capas o niveles metálicos separados por un material dieléctrico. Este arreglo permite un incremento en el número de interconexiones, pero trajo consigo problemas relacionados con sincronización y ruido [8].

En la figura 3a se presenta el esquema simplificado del apilamiento de interconexiones en un sistema multinivel. En la figura, el plano tierra es localizado en el nivel metálico 3 y está formado por una rejilla metálica que puede ser considerada como un plano sólido debido a que la separación de las líneas que la forman es muy pequeña cuando se compara con la longitud de onda de las señales que viajan en el circuito. El plano tierra presenta un ancho w_g y permite proteger las interconexiones superiores del sustrato semiconductor para reducir las pérdidas asociadas con las corrientes de remolino y acoplamientos parásitos. En la figura, h corresponde al espesor de la capa de SiO_2 que separa el plano tierra de la interconexión superior o tira conductora de ancho w ; esta capa se conoce como IMD (dieléctrico entre metales, por sus siglas en inglés). Por otra parte, en la figura 3b se presenta una microfotografía de un CI con interconexiones multinivel fabricado por UMC (*United Microelectronics Corporation*) [9], la estructura posee cuatro niveles metálicos y un nivel de polisilicio. En la microfotografía, se observa que los planos que contienen las LTs están conectados entre niveles a través de vías, las cuales se construyen por bloques que atraviesan los dieléctricos. Las principales ventajas de la técnica multinivel es que permite una mayor flexibilidad de diseño, además de un adecuado control de la impedancia característica (Z_c) y la constante de propagación (γ) por medio de la geometría de las interconexiones.

1.2 Modelado de Interconexiones

Debido a los desafíos actuales en el análisis y diseño de sistemas multinivel, es necesario obtener modelos que permitan reproducir de forma precisa los efectos físicos relacionados con las propiedades eléctricas de las interconexiones y su efecto sobre la integridad de señal. En general, en el análisis de CIs, los diseñadores están preocupados principalmente por la resistencia en serie (R), la capacitancia en derivación (C) y en el número de elementos concentrados que permita representar una interconexión [10], [11]. Debe señalarse, sin embargo, que con la evolución tecnológica e incremento de frecuencias de operación, consideraciones adicionales son necesarias como se verá en capítulos posteriores. De momento, se discutirán a continuación algunas de las investigaciones que han permitido determinar y representar los elementos de la línea en función de la geometría, la frecuencia y los materiales de fabricación [12]–[16]. De hecho, en la siguiente sección se presentarán algunos aspectos relacionados con el modelado de interconexiones y la importancia de las herramientas de software para el análisis y diseño de interconexiones multinivel.

1.2.1 Efectos Inductivos, Conductivos, Capacitivos y Resistivos

En la figura 4, se presenta un tramo de una línea de microstrip representada en términos de elementos concentrados. Se observa que existe una contribución en el efecto resistivo tanto del plano tierra (R_g) como de la tira conductora (R_s), la inductancia L involucra el efecto inductivo al interior y exterior de los conductores, G y C están en derivación y dependen del espesor del dieléctrico h .

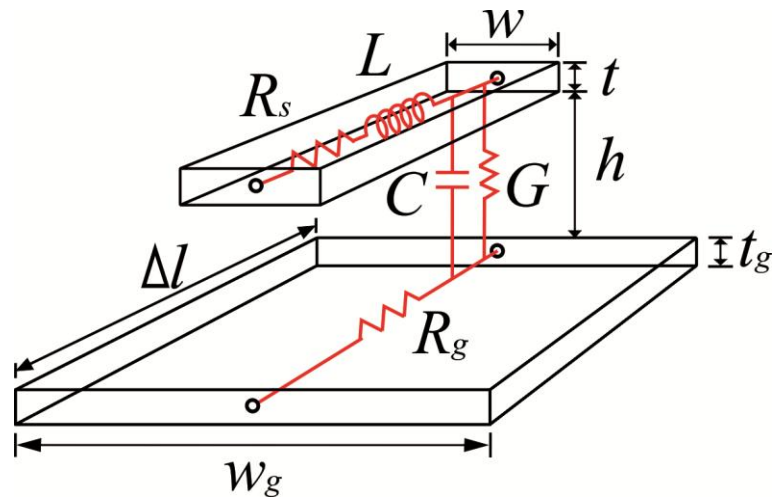


Fig. 4. Tramo de una línea de microstrip representada por términos dependientes de frecuencia RLGC.

Particularmente, han sido desarrollados muchos modelos para C , los cuales han mostrado una débil dependencia con f . Además, en general en interconexiones que no presenten acoplamiento con el substrato, se desprecian las pérdidas en el dieléctrico representadas por G [17]–[21]. En contraste, R , que es asociada con las pérdidas en el metal, ocurre a lo largo de toda la interconexión y es fuertemente dependiente de \sqrt{f} cuando la profundidad de piel δ (profundidad superficial donde existe flujo de corriente) es comparable o menor que el espesor de la capa metálica [22],[23]. Sin embargo, esta tendencia ideal de R no es evidente en la mayoría de resultados experimentales obtenidos en una interconexión en chip [18],[24],[25] o siempre que se analiza separadamente la constante de atenuación con las pérdidas metálicas [1],[16],[18]. Debido a esto, muchos grupos de investigación han contribuido a explicar la desviación experimental de las curvas de R en función de f , a través del análisis de la distribución del flujo de corriente con f [13],[23],[26]. No obstante, muchos de estos modelos usan parámetros de ajuste para compensar aquellos efectos que aún no son

bien explicados. Por ejemplo, se supone que la resistencia de las interconexiones en bajas frecuencias introduce un parámetro independiente de f que es despreciado a muy altas frecuencias [15], [22]. Por otro lado, cuando f incrementa es necesario incluir la inductancia serie (L) y por consiguiente la variación correspondiente con f con el fin de desarrollar modelos confiables.

1.2.2 Extracción de Parámetros en Líneas de Transmisión

El modelado es el proceso de trasladar el diseño físico de la línea, tal como su ancho, longitud, espesor y las propiedades eléctricas del material, en parámetros eléctricos ($RLGC$) [27]. Una vez definido el modelo de una interconexión, se procede a extraer los parámetros que definen este modelo. En este caso, el objetivo es tomar la geometría y las propiedades de los materiales y relacionarlos con los parámetros equivalente R , G , C y L . De forma general, este proceso es simplificado mediante el diseño adecuado de las estructuras, el cuál es confiable siempre y cuando la tolerancia a la fabricación no altere de manera significativa la geometría de las líneas. En general, las propiedades eléctricas de las interconexiones dependen de un óptimo patrón geométrico, de las propiedades de los materiales, y del análisis de los campos que interactúan con las señales que viajan por la LT. De esta manera, la importancia de un adecuado diseño surge del análisis de de las relaciones que describen de manera adecuada los efectos físicos presentes en la estructura y que puedan ser calculados a través de relaciones analíticas simples que faciliten el trabajo del diseñador.

1.2.3 Herramientas de Software y Simulación

Las herramientas de software son de importancia en el diseño de circuitos de microondas pues proporcionan los medios para crear prototipos que pueden ser fabricados. Para una línea de transmisión homogénea resulta sencillo determinar la impedancia característica y la constante de propagación. Sin embargo, cuando la estructura está compuesta por interconexiones complejas, es necesario emplear métodos de análisis que permitan entender los diferentes efectos relacionados con la estructura; usualmente este tipo de métodos resultan ser numéricos y de procesos matemáticos complejos [4].

En muchos casos, es útil el empleo de herramientas tales como los simuladores de onda completa. Estos simuladores resultan muy precisos, pero requieren de un tiempo de cómputo muy alto. Entre estos programas se encuentran *CST Microwave Studio* y *High Frequency Structural Simulator* (HFSS). Ambos programas permiten obtener parámetros de reflexión y transmisión de ondas, así como los campos que ocurren en las interconexiones, e involucran efectos tales como efecto piel, rugosidad de las líneas, y la permitividad del material dieléctrico. Desafortunadamente, el tiempo de cómputo para este tipo de simulaciones es una desventaja en el análisis de estructuras electromagnéticas.

1.3 Distribución de Corriente en Conductores

La demanda por realizar funciones a mayor velocidad puede causar limitaciones en el modelado de estructuras. Estas limitaciones están asociadas con el incremento en las pérdidas de los conductores debido a efectos de proximidad y piel, relacionados con la distribución de corriente. La

distribución de corriente puede ser definida como la forma que toma la corriente (amplitud y fase) sobre su estructura. En general, la corriente no siempre se distribuye de manera uniforme en la sección transversal de un conductor, y depende de ciertos parámetros como temperatura, geometría, propiedades eléctricas del material, y la forma y amplitud de la corriente que fluye por el conductor.

En un sistema de conductores paralelos, la distribución de la corriente en los materiales está determinada por dos efectos: el efecto piel y el de proximidad. El primero se debe a la distribución de corriente en un conductor simple y el segundo a las corrientes entre dos conductores en paralelo. Para pequeños espaciamentos, la distribución de corriente debida a efectos de proximidad causa un incremento en la resistencia que resulta ser mayor si sólo se considerara el efecto piel. El efecto piel en conductores ha sido discutido en la literatura, mientras que el efecto de proximidad ha recibido menos atención [28]. Algunos autores simplifican el análisis de efectos de proximidad y de borde a través de funciones analíticas simples que son implementadas en simuladores comerciales [23], o a través de expresiones complejas que surgen de métodos numéricos y que no resultan prácticas debido a la cantidad de parámetros y la forma funcional de la expresión matemática [13].

1.4 Objetivo del Trabajo

Debido a la necesidad de obtener modelos que permitan representar los fenómenos relacionados con la distribución de corriente en conductores, en este trabajo se presenta la caracterización de LT en diferentes niveles metálicos con el fin de contribuir en el entendimiento de la dependencia de efectos de proximidad y piel con la geometría de la LT. Se proponen 5

regiones de frecuencia relacionadas con la distribución de la corriente, las cuales permiten un análisis simplificado de las líneas de interconexión y los diferentes efectos físicos relacionados con la distribución de corriente en los conductores que afectan el valor de R y L al cambiar f . Además, en el trabajo se propone una relación entre el cambio en la inductancia externa con f asociada a efectos de proximidad a partir de frecuencias relativamente bajas.

Capítulo 2

FUNDAMENTOS DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

En este capítulo se presentan aspectos generales para el modelado y la extracción de parámetros característicos en líneas de transmisión; también son descritos diferentes efectos de distribución de corriente en conductores y su relación con la geometría y la frecuencia de operación en interconexiones. El objetivo del capítulo es definir un modelo de pérdidas metálicas en interconexiones globales en CIs asociadas con los efectos de distribución de corriente.

2.1 Fundamentos de Líneas de Transmisión

En esta sección se describen los parámetros S y su representación en términos de parámetros eléctricos. También se describe el método de desincrustación propuesto por Mangan [29] para eliminar efectos parásitos asociados con los terminales de entrada y salida o “pads” y de forma indirecta extraer Z_c y γ . Para el análisis de γ , se emplea el concepto de “regiones de operación” propuesto por H. Johnson [30], el cual permite identificar dos rangos de frecuencia de interés: el relacionado con el efecto LC o de baja pérdida y el de efecto piel.

2.1.1 Modelado de Líneas de Transmisión

Las líneas de transmisión que están formadas de dos conductores pueden guiar ondas transversales electromagnéticas (TEM), caracterizadas prácticamente por la poca contribución de componentes de campo longitudinal. Las ondas TEM tienen asociado un único voltaje, corriente e impedancia característica, los cuales permiten encontrar relaciones de importancia en el estudio de LT. Una de las aproximaciones ampliamente utilizadas para el análisis de LTs son las ecuaciones del telegrafista. Éstas se deducen a partir de las ecuaciones de Maxwell [3]. La diferencia fundamental entre la teoría de circuitos y la teoría de las líneas de transmisión es que en la primera se supone que las dimensiones físicas del sistema son mucho menores que la longitud de onda eléctrica. Por otro lado, en la teoría de LT se considera que la longitud de onda de la señal es una fracción considerable del tamaño del sistema [3].

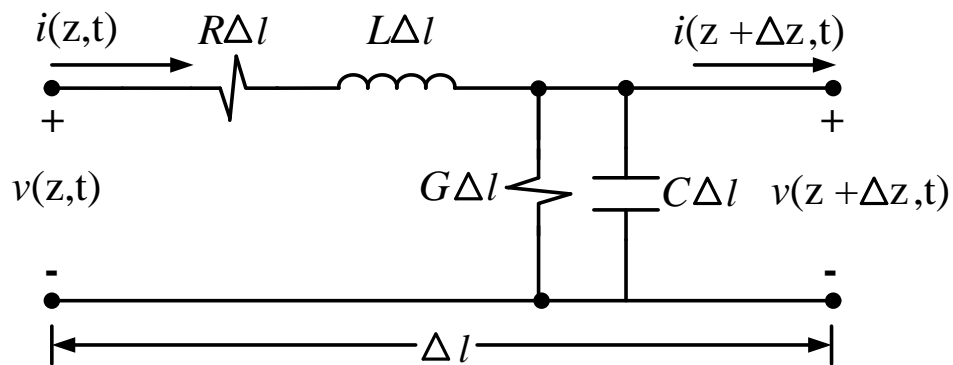


Fig. 5. Circuito equivalente de elementos concentrados.

Una LT puede ser representada con una red de parámetros distribuidos, donde el voltaje y la corriente varían en magnitud y fase sobre toda su longitud. En la figura 5, el elemento de longitud Δl puede ser modelado como un circuito de elementos concentrados, donde R y L corresponden a la resistencia y la inductancia en serie por unidad de longitud

(PUL), para ambos conductores; G y C corresponden a la conductancia y la capacitancia entre los dos conductores PUL.

Cada uno de estos elementos representa diversos efectos asociados con la LT, en el caso de L , ésta representa la inductancia en serie de los conductores, C corresponde a la capacitancia en paralelo debida a la cercanía entre conductores, R representa la resistencia debida a la conductividad finita de los conductores y G es la conductancia en paralelo debida a las pérdidas en el material. Estos dos últimos parámetros representan las pérdidas en la LT. Considerando la figura 5 y aplicando la ley de voltajes y corrientes de Kirchoff, se tiene:

$$v(z, t) - R\Delta z i(z, t) - L\Delta z \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} - v(z + \Delta z, t) = 0 \quad (1)$$

$$i(z, t) - G\Delta z v(z, t) - C\Delta z \frac{\partial v(z + \Delta z, t)}{\partial t} - i(z + \Delta z, t) = 0 \quad (2)$$

Dividiendo (1) y (2) entre Δz y tomando el límite cuando $\Delta z \rightarrow 0$ se obtiene:

$$\frac{\partial v(z, t)}{\partial z} = -Ri(z, t) - L \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} \quad (3)$$

$$\frac{\partial i(z, t)}{\partial z} = -Gi(z, t) - C \frac{\partial v(z, t)}{\partial t} \quad (4)$$

Estas ecuaciones representan la LT en el dominio del tiempo. Para la condición de estado estacionario, con fasores basados en cosenos se simplifican a:

$$\frac{dV(z)}{dz} = -(R + j\omega L)I(z) \quad (5)$$

$$\frac{dI(z)}{dz} = -(G + j\omega C)V(z) \quad (6)$$

Resolviendo simultáneamente las dos ecuaciones, se obtiene una expresión para $V(z)$ e $I(z)$:

$$\frac{d^2V(z)}{dz^2} + \gamma^2V(z) = 0 \quad (7)$$

$$\frac{d^2I(z)}{dz^2} + \gamma^2I(z) = 0 \quad (8)$$

Donde γ es la constante de propagación compleja, que es función de la frecuencia y equivale a:

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (9)$$

La solución de las ondas propagándose a través de la línea a partir de (7) y (8) son:

$$V(z) = V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{\gamma z} \quad (10)$$

$$I(z) = I_0^+ e^{-\gamma z} + I_0^- e^{\gamma z} \quad (11)$$

Donde $e^{-\gamma z}$ representa la onda propagándose en la dirección $+z$ y $e^{\gamma z}$ representa la onda propagándose hacia $-z$. Sustituyendo (10) en (7), se obtiene:

$$I(z) = \frac{\gamma}{R + j\omega L} [V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{\gamma z}] \quad (12)$$

Finalmente, la impedancia característica puede ser definida como:

$$Z_c = \frac{R + j\omega L}{\gamma} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (13)$$

Una forma de obtener estos parámetros es a través del análisis de redes de dos puertos, los cuales serán explicados a continuación.

2.1.2 Redes de 2 puertos

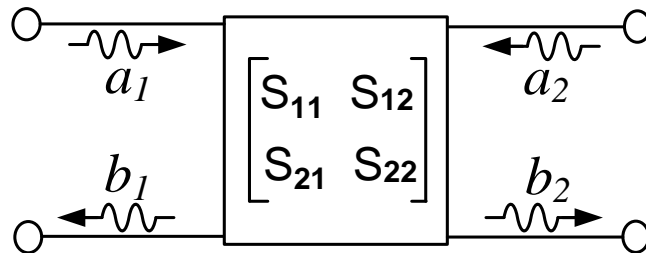


Fig. 6. Diagrama de una red de dos puertos representada mediante los parámetros S.

Las redes de dos puertos (Fig. 6) son circuitos en los que se define un par de terminales como puerto de entrada y otro par de terminales como puerto de salida. Las redes de dos puertos pueden ser caracterizadas por diferentes parámetros de circuitos tales como impedancia (Z), admitancia (Y), parámetros de dispersión (S) y de transferencia (ABCD) [3].

La medición de parámetros de circuitos en base a voltajes y corrientes en altas frecuencias presenta ciertas dificultades debido a los requerimientos experimentales. Por ejemplo, para medir parámetros Z , deben ser garantizadas condiciones de circuito abierto en los puertos de entrada y de salida de la red. Esta situación presenta un reto debido a que existe un efecto capacitivo en condiciones de circuito abierto entre las terminales. Por esta razón, se prefieren obtener experimentalmente los parámetros S , los cuales permiten describir el sistema a medir en términos de ondas de potencia reflejadas e incidentes vistas en cada puerto. Estos parámetros pueden ser utilizados directamente para comparar las pérdidas asociadas

con diferentes líneas de transmisión, además permiten calcular parámetros eléctricos ($RLGC$ y Z_c) asociados con el modelo de una LT. Estos parámetros están definidos en términos de ondas incidentes (a_1, a_2) y reflejadas (b_1, b_2):

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (14)$$

donde:

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{Z_L=Z_0}$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{Z_L=Z_0}$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{Z_L=Z_0}$$

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{Z_L=Z_0}$$

Z_0 es la impedancia de referencia, típicamente de 50Ω . Los parámetros comunes para identificar las pérdidas en una LT son S_{11} (pérdidas por retorno) y S_{21} (pérdidas por inserción). Donde S_{11} representa la potencia reflejada en el puerto 1, debido al desacople de impedancias, discontinuidades y transiciones; por otro lado S_{21} , representa las pérdidas introducidas por imperfecciones físicas y estructurales del canal. Es fácil determinar la validez de las mediciones de los parámetros S obtenidos de canales pasivos como interconexiones. En este tipo de dispositivos deben satisfacerse las condiciones de simetría ($S_{12}=S_{21}$ y $S_{11}=S_{22}$) y pasividad ($|S_{11}|^2+|S_{12}|^2=1-|\text{pérdidas de potencia}|^2$). Las pérdidas de potencia están

relacionadas con radiación, modos de propagación parásitos, resonancias, etc.

2.1.3 Desincrustación y Cálculo de la Impedancia Característica y la Constante de Propagación

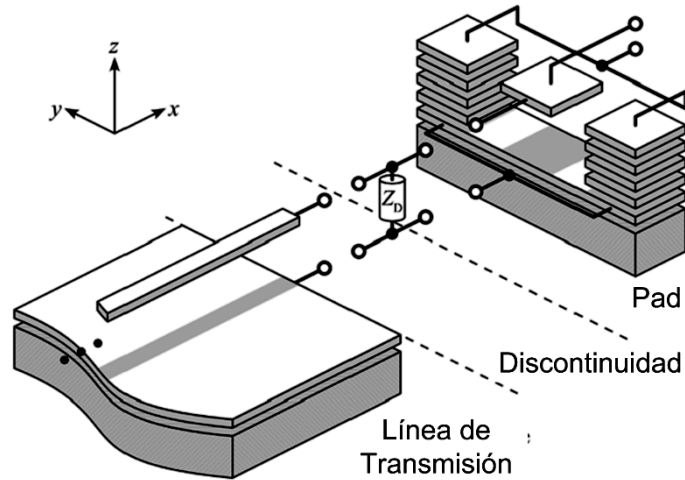


Fig. 7. Efectos asociados a los terminales de entrada-salida en una LT [29].

La desincrustación es un proceso empleado para eliminar los efectos parásitos asociados a la transición entre la LT y las puntas de prueba. El método línea a línea, es un tipo de desincrustación que requiere de dos líneas de diferente longitud (l_i), pero con Z_c y γ iguales (o sea, con sección transversal idéntica y homogénea a lo largo de la línea). En la figura 7, se representa el sistema incluyendo los efectos no deseados en la medición los cuales son divididos en dos partes: el primero relacionado con los terminales de entrada y salida y el segundo con la discontinuidad entre los terminales de entrada y salida y la LT (Z_D).

El método propuesto en [29] permite extraer Z_c , γ (y por consiguiente la permitividad efectiva) de una línea de interconexión. De hecho, la

extracción de estos parámetros se realiza a través del uso apropiado de los parámetros ABCD, los cuales son obtenidos a partir de los parámetros S experimentales, como se presenta a continuación:

$$A = \frac{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \quad B = Z_0 \frac{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$$

$$C = \frac{1}{Z_0} \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \quad D = \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$$

$$M_{ii}^t = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \quad (15)$$

Donde M_{ii}^t corresponde a la matriz de transmisión de la i -ésima LT (en este caso sólo se utilizan dos líneas) incluyendo el efecto de los pads en ambos lados de la línea. La matriz M_{ii}^t representa la respuesta de los pads a la izquierda (M_{p1}) y a la derecha (M_{p2}) de la línea; por tanto la matriz de interés que representa la respuesta de la línea es M_{li} , que está embebida en la respuesta total incluyendo los terminales de entrada y salida.

$$M_{ii}^t = M_{p1} M_{li} M_{p2} \quad (16)$$

Para simplificar el análisis, Z_c es representado junto con el efecto de los terminales de entrada y salida en un sólo término ($M_{p1,2}$). Al realizar el producto entre las matrices de transmisión de ambas líneas, se obtiene una

matriz M_{l2-l1}^h . Esta matriz incluye el efecto de los pads y del segmento de línea M_{l2-l1} .

$$M_{l2-l1}^h = M_{p1} M_{l2-l1} M_{p1}^{-1} = \begin{bmatrix} A_{l2-l1} & B_{l2-l1} \\ C_{l2-l1} & D_{l2-l1} \end{bmatrix} \quad (17)$$

Los pads y la discontinuidad son representados por un solo término a través de una admitancia concentrada como se observa en la ec. (18).

$$M_{l2-l1}^h = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_L & 1 \end{bmatrix} M_{l2-l1} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -Y_L & 1 \end{bmatrix} \quad (18)$$

En términos de parámetros Y , la matriz de transmisión es representada como la combinación de la LT y los efectos parásitos como:

$$Y_{l2-l1}^h = Y_{l2-l1} + \begin{bmatrix} Y_L & 0 \\ 0 & -Y_L \end{bmatrix} \quad (19)$$

Debido a que LT es simétrica, sus parámetros son aislados conectando en paralelo Y_{l2-l1}^h con una matriz que intercambia los puertos del dispositivo (definida con la operación *Swap*) [29], esto genera una cancelación de los efectos de los pads. Finalmente, el segmento de línea es calculado a través de la ecuación (20).

$$Y_{l_2-l_1} = \frac{Y_{l_2-l_1}^h + \text{Swap}(Y_{l_2-l_1}^h)}{2} \quad (20)$$

Una vez obtenida la matriz $Y_{l_2-l_1}$, se transforma en términos de los parámetros de transmisión ABCD, como sigue:

$$M_{l_2-l_1} = \begin{bmatrix} A_{l_2-l_1} & B_{l_2-l_1} \\ C_{l_2-l_1} & D_{l_2-l_1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh[\gamma](l_2 - l_1) & Z_c \sinh[\gamma](l_2 - l_1) \\ Z_c^{-1} \sinh[\gamma](l_2 - l_1) & \cosh[\gamma](l_2 - l_1) \end{bmatrix} \quad (21)$$

Finalmente, la impedancia característica y la constante de propagación de la línea sin efectos parásitos asociados a los pads, se calcula a partir de (22) y (23) respectivamente.

$$Z_c = \sqrt{\frac{B_{l_2-l_1}}{C_{l_2-l_1}}} \quad (22)$$

$$\gamma = \frac{\cosh^{-1} A_{l_2-l_1}}{l_2 - l_1} \quad (23)$$

donde $\gamma = \alpha + j\beta$, α corresponde a la atenuación de la línea y β a la constante de fase. De forma general, los parámetros asociados con el modelo RLGC son obtenidos indirectamente a través de las relaciones (24) y (25).

$$\gamma Z_c = R + j2\pi fL \quad (24)$$

$$\frac{\gamma}{Z_c} = G + j2\pi fC \quad (25)$$

Así, los parámetros RLGC dependientes de frecuencia son:

$$R = \text{Re}(\gamma Z_c) \quad (26)$$

$$L = \frac{\text{Im}(\gamma Z_c)}{2\pi f} \quad (27)$$

$$C = \frac{\text{Im}\left(\frac{\gamma}{Z_c}\right)}{2\pi f} \quad (28)$$

$$G = \text{Re}\left(\frac{\gamma}{Z_c}\right) \quad (29)$$

2.1.4 Regiones de Operación en Líneas de Transmisión

Una manera de analizar las LT, es a través de las regiones de operación, lo que permite identificar las condiciones a las cuales cada uno de los parámetros en el modelo RLGC cobran mayor o menor importancia y el modelo correspondiente puede simplificarse. De hecho, las regiones de

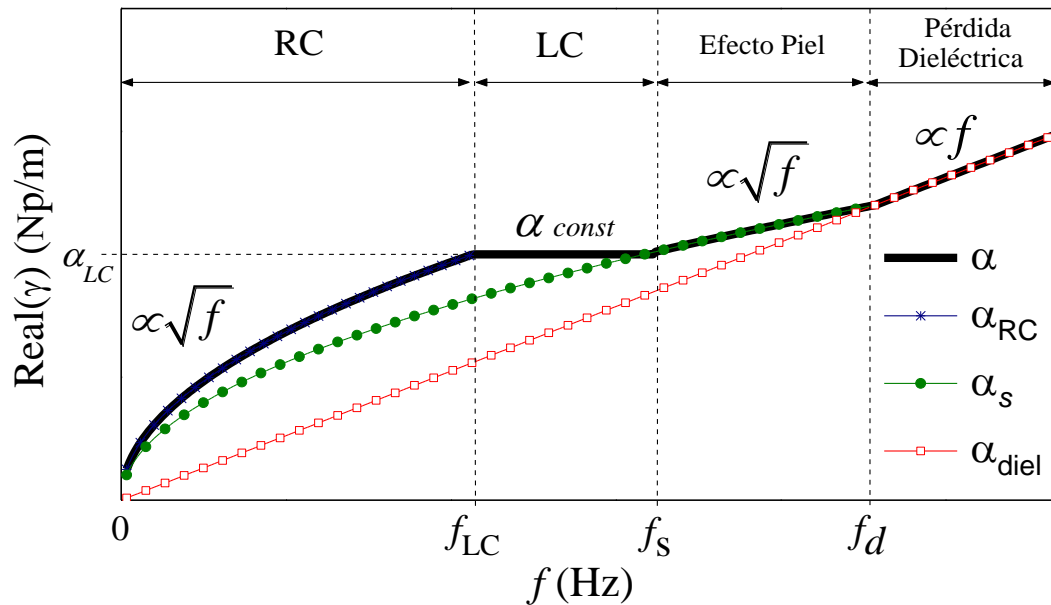


Fig. 8. RO para una gráfica de constante de atenuación (α) en función de f .

operación (RO), son regiones críticas que son definidas de acuerdo a las pérdidas que ocurren en la transmisión de la señal. Así, cada región presenta una forma características en su función de pérdidas [30]. La jerarquía de las RO, en orden de incremento de frecuencia, procede generalmente en el siguiente orden:

- Región RC
- Región LC
- Región de efecto piel.
- Región de pérdidas dieléctricas.

En la figura 8 se presenta un esquema de la forma de la atenuación con la frecuencia, y la identificación de las RO. En la tabla 1, se presenta la forma funcional de Z_c y γ en las regiones de operación RC, LC y de efecto piel.

Tabla 1. Forma funcional de Z_c y γ en cada región de operación [31].

Regiones de Operación	γ	B	α	Z_c	Frecuencia Asociada
RC	$\sqrt{R_l(j\omega C)}$	$\propto \sqrt{f}$	$\propto \sqrt{f}$	$\sqrt{\frac{R_l}{j\omega C}}$	0
LC	$j\frac{\omega}{v_0} + \frac{R_l}{2Z_0}$	$\propto f$	$\approx cte$	Z_0	$f_{LC} = \frac{R_{DC}}{L}$
Efecto piel	$j\frac{\omega}{v_0} + \frac{R_v}{2Z_0}$	$\propto f$	$\propto \sqrt{f}$	Z_0	$f_s = \frac{2}{\mu\sigma} \left(\frac{P}{A}\right)^2$

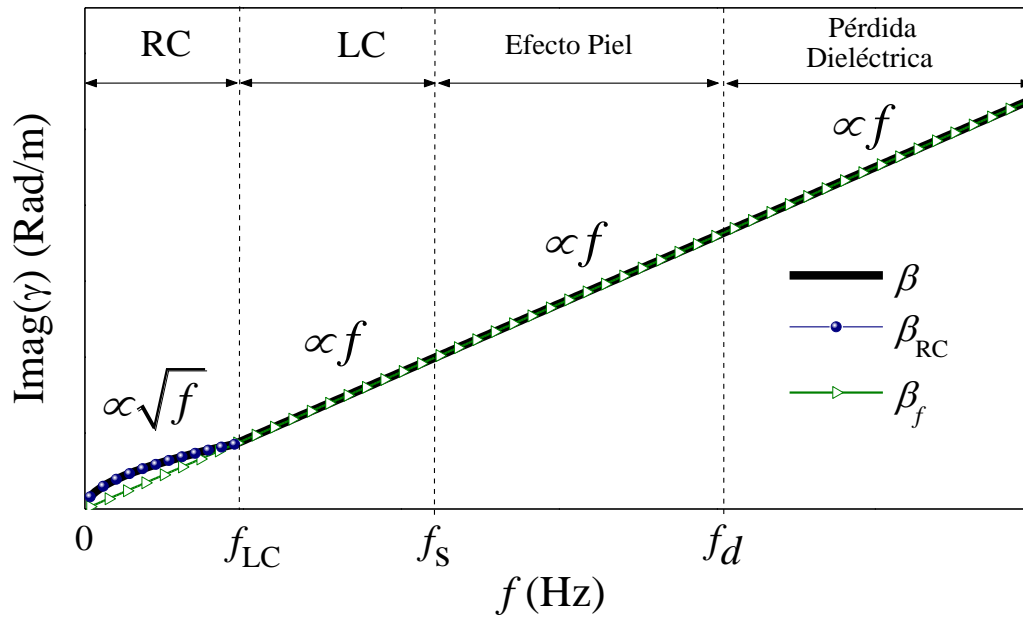


Fig. 9. RO en la gráfica de β en función de f .

β es la constante de fase, R_v es la resistencia asociada al efecto piel, R_{DC} corresponde a la resistencia en bajas frecuencias, Z_0 representa la impedancia característica en una f específica, P es el perímetro del

conductor de señal, A es el área del conductor, v_0 es la velocidad de propagación de la señal en el vacío.

En la curva de atenuación contra frecuencia (Fig. 8), se identifican mecanismos de atenuación asociados con las regiones de operación RC (α_{RC}), LC (α_{const}) y de efecto piel (α_s). Las pérdidas en el conductor en estas regiones representan el mecanismo principal de atenuación, mientras que en altas frecuencias las pérdidas en el dieléctrico dominan (α_{diel}). Por esta razón, la aproximación para las regiones RC, LC y de efecto piel, desprecian las pérdidas en el dieléctrico. La región RC ($f < f_{LC}$) existe para todas las frecuencias donde se mantiene la condición $R_I \gg j\omega L$. En otro caso, en el rango de frecuencias donde la reactancia inductiva es mayor ($R_I \ll j\omega L$), previo al efecto piel, es definida la región LC ($f_{LC} < f < f_s$). Para frecuencias mayores ($f > f_s$), donde ya se observa el efecto piel, se conserva la relación $R_V \ll j\omega L$. La figura 9, permite identificar las RO en la gráfica de la constante de fase, se observa que en general sigue un comportamiento lineal con la frecuencia (β_f) y sólo en frecuencias menores a f_{LC} se observa la forma de \sqrt{f} .

2.2 Pérdidas en el Conductor

R total de un conductor depende de la resistencia de la tira (R_s) y del plano tierra (R_g), ya que ambas resistencias están en serie y dependen de la geometría de los conductores y la distribución de corriente en ellos. L también está compuesta por dos términos, el primero relacionado con la inductancia al interior de los conductores (L_{int}) y el segundo denominado inductancia externa (L_{ext}), producido en las proximidades de los conductores.

Ambas inductancias, al igual que R dependen de la distribución de corriente en los conductores. Por otro lado, el valor de C depende de la distribución de carga en las superficies de los conductores, mientras que G depende de las propiedades eléctricas del dieléctrico y puede ser despreciado debido a que toma valores relativamente bajos en casos típicos con substratos de muy alta resistividad o blindados.

Debido a que en resultados reportados recientemente en artículos científicos R y L siguen una tendencia diferente a la esperada por efecto piel, es necesario analizar adecuadamente los diferentes efectos relacionados con la distribución de corriente en los conductores y su contribución al cambio de R y L dependientes de f . En esta sección se presentan los diferentes efectos relacionados con la distribución de corriente en los conductores que contribuyen al incremento en la resistencia y la disminución de la inductancia de la LT, y un modelo es propuesto que permite correlacionar las curvas de R y L con la geometría de la estructura basados en efectos de proximidad y efecto piel.

2.2.1 Efecto de proximidad

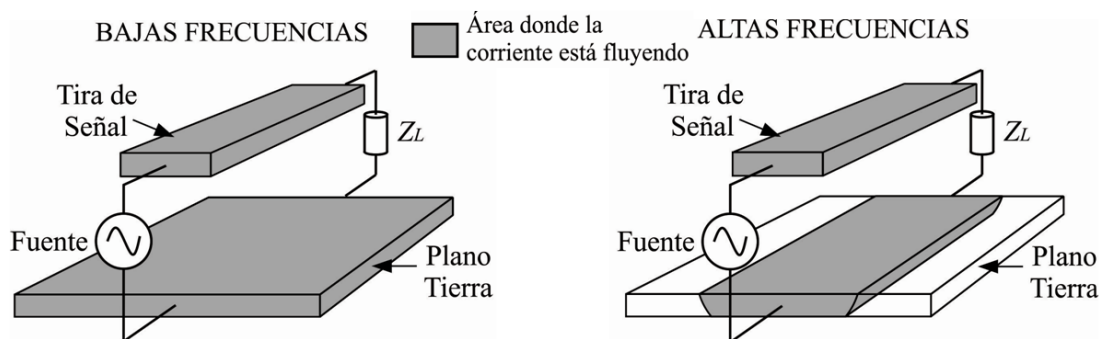


Fig. 10. Distribución de corriente por efectos de proximidad (a) a bajas frecuencias y (b) antes de alcanzar el efecto piel en la tira de señal.

En bajas frecuencias, debido a que la corriente se distribuye de manera uniforme en el plano tierra y en la tira conductora, la inductancia alcanza un valor relativamente alto y la resistencia un valor mínimo. A frecuencias altas, la reactancia inductiva aumenta y es mayor que la resistencia en serie, esto hace que las corrientes se concentren bajo la tira conductora, ya que éstas siguen el camino de menor impedancia (definido en este caso por la ruta de menor inductancia). Este cambio en la distribución de corriente genera un aumento en la resistencia y alcanza su punto máximo cuando se alcanza una configuración de mínima inductancia independiente de la frecuencia. La redistribución de las corrientes paralelas a la superficie del conductor se denomina efecto de aglomeración de corriente [32]. Este efecto genera una dependencia de R con f introduciendo dispersión por pérdida en los conductores.

El efecto de aglomeración de corriente no ejerce ninguna fuerza mecánica sobre los alambres, este efecto es un mecanismo inductivo causado por variación de los campos magnéticos alrededor de la línea, el cual perturba el flujo de corriente en alta frecuencia. En la figura 10 se presenta un esquema del efecto de aglomeración de corriente. Se observa que existe un confinamiento de corriente bajo la tira de señal con el aumento de f . Además, se infiere que el efecto de proximidad aumenta la resistencia por la disminución del área de sección transversal en el plano tierra y la inductancia por la disminución del área formado por los lazos de corriente.

2.2.2 Efecto piel

El efecto piel es un mecanismo inductivo relacionado con el cambio de los campos electromagnéticos en el conductor, los cuales se vuelven muy intensos en alta frecuencia [30]. De forma ideal, las pérdidas en conductores pueden dividirse en dos componentes: pérdidas en DC y pérdidas en AC.

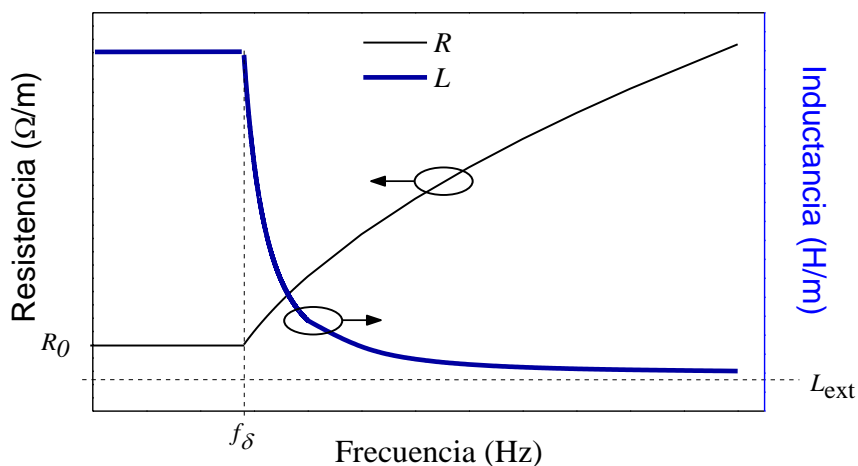


Fig. 11. Cambio de R y L con f debido a efecto piel.

Las pérdidas en DC básicamente dependen de la resistividad del metal utilizado en el proceso de fabricación y el área de sección transversal que está siendo atravesado por el flujo de corriente en el conductor. A medida que f aumenta, otro fenómeno introduce una resistencia dependiente de f denominado efecto piel, el cual está relacionado a las pérdidas en AC.

El efecto piel genera un confinamiento de la corriente en la superficie interna del conductor, reduciendo el área efectiva en la cual la corriente está fluyendo. Este efecto influye sobre el cambio en la distribución en el flujo de corriente en la sección transversal, afectando las propiedades resistivas e inductivas de la LT con la frecuencia (Fig. 11). La expresión que permite representar este efecto es conocida como profundidad de piel y se define como:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} = \sqrt{\frac{1}{\pi f\mu\sigma}} \quad (30)$$

donde ω corresponde a la frecuencia angular, μ es la permeabilidad del material y σ representa la conductividad del material. La profundidad de piel es la distancia desde la superficie interna del conductor hasta que la onda electromagnética alcanza una atenuación del 63% en su interior. Este cambio en la distribución de corriente, afecta la L_{int} ya que ésta se origina por la distribución de campos magnéticos a través de la estructura y la distribución de la corriente en el conductor.

2.2.3 Corrientes de remolino

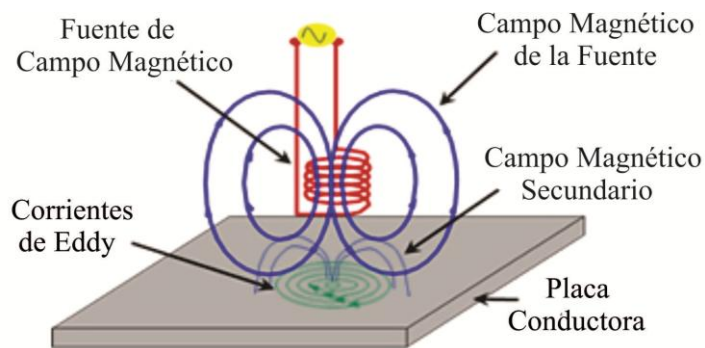


Fig. 12. *Formación de corrientes de remolino en conductores* [33]

Un efecto adicional que genera pérdidas es el debido a las corrientes de remolino o “eddy”. Éstas se forman cuando un campo magnético \mathbf{B} incide sobre un conductor y genera una corriente alrededor del flujo de campo incidente (Fig. 12). La dirección de circulación de estas corrientes es en sentido contrario a \mathbf{B} que las genera, esto implica que las corrientes producen su propio campo y este se opone a la dirección del campo incidente en el conductor [30]. Cuando la resistividad del material es alta o el material es delgado, las corrientes de remolino son pequeñas y la intensidad del campo secundario producido introduce una pequeña perturbación al campo incidente. Si la resistividad disminuye o la placa metálica aumenta en

espesor, las corrientes de remolino incrementan y \mathbf{B} en el secundario también, generando una cancelación de \mathbf{B} incidente. En general, las líneas de campo magnético interceptando un conductor causan corrientes de remolino y éstas reducen la intensidad de las líneas de \mathbf{B} perpendiculares a la superficie del conductor reduciendo L y aumentando R . Las corrientes de remolino se pueden controlar en CI a través de una rejilla metálica en el plano tierra que disminuya el área efectiva donde las corrientes circulan; estas estructuras son llamadas blindajes.

2.3 Modelo de Pérdidas en Conductores

Se observa que existen muchos fenómenos que incrementan las pérdidas en los conductores y generan un aumento en la resistencia total y una disminución de la inductancia en la LT. A continuación se propone un modelo basado en los efectos físicos anteriormente descritos que permite analizar las pérdidas en LT en CIs. De hecho, el modelo que se presenta a continuación forma parte de las contribuciones que se desarrollaron en este proyecto de maestría.

2.3.1 Resistencia

En general, la resistencia total en serie de la interconexión puede ser definida como:

$$R = R_s + R_g \quad (31)$$

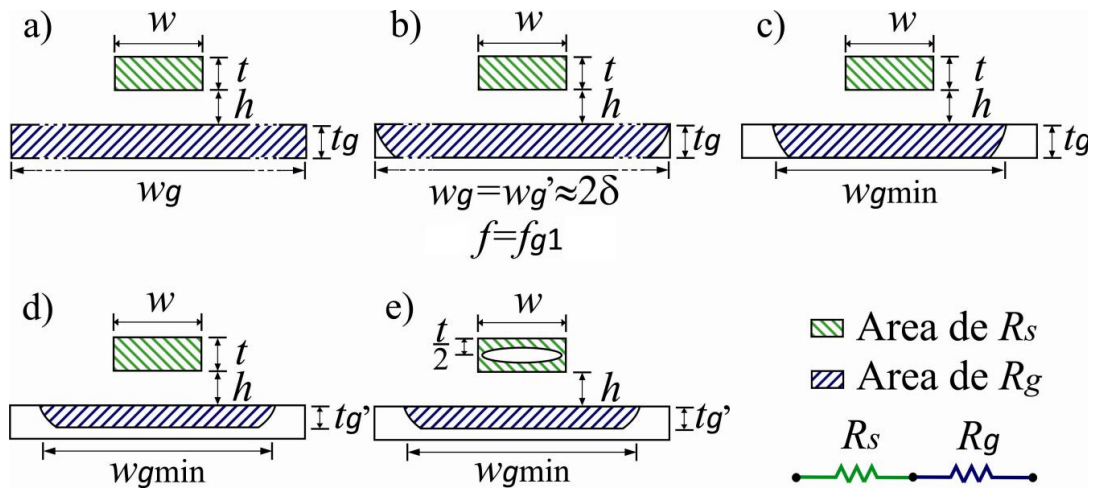


Fig. 13. Distribución de corriente para diferentes regiones de f .

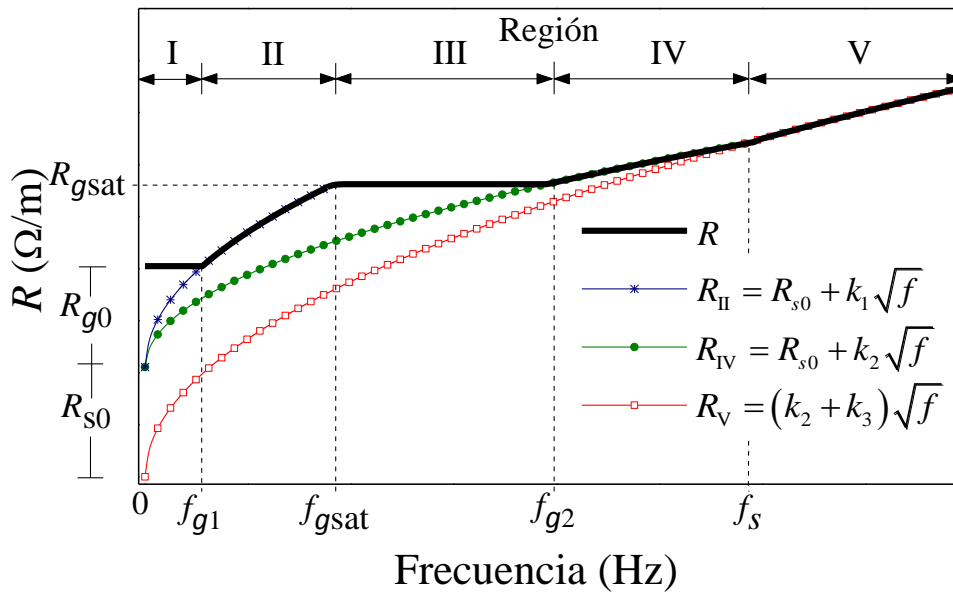


Fig. 14. Gráfica conceptual mostrando los diferentes efectos físicos presentes en R dependientes de f .

Donde R_s es la resistencia asociada con la tira de señal, mientras que R_g corresponde a la del plano tierra. Debido al hecho de que estas dos contribuciones resistivas se encuentran en diferentes regiones de la

estructura, la configuración de los campos electromagnéticos afectará la distribución del flujo de corriente de una manera diferente conforme f cambia.

Iniciando el análisis en bajas frecuencias tal que δ es mucho mayor que t y t_g , ambas resistencias R_s y R_g pueden ser analizadas en condiciones de baja frecuencia o DC. Para el caso de R_s , debido a que la corriente fluye uniformemente en la sección transversal de la tira de señal, se utiliza siguiente ecuación:

$$R_s = R_{s0} = \frac{1}{\sigma w t} \quad (32)$$

Donde σ (S/m) es la conductividad del metal. Por otra parte, para R_g , el valor correspondiente en un diseño convencional es usualmente despreciable ($R_{g0} \approx 0$) [34]. Sin embargo, aunque la contribución de R_g en baja frecuencias es débil, ésta es calculada aproximadamente como [12],[13]:

$$R_g = R_{g0} = \frac{1}{\sigma w_g t_g} \quad (33)$$

Donde w_g es el ancho total del plano tierra como se muestra en la Fig. 13a. Sin embargo, de acuerdo con (31)–(33), cuando la curva experimental de R es graficada en función de la frecuencia, el punto inicial cuando $f \approx 0$ es la suma de R_{s0} y R_{g0} , el cual permanece constante en el rango de

frecuencias definido como región I en la gráfica conceptual mostrada en la figura 14. Entonces, la resistencia en serie puede ser definida como:

$$R_I = R_{s0} + R_{g0} \quad (34)$$

En la figura 14, R permanece constante hasta que f alcanza un valor (f_{g1}) que hace que la resistencia varíe proporcionalmente con \sqrt{f} . Esta primera frecuencia de transición está asociada con la reducción del ancho efectivo de la sección transversal donde la corriente está fluyendo en el plano tierra (w_g') a medida que f aumenta. Esto se explica cómo sigue: en baja frecuencia, los campos transversales que rodean la tira de señal alcanzan la parte superior del plano de tierra y penetran lateralmente todo el plano debido a que δ es muy grande, esto permite calcular R_g a partir de (33). Sin embargo, cuando f aumenta a un valor tal que $\delta \approx w_g/2$ (ver fig. 13b) la TL opera en la región II, donde w_g' se vuelve proporcional a δ . Por tanto, en la región II, debido a que δ disminuye con \sqrt{f} , cuando se sustituye $w_g' = \delta/2$ por w_g en (33) es evidente que R_g aumenta con \sqrt{f} . Este efecto ha sido analizado previamente considerando que la corriente fluye a través del plano tierra en las zonas donde existe menor impedancia, debido al efecto de aglomeración de corriente. Por lo tanto, teniendo en cuenta que dentro de esta región de f , δ permanece mayor que las dimensiones de la tira conductora (lo que es una suposición razonable en la mayoría de las tecnologías), R_s en (31) se mantiene constante, y R presenta la siguiente forma matemática:

$$R_{II} = R_{s0} + k_1\sqrt{f} \quad (35)$$

El límite superior de f en la región II define la frecuencia de inicio de f_{gsat} en el que una región de resistencia constante se observa en la figura de R contra f (región III en la figura 14). En este caso, la distribución de corriente en el plano tierra se concentra en un cierto ancho bajo la tira de señal. Esto se debe a que los campos originados en la tira no permiten que la corriente decrezca lateralmente en el plano tierra más allá de un ancho mínimo w_{gmin} ya que estos campos penetran verticalmente el plano tierra (Fig. 13c). Es importante mencionar que este efecto de saturación de corriente sólo se observa si w_{gmin} es más grande que el espesor del plano de tierra, y el ancho y espesor de la tira conductora. En este rango de frecuencias definido como región III, R puede ser aproximadamente representado por:

$$R_{III} = R_{s0} + R_{gsat} \quad (36)$$

Cuando la profundidad de piel alcanza un valor que iguala el espesor del plano tierra ($\delta \approx t_g$), se observa una reducción en la distribución vertical de la corriente en el plano tierra a medida que incrementa f . Este confinamiento de la concentración de corriente en la parte superior del plano tierra genera otra región en la que R_g se incrementa proporcionalmente con \sqrt{f} (Fig. 13d) Este comportamiento define la región IV en la fig. 14, y se representa por:

$$R_{IV} = R_{s0} + k_2\sqrt{f} \quad (37)$$

Se observa que en la región IV, una vez que el área de la sección transversal en donde la corriente fluye se reduce por el incremento de f , la mayor parte de la corriente es confinada en la parte superior del plano tierra. Por el contrario, en la tira de señal la corriente es confinada en proporciones comparables a lo largo del perímetro de su sección transversal (Fig. 13e). En realidad, esta es la razón por la que cuando se considera que el espesor de la tira conductora y el plano tierra son iguales, el efecto piel vertical en el plano tierra se presenta a menores frecuencias. Aproximadamente, R_s empieza a ser dependiente de f cuando $f = f_s$ (o sea, cuando $\delta \approx t/2$), que define la frecuencia de inicio de la región V. Sin embargo, la expresión correspondiente para obtener R en esta región es:

$$R_V = k_2\sqrt{f} + k_3\sqrt{f} = k_4\sqrt{f} \quad (38)$$

Ésta es la típica expresión esperada para la variación de R con f , y es únicamente válida cuando todas las secciones transversales por donde fluye la corriente en la línea homogénea se vuelven dependientes de f .

2.3.2 Inductancia

Con respecto a la inductancia total (L) de una LT planar y homogénea, está se asocia con los lazos de corriente formados a lo largo de la longitud

del plano tierra y la tira conductora. L está compuesta de dos partes: la inductancia interna (L_{int}) y externa (L_{ext}); matemáticamente expresada como:

$$L = L_{int} + L_{ext} \quad (39)$$

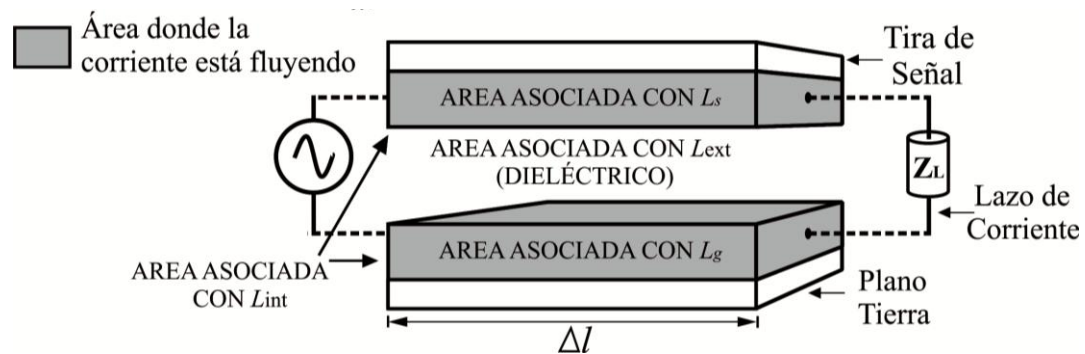


Fig. 15. Vista lateral de una LT identificando las zonas que definen L_{int} y L_{ext} .

Como se ilustra en la figura 15, L_{ext} y L_{int} están asociadas con el área correspondiente a los lazos al exterior y el interior de los metales, respectivamente. De acuerdo a la figura 15, L_{int} varía con f cuando la distribución de corriente cambia en la tira de señal y el plano tierra debido al efecto de aglomeración de corriente y al efecto piel. Dado que esta variación es diferente en estas dos regiones, L_{int} puede ser representada por medio de la suma de la inductancia asociada con la tira de señal (L_s) y el plano tierra (L_g).

En la figura 15 se presenta la vista lateral de una LT simplificando el análisis de la inductancia. En la figura, la corriente fluye a lo largo de la LT formando lazos que son perpendiculares a la tira de señal y al plano tierra.

Para mostrar que esto no es siempre el caso se presenta el siguiente análisis.

Se supone que L está dividido en tres inductancias L_1 , L_2 , y L_3 que se encuentran en paralelo como se ilustra en la figura 16 (notar que $L_1 = L_3$ para una LT simétrica). Cada una de estas inductancias está asociada con un lazo que presenta diferentes formas dependiendo principalmente de la distribución de las corrientes en el plano tierra. Por lo tanto, en bajas frecuencias los componentes de la inductancia externa (L_1 y L_3) son originadas por un lazo con un área mayor que la correspondiente a L_2 ya que la corriente en la tira de señal se distribuye en todo el plano tierra (fig. 16a). Sin embargo, conforme f se incrementa, la corriente en el plano tierra está confinada cerca de la parte inferior de la tira de señal y se reduce el área de los lazos asociados con L_1 y L_3 , lo cual disminuye la inductancia total (fig. 16b). El efecto descrito en este párrafo es responsable de una dependencia

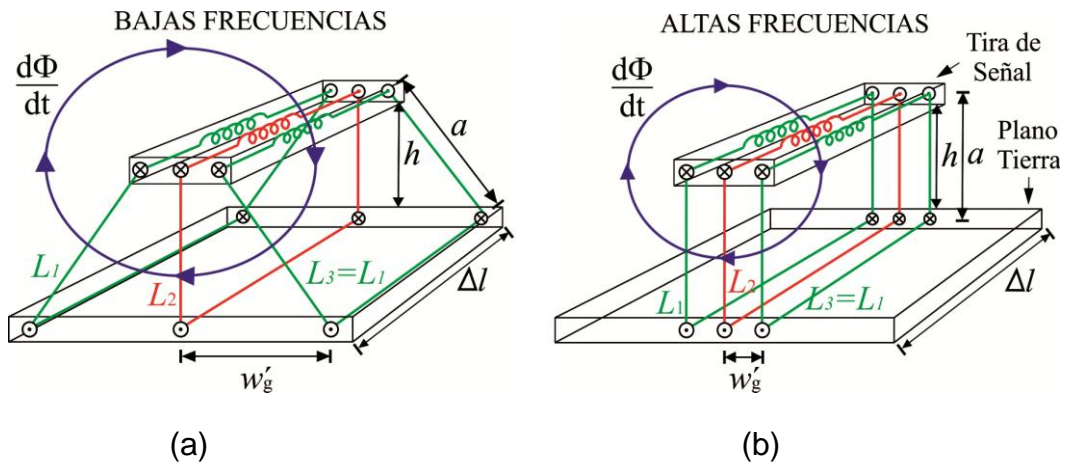


Fig. 16. Esquema ilustrando la reducción en las componentes externas de los lazos de la inductancia cuando la frecuencia se incrementa. a) Baja frecuencia, b) Alta frecuencia.

adicional de L con f que se observa en interconexiones de CI.

Del mismo modo como en el caso de R , diferentes variaciones en L se observan en las cinco regiones de f previamente discutidas donde la distribución de corriente cambia con f . Por tanto, cuando la LT opera en la región I, la corriente se distribuye de manera homogénea al interior de la tira de señal y el plano de tierra generando un valor máximo de inductancia interna ya que el lazo de corriente cubre la parte inferior de la tira de señal y la parte superior del plano de tierra. Por otro lado, los lazos asociados con L_1 y L_3 presentan una superficie máxima. En este caso, L_s y L_g tienen valores constantes L_{s0} y L_{g0} , respectivamente. Por tanto, la inductancia total en esta región es independiente de f y se puede escribir como:

$$L_I = L_{s0} + L_{g0} + L_{ext0} = L_0 \quad (40)$$

Cuando f incrementa y alcanza f_{g1} , la LT opera en la región II. En este caso, el ancho efectivo donde la corriente está fluyendo en el plano tierra (w_g) disminuye lateralmente debido a la corriente de aglomeración y al efecto piel. Estos efectos reducen el área formada por los lazos de corriente asociados con L_1 y L_3 , afectando L_{ext} y L_{int} . Esta es una observación importante identificada y reportada por primera vez aquí, ya que en la literatura clásica se supone que la inductancia externa siempre es independiente de f [22].

Con el fin de analizar la inductancia en la región II, se considera que las tres inductancias efectivas L_1 , L_2 , y L_3 , representan tres zonas diferentes

en la LT con diferentes inductancias como se muestra en la fig. 16. Estas inductancias efectivas permiten definir L . Por otro lado, L_1 y L_3 son proporcionales a la distancia a definida en la fig. 16, que se calcula como:

$$a = \sqrt{h^2 + w_g'^2} = h \sqrt{1 + \frac{k_\delta}{f}} \quad (41)$$

Donde k_δ es una constante de proporcionalidad que depende de las propiedades de los materiales y de la geometría de la TL, ya que se supone que w_g' es inversamente proporcional a \sqrt{f} (debido a su variación con δ). Por tanto, para obtener una expresión general de la inductancia en la región II, se supone que L_1 y L_3 son inductancias efectivas considerando todos los lazos de corriente formados en el lado exterior de la LT. Entonces, debido a que estas inductancias son proporcionales a a , usando (41) se puede escribir:

$$L_1 = L_3 = L_{x1} \sqrt{1 + \frac{k_\delta}{f}} \approx L_{x1} + \frac{L_{x2}}{f} \quad (42)$$

donde L_{x1} es el valor en que la corriente en el plano de tierra es confinada debajo de la tira de señal como se muestra en la fig. 16b, $L_{x2} = k_\delta / 2$, realizando una expansión en series de Taylor asumiendo que $k_\delta / f \ll 1$, es posible obtener una ecuación lineal. Nótese que (42) es válida únicamente

en la región II. Ahora, considerando el efecto combinado de L_1 , L_2 , y L_3 , las cuales están en paralelo, se calcula L_{II} a través de:

$$L_{II} = \frac{1}{\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \frac{1}{L_3}} = \frac{p + nf}{1 + mf} \quad (43)$$

Donde L_2 se supone constante (ver Fig. 16), $m = (2L_2 + L_{x1})/L_{x2}$, $n = L_2L_{x1}/L_{x2}$ y $p = L_2$.

Una vez que f aumenta hasta un valor tan alto que la interconexión opera en la región III, la inductancia externa presenta su valor mínimo (L_∞) que se mantiene constante a partir de este intervalo de frecuencias. Por otra parte, la inductancia interna se mantiene en un valor aproximadamente constante ($L_{int} = L_{s1} + L_{g1}$). Esto se debe a que la distribución de corriente en los metales no presenta ninguna modificación significativa siempre que la profundidad de piel sea mayor que el espesor de la tira conductora y el plano tierra. Por esta razón, en la región III la inductancia puede representarse como una función constante dada por:

$$L_{III} = L_{s1} + L_{g1} + L_\infty = L_{sat} \quad (44)$$

Donde L_{sat} es el valor de inductancia total constante en la que la distribución de la corriente puede estar asociada, tal como se presenta en el esquema de la fig. 16b.

A medida que f aumenta, el efecto piel se manifiesta nuevamente, reduciendo verticalmente el área donde la corriente está fluyendo en el plano tierra, tal como ocurre en la región IV. Por otro lado, la inductancia interna en la tira de señal permanece constante, debido a que la distribución de corriente en la tira no presenta variación en esta región. La razón de esto se argumentó anteriormente cuando se habla de la variación de R en esta región. Por lo tanto, la expresión de la región IV es:

$$L_{IV} = L_{s1} + \frac{k_2}{2\pi\sqrt{f}} + L_{\infty} = L_{\infty 2} + \frac{k_2}{2\pi\sqrt{f}} \quad (45)$$

Donde $L_{\infty 2} = L_{s1} + L_{\infty}$, y k_2 es la constante definida en (37). Por último, en las frecuencias donde el efecto de piel afecta la distribución de

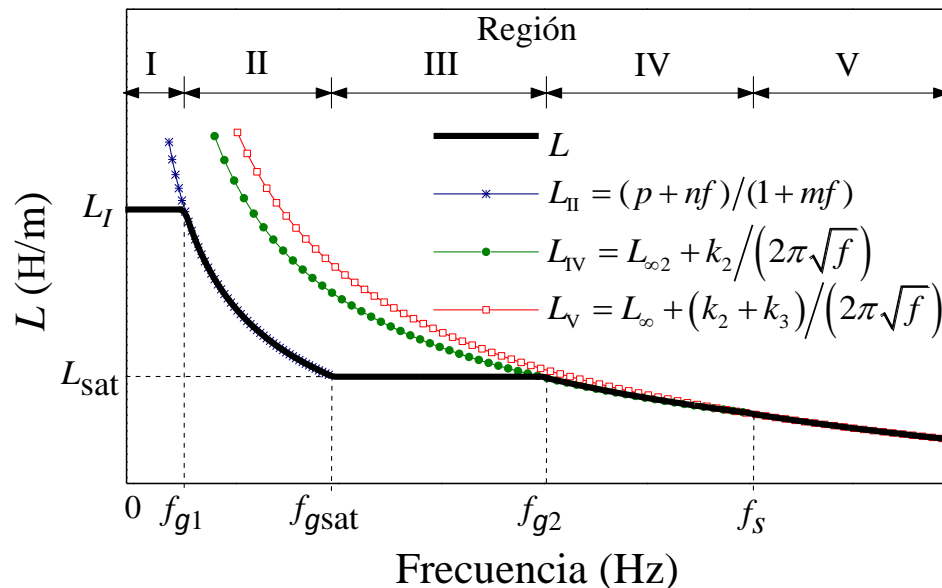


Fig. 17. Gráfica conceptual mostrando las diferentes regiones de frecuencia donde L varía con f .

corriente en la tira de señal (región V), la inductancia interna asociada con la tira y el plano tierra varía con f . En este caso, la expresión típica utilizada para modelar la inductancia en LT planares es presentada en [22]. Esto es:

$$L_V = \frac{k_2}{2\pi\sqrt{f}} + \frac{k_3}{2\pi\sqrt{f}} + L_\infty = L_\infty + \frac{k_4}{2\pi\sqrt{f}} \quad (46)$$

Esta expresión es análoga a la presentada en (38). En la Fig. 17 se muestra un espectro de frecuencia ilustrando la variación de la inductancia en las diferentes regiones de operación.

2.4 Conclusiones

Es descrito el modelo convencional para el análisis de LT que será empleado en el análisis de interconexiones multinivel. Este modelo, basado en las ecuaciones de Maxwell, permite definir dos parámetros de interés: Z_c y γ , los cuales son extraídos de forma indirecta a partir del proceso de desincrustamiento. Una vez obtenida la constante de propagación, es posible identificar la región de efecto piel y la región de baja pérdida o LC a partir de las regiones de operación propuestas por Johnson.

A partir de Z_c y γ se determinan los parámetros eléctricos de las líneas como son resistencia, inductancia, conductancia y capacitancia (RLGC). Debido a la fuerte dependencia con la geometría y la distribución de corriente en R y L , fueron presentados los efectos de distribución de corriente en conductores (efecto piel, efecto de proximidad y corrientes de remolino). Una vez definidos estos efectos, se propone un modelo de pérdidas conductivas el cual depende de la geometría de la estructura y los efectos magnéticos

dependientes con la frecuencia. El modelo propuesto simplifica el análisis de la inductancia en la región de frecuencias asociada con efectos de proximidad a través del efecto piel lateral en el plano tierra.

Capítulo 3

ARREGLO EXPERIMENTAL

Para validar el modelo de distribución de corriente en interconexiones, es necesario obtener experimentalmente los parámetros RLGC de la manera descrita en el capítulo anterior. Por tanto, se realizaron mediciones a diferentes líneas de microstrip que presentan planos de tierra en diferentes niveles metálicos. En este capítulo, son descritas las características geométricas de las interconexiones en el prototipo estudiado, los valores de Z_c esperados, el proceso de calibración empleado y las consideraciones necesarias para modelar las estructuras a través de elementos concentrados o distribuidos.

3.1 Líneas de Interconexión

Para la validación del modelo, se utilizaron estructuras de prueba diseñadas en el INAOE [35] y fabricadas en Austriamicrosystems con tecnología de 0.35 μm . El circuito incluye varias líneas de microcinta con diferentes longitudes, anchos y espesores de plano de tierra. Como se mencionó anteriormente, para aplicar el desincrustamiento, es necesario tener dos estructuras con iguales características pero diferentes dimensiones. En general, las longitudes de la tira deben ser lo suficientemente largas para que el proceso de desincrustamiento sea adecuado, ya que estructuras relativamente cortas no permiten el establecimiento de modos de propagación, lo que altera la medición de las

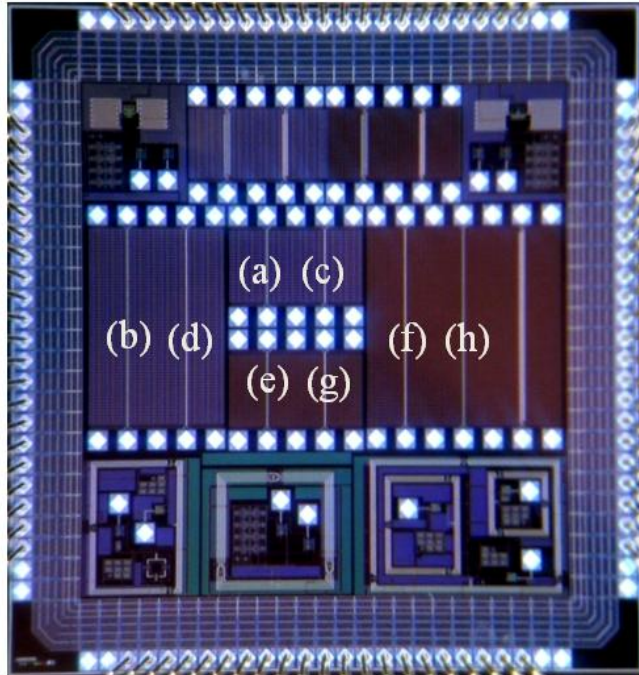


Fig. 18. *Identificación de las líneas de interconexión en el CI de prueba.*

características de la línea. Como regla de diseño, para que la estructura híbrida resultante $M_{l_2-l_1}^h$ pueda proporcionar información adecuada de la LT estudiada, se debe elegir la longitud de la tira larga de al menos 2 (dos) veces la longitud de la tira corta. La microfotografía del CI y la localización de las líneas en él, se presentan en la figura 18.

La representación simplificada de la estructura se presentó en la figura 2a. En la figura 18, las líneas microstrip fueron hechas de aluminio en el nivel metálico 4 y presentan anchos de $2\ \mu\text{m}$ y $4\ \mu\text{m}$, y longitudes de $400\ \mu\text{m}$ y $1000\ \mu\text{m}$. Un conjunto de estas líneas presentan un plano tierra en el nivel metálico 1, mientras que otro conjunto presenta el plano tierra en el nivel metálico 3. El espesor del dieléctrico SiO_2 para estas líneas es de $h = 3\ \mu\text{m}$ para el primer conjunto, y $h = 1\ \mu\text{m}$ para el segundo. Todas las líneas de interconexión presentan un grosor nominal $t = 925\ \text{nm}$, mientras que el

espesor del plano tierra es de $t_g = 665$ nm y $t_g = 640$ nm cuando son implementadas en el nivel metálico 1 y 3, respectivamente. La geometría y nomenclatura de cada estructura en la microfotografía, se presentan en la tabla 2.

Tabla 2. Identificación de las estructuras en el CI de prueba.

Longitud	Metal 1		Metal 3	
	$w=2 \mu m$	$w=4 \mu m$	$w=2 \mu m$	$w=4 \mu m$
$400 \mu m$	(a)	(c)	(e)	(g)
$1000 \mu m$	(b)	(d)	(f)	(h)

El tamaño de los contactos para los terminales de entrada y salida son de $95 \times 95 \mu m^2$ construido en el nivel metálico 4 y la configuración de los contactos es tierra-síñal-tierra (GSG) con la distancia entre terminales de $150 \mu m$, esto se hizo con el fin de utilizar puntas de prueba coplanares para la medición de los parámetros S.

El plano tierra presenta una forma de malla, como se presenta en la fig. 19. El objetivo del blindaje es disminuir las pérdidas en el sustrato de silicio al incidir una onda electromagnética en él; además, la forma del plano en forma de malla evita la formación de corrientes de remolino.

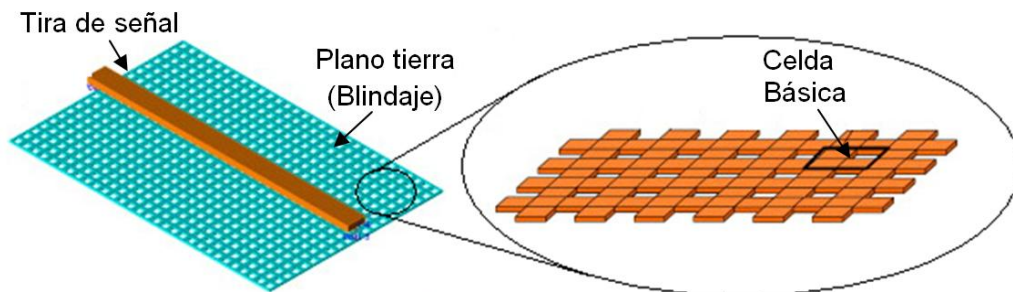


Fig. 19. Forma del plano tierra en las estructuras de prueba [36].

El plano tierra es formado por tiras perpendiculares que forman celdas de $6 \times 12 \mu\text{m}^2$ de área (ampliación en Fig. 19). Para el intervalo de frecuencias transmitido a través de la interconexión, el plano tierra puede ser considerado como un plano sólido.

Las líneas fabricadas fueron diseñadas con diferentes dimensiones con el fin de analizar los parámetros eléctricos en función de la geometría. A continuación, se presentan los valores de impedancia característica de diseño, los cuales son mostrados en la tabla 3.

Tabla 3. Comparación entre el valor teórico y el calculado de Z_c .

<i>Estructura</i>	<i>Z_c de diseño (Ω)</i>
<i>$w=2 \mu\text{m}$, plano tierra en nivel Metálico 3</i>	<i>50</i>
<i>$w =2 \mu\text{m}$, plano tierra en nivel Metálico 1</i>	<i>80</i>
<i>$w =4 \mu\text{m}$, plano tierra en nivel Metálico 3</i>	<i>40</i>
<i>$w =4 \mu\text{m}$, plano tierra en nivel Metálico 1</i>	<i>60</i>

Por otro lado, los valores de capacitancia, inductancia y resistencia pueden ser calculados a partir de las expresiones analíticas mostradas a continuación.

$$R = \frac{R_h}{w} \quad (47)$$

$$L = \frac{h}{w} \quad (48)$$

$$C = \epsilon \frac{w}{h} \quad (49)$$

Donde R_h es la resistencia de hoja del conductor que presenta un valor de $40\text{m}\Omega/\text{m}$ según la información del fabricante. Una vez definidas las geometrías, se obtuvieron los valores de R , L y C , en la tabla 4, se observan los valores calculados a partir de las relaciones (47)-(49).

Tabla 4. Cálculo de los parámetros R , L y C a partir de la geometría de las líneas.

Nivel Metálico del Plano tierra	Ancho de tira (μm)	R ($\text{k}\Omega/\text{m}$)	L (nH/m)	C (pF/m)
Metal 1 ($h=3 \mu\text{m}$)	2	20	628	68
	4	10	314	136
Metal 3 ($h=1 \mu\text{m}$)	2	20	1884	23
	4	10	942	45

Esta aproximación, aunque imprecisa, es el proceso convencional para el cálculo de los parámetros RLGC en el diseño de interconexiones. Para representar las líneas a través de elementos concentrados o distribuidos en el modelo de LT, es necesario conocer el tiempo que tarda la señal de subida (t_r) en propagarse en la línea. La longitud efectiva del tiempo de subida, depende de la duración del pulso y el retardo de la línea (τ). La relación entre ambos parámetros permite definir un factor denominado longitud característica del tiempo de subida (l_c), y se obtiene

por:

$$l_c = \frac{t_r}{\tau} \quad (50)$$

En una LT, el potencial que se propaga a lo largo de la línea no es uniforme, esta propiedad define un sistema distribuido. Por otro lado, cuando el sistema es físicamente pequeño como para que todos los puntos en la interconexión reaccionen de manera uniforme ante una excitación, la interconexión puede considerarse como un sistema concentrado. La clasificación de un sistema como distribuido o concentrado depende del tiempo de subida de la señal. Por tanto, como consideración de diseño, si el retardo de la interconexión es más corto que un decimo de la longitud efectiva del tiempo de subida, el circuito puede ser modelado a través de elementos concentrados. En el caso de las estructuras de prueba, el retardo del SiO₂ [30] es aproximadamente de 7 ns/m. Por tanto, para todo tiempo de subida mayor a 1/10 de este valor, la interconexión puede ser modelada a través de elementos concentrados.

Por otro lado, el número de celdas o bloques (N) que permiten representar la interconexión a través de elementos distribuidos en un ancho de banda relativo $\bar{\omega}$, es seleccionado a través de:

$$N = \frac{10\tau l}{t_r} \quad (51)$$

Donde el ancho de banda relativo o simplemente ancho de banda se

define como la banda de frecuencias donde se concentra la mayor parte de la energía de la señal.

3.2 Medición de Parámetros de Dispersión

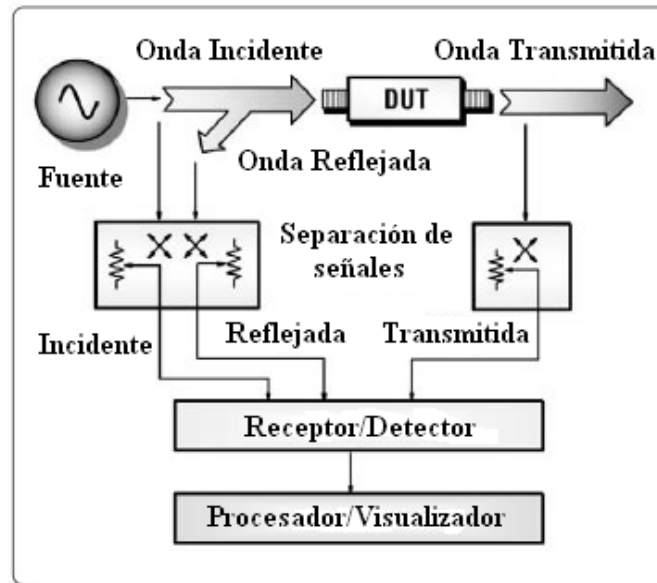


Fig. 20. Diagrama de bloques de un analizador de redes, donde se identifican las principales secciones de procesamiento de señal [37].

Para la medición de los parámetros de red se empleó un Analizador de Redes Vectorial o “VNA”. El analizador de redes mide comúnmente los parámetros S , debido a que la reflexión y transmisión de ondas son relativamente fáciles de medir en altas frecuencias. Los analizadores de redes se utilizan para la caracterización de redes de dos puertos tales como amplificadores y filtros. En la figura 20, se observa un diagrama de bloques de un VNA, donde se observan las principales etapas del VNA como son el generador de señales o fuente, el dispositivo de pruebas o “DUT”, el receptor y el procesador de señales.

Para disminuir los errores en las mediciones, se procede a realizar la

calibración del equipo. La calibración del VNA tiene como objetivo eliminar los errores sistemáticos y usualmente involucra la medición de estándares conocidos para compensar errores sistemáticos. Los métodos de calibración más conocidos para el VNA son el SOLT (Short, Open, Load y Thru) y el TRL (Through, Reflect, Line) y el LRM (Line, Reflect, Match).

Para las mediciones, se empleó un VNA de marca Agilent modelo HP8510C. Las mediciones en el VNA se realizaron en un rango de frecuencias comprendido entre 0.01 y 40 GHz, calibrado mediante el algoritmo Line-Reflect-Match (LRM) y un sustrato de impedancias estándar (ISS) para eliminar errores sistemáticos. Posteriormente, la constante de propagación γ y la impedancia característica Z_c se determinaron a partir de los datos experimentales de cada par de líneas microstrip.

3.3 Conclusiones

Se calculó el valor de la impedancia característica y los parámetros RLC de las interconexiones globales en el CI de prueba, a partir de las condiciones de diseño de las estructuras.

A partir del tiempo de subida de la señal cuadrada transmitida en la interconexión se define el modelo concentrado o distribuido para representar la interconexión. Finalmente, se calibró el VNA con el fin de eliminar errores sistemáticos en las mediciones.

Capítulo 4

RESULTADOS Y ANÁLISIS

En este capítulo se presentan los parámetros RLGC a partir del cálculo de Z_c y γ , obtenidos de la medición de los parámetros S , los resultados son analizados a partir de los modelos presentados en el capítulo 2. El objetivo principal del capítulo es presentar la validez del modelo de distribución de corriente en el ajuste de las curvas de R y L .

4.1 Cálculo de la Impedancia Característica y la Constante de Propagación

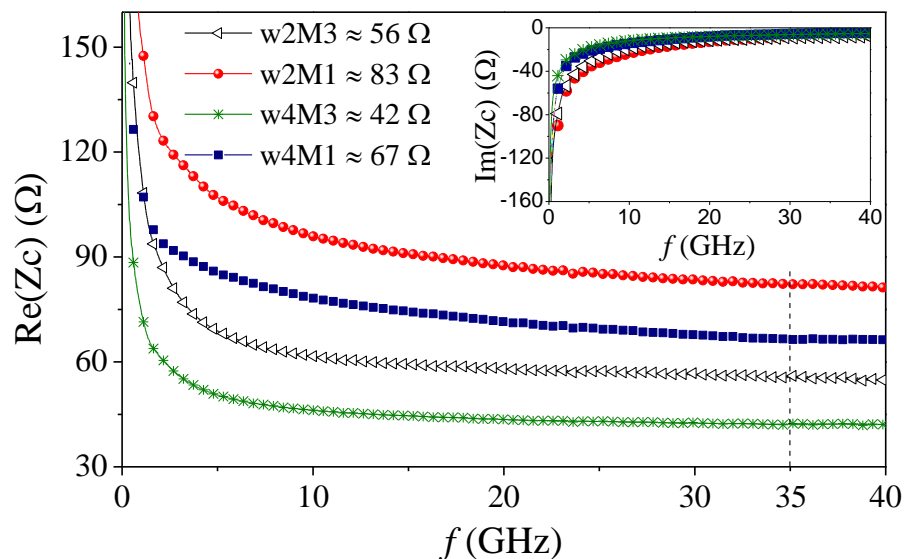


Fig. 21. Gráfica de Z_c para las 4 LT de prueba.

La nomenclatura de la figura 21, está relacionada con el ancho de la tira (w), seguido de su valor en micrómetros (4 y 2) y el nivel metálico del plano tierra (M1 y M3). En la gráfica 21 se presenta la impedancia característica de las 4 LT y en el recuadro superior la parte imaginaria de la impedancia característica, la cual tiende a cero a altas frecuencias. A bajas frecuencias, el efecto inductivo es muy pequeño y domina sobre el efecto resistivo. Este comportamiento está relacionado con la región de operación RC y genera una disminución de Z_c . Una vez que la frecuencia alcanza un valor lo suficientemente alto para que la reactancia inductiva domine el efecto resistivo, el valor de Z_c se hace constante. La impedancia característica fue obtenida en un valor de 35 GHz (donde presenta un valor relativamente constante) para todas las estructuras, el valor de las 4 LT en el CI de pruebas se presenta en la tabla 3, se observa que el error entre el valor experimental y teórico es menor al 12%.

Tabla 5. Comparación entre el valor teórico y el calculado de Z_c .

<i>Estructura</i>	<i>Z_c Experimental (Ω)</i>	<i>Z_c Teórica (Ω)</i>	<i>Error (%)</i>
<i>w2M3</i>	<i>55</i>	<i>50</i>	<i>10.0</i>
<i>w2M1</i>	<i>82</i>	<i>80</i>	<i>2.5</i>
<i>w4M3</i>	<i>41</i>	<i>40</i>	<i>2.5</i>
<i>w4M1</i>	<i>67</i>	<i>60</i>	<i>11.6</i>

En la figura 21, se observa que Z_c aumenta cuando el espesor del dieléctrico es mayor a 3 μm y con anchos de tira bajos lo que concuerda con la literatura [3].

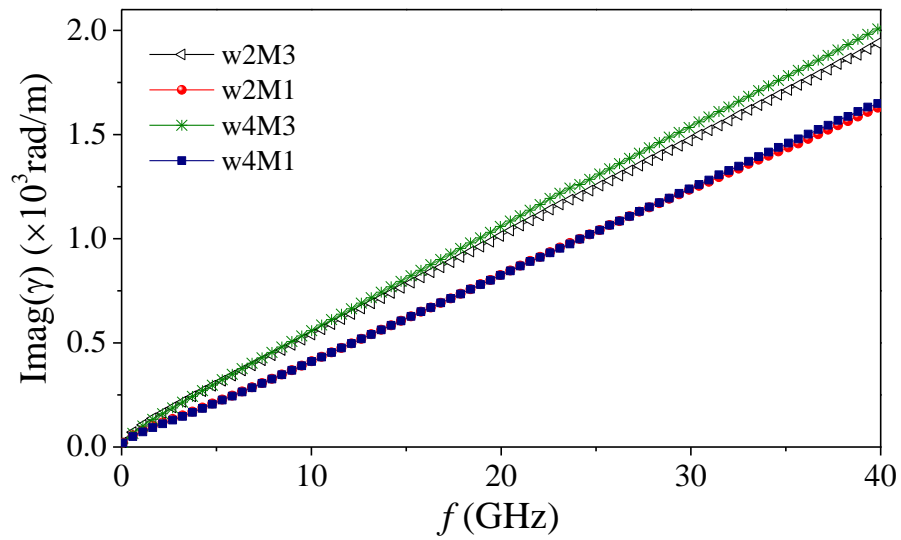


Fig. 23. Gráfica de β para las 4 LT de prueba.

En la figura 22, se presenta la gráfica de la constante de fase ($\text{Im}(\gamma)$) en función de la frecuencia para las 4 LT. Se observa un crecimiento lineal con la frecuencia, en este caso las curvas con mayor pendiente son las que

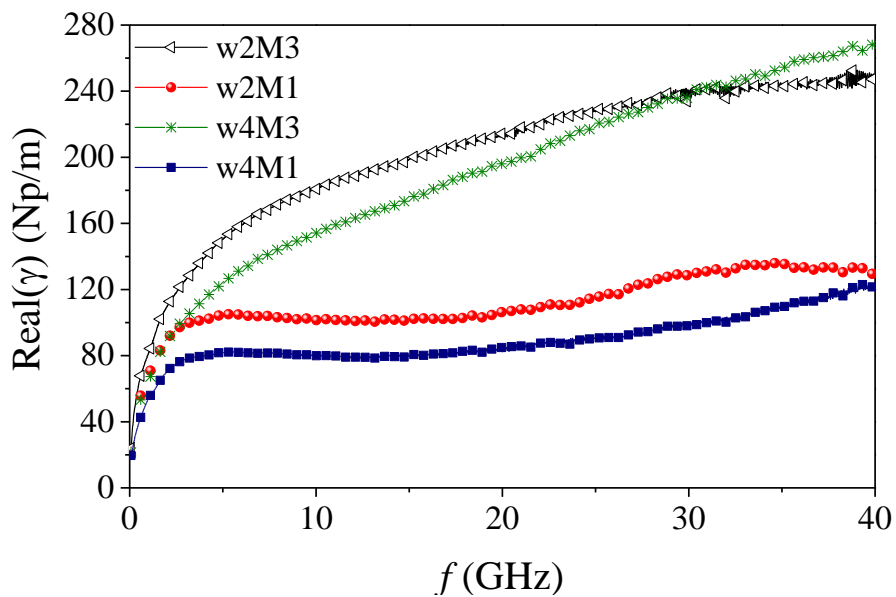


Fig. 22. Gráfica de α para las 4 LT de prueba.

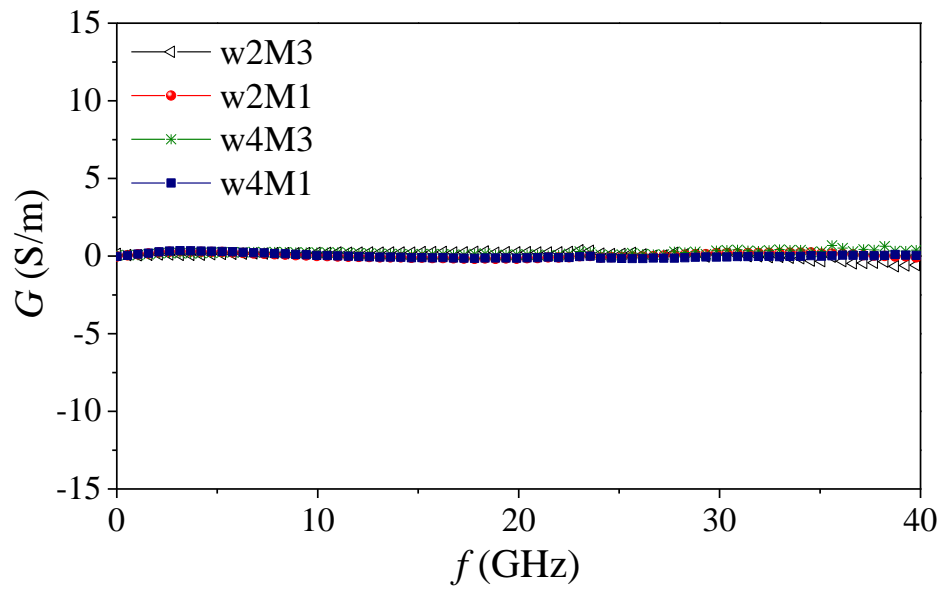
se encuentran en el nivel metálico 3, esto implica que a menor espesor de dieléctrico la capacitancia es mayor, en consecuencia la pendiente de β es mayor pero disminuye Z_c (Fig. 21).

En la figura 23 se presentan las curvas de atenuación para las 4 LT analizadas. Para tiras con un espesor de dieléctrico de 1 μm la atenuación presenta mayores pérdidas, mientras que en tiras de mayor espesor ($h=3$ μm) se presentan regiones de atenuación constante. El valor de la atenuación es mayor en tiras con el mismo nivel metálico pero con anchos menores, esto se debe a que presentan una menor área de sección transversal y por tanto su resistencia es mayor. A partir de los valores obtenidos de Z_c y γ , se calculan los parámetros RLGC como se presenta a continuación.

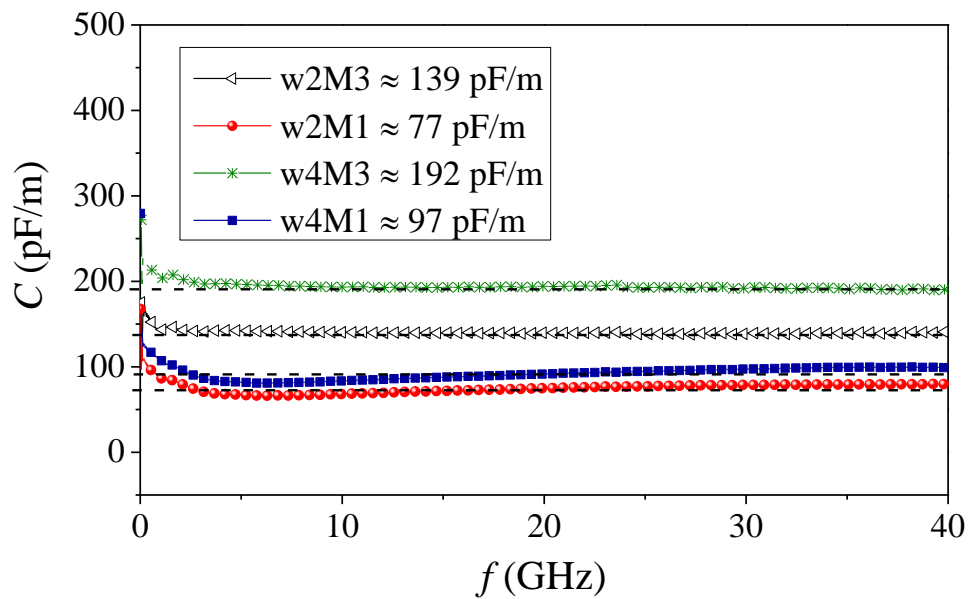
4.2 Determinación de Parámetros RLGC

Empleando las ecuaciones (26) a (29), se determinaron los parámetros RLGC. En las figuras 24 y 25 se presentan los parámetros extraídos hasta 40 GHz.

En la Figura 24a se presenta la curva de la conductancia G en función de f . En la figura, se observa que para las diferentes LT analizadas, G toma un valor cercano a cero, esto se debe a que el SiO_2 presenta una alta resistividad. En la figura 24b se presenta el valor de C en función de f , se observa que C permanece constante para las LT analizadas. En la gráfica es evidente que las tiras con menor h alcanzan un valor alto de C , en particular; la tira con $w=4$ μm en el nivel metálico 3 presenta una capacitancia relativamente alta. Esto se debe a que posee un mayor ancho



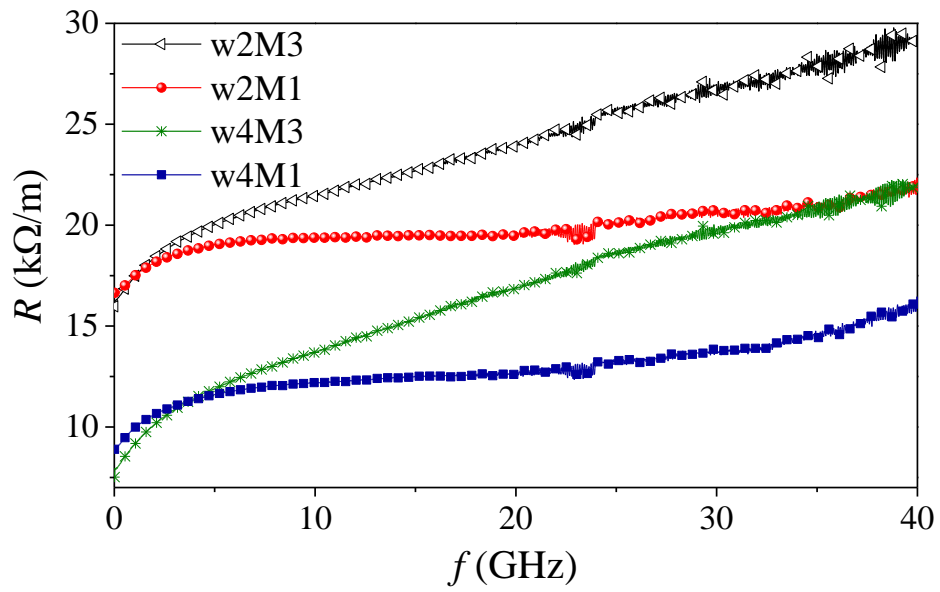
(a)



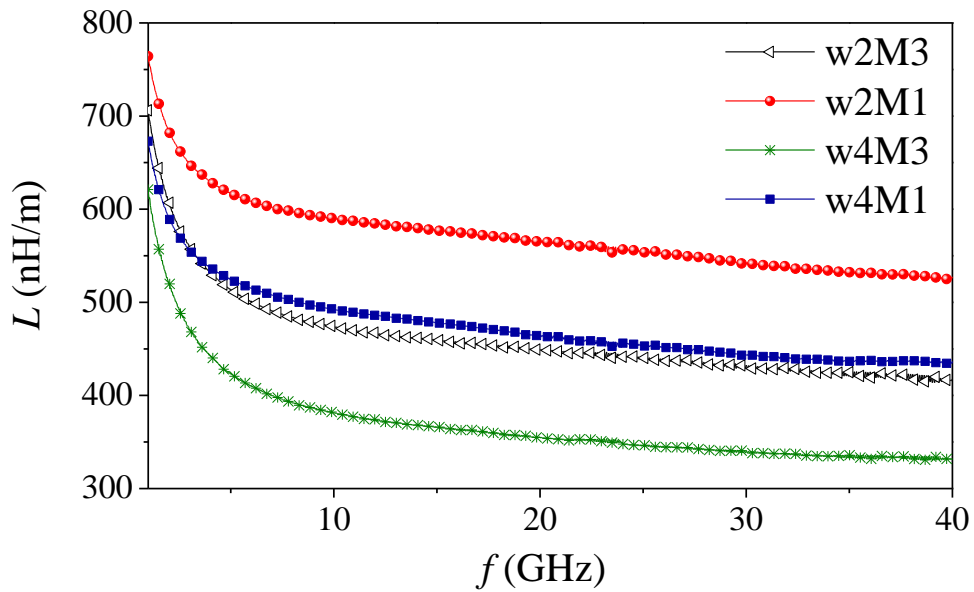
(b)

Fig. 24. Cálculo de (a) G y (b) C .

de tira lo que genera una mayor concentración de campo eléctrico entre la tira y el plano tierra, por otro lado la tira con menor ancho w y mayor espesor



(a)



(b)

Fig. 25. Cálculo de (a) R y (b) L .

de dieléctrico h , presentan una capacitancia menor (aprox. 77 pF/m para w2M1). Los valores de C para cada estructura se presentan en la fig. 24b;

estos valores no corresponden a los valores propuestos en la tabla 4, por tanto el método de cálculo convencional de estos parámetros no resulta una buena aproximación para el análisis de interconexiones.

En la figura 25a, se observa R en función de f para todas las estructuras. En bajas frecuencias, la resistencia de las líneas con igual geometría debe ser igual pero existe cierta desviación de su valor en DC, la cual puede estar asociada a imperfecciones en las estructuras durante el proceso de fabricación. Se observa además que a medida de que f aumenta, la forma de R para todas las LT no sigue el comportamiento convencional de \sqrt{f} asociado con el efecto piel. Por otro lado, en la figura 25b se presenta la curva de L en función de f . En esta figura, para estructuras con espesores de dieléctrico mayor, el valor de la L aumenta debido a que presenta un área mayor formada por los lazos de corriente los

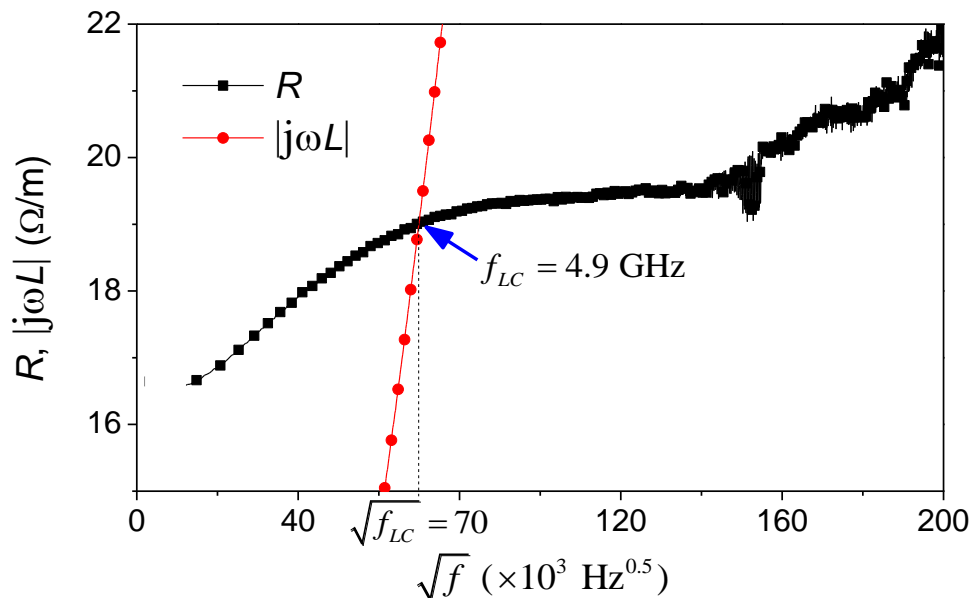
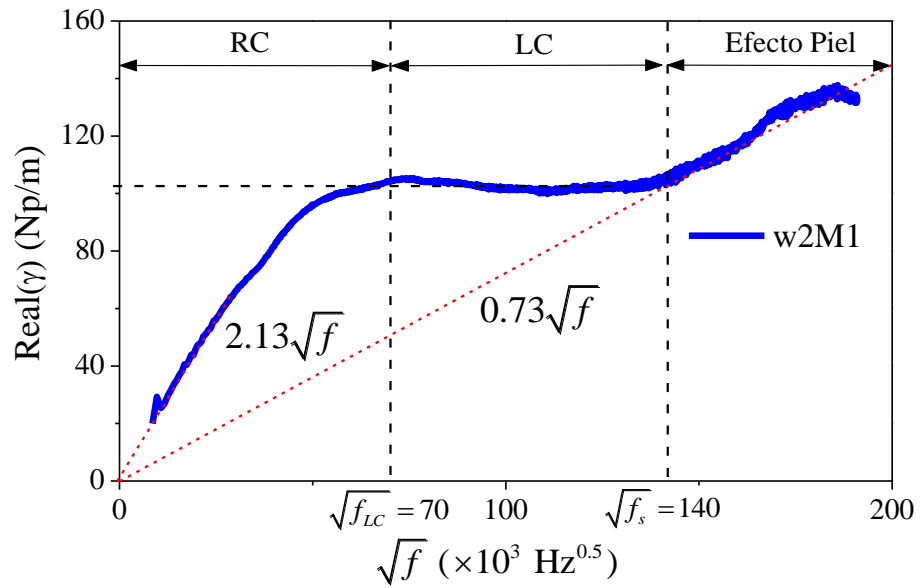


Fig. 26. Identificación del valor de la frecuencia f_{LC} , para una tira con ancho de $2 \mu\text{m}$ y plano tierra en el Metal 1 ($h=3 \mu\text{m}$).

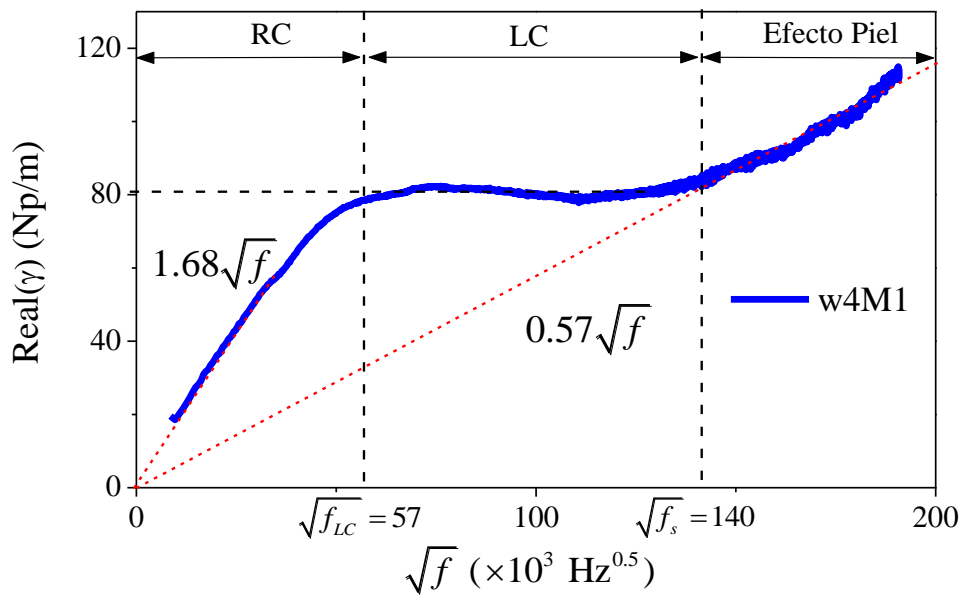
cuales son atravesados por el flujo de campo magnético, esto incrementa el valor de la inductancia como se observa en las curvas.

El valor de f_{LC} se calcula a partir de la intersección de R_{DC} y $|j\omega L|$ [30] como se observa en la figura 26. En la figura se identifica también la frecuencia de intersección entre las curvas de R y L para una tira en el nivel metálico 1 y con $w = 2 \mu\text{m}$, este valor de frecuencia corresponde al valor de inicio de la región LC o de baja pérdida. Para las otras estructuras, el valor de f_{LC} se determina de la misma manera, y corresponden a: 4.9 GHz para $w=2 \mu\text{m}$ y $h=3 \mu\text{m}$, 3.2 GHz para $w=4 \mu\text{m}$ y $h=3 \mu\text{m}$, 7 GHz para $w=2 \mu\text{m}$ y $h=1 \mu\text{m}$ y 4.5 GHz para $w=4 \mu\text{m}$ y $h=1 \mu\text{m}$. El valor de f_{LC} es mayor para tiras de menor ancho debido a que el valor de R es mayor, además el valor de f_{LC} aumenta si el espesor del dieléctrico h es menor, esto se debe a que el área que forma el lazo inductivo en la resistencia disminuye, lo que influye sobre el inicio de la región de baja pérdida. El valor de f_{LC} , es ubicado en las curvas de atenuación con el fin de identificar las regiones de operación de las interconexiones, a partir del modelo propuesto por Johnson.

En la figura 27 se grafica la constante de atenuación en función de \sqrt{f} , la frecuencia de transición para el efecto piel se obtuvo a partir de las gráficas y el valor de la tira conductora. Se observa las pendientes de las regiones RC y de efecto piel, las cuales son proporcionales a \sqrt{f} [30] se obtuvieron a través de ajuste en cada región. En la figura 27, para tiras de señal con menor área de sección transversal, la atenuación es mayor en la región RC y de efecto piel, esto se debe a que la resistencia es mayor y por tanto aumenta la atenuación. Por otro lado, con un espesor de

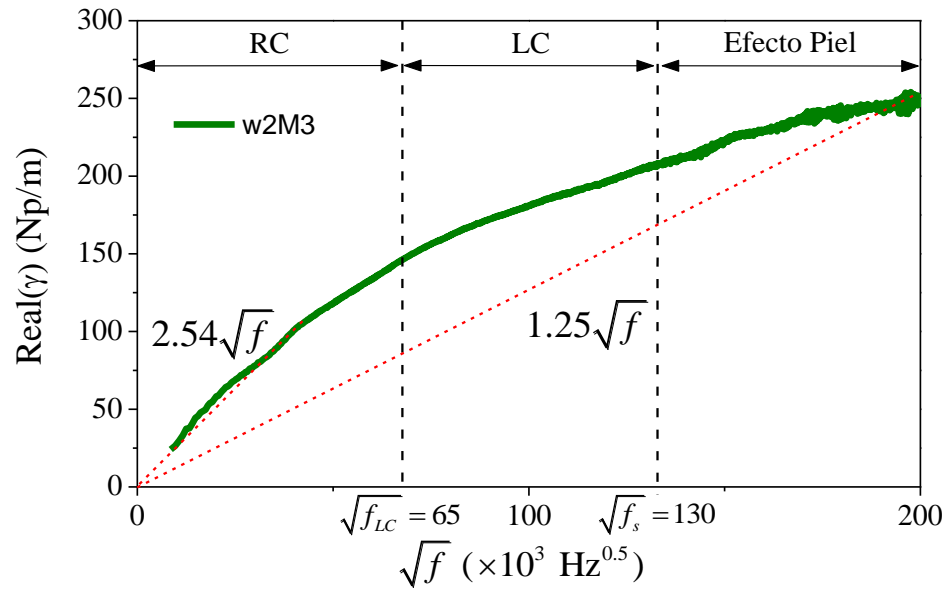


(a)

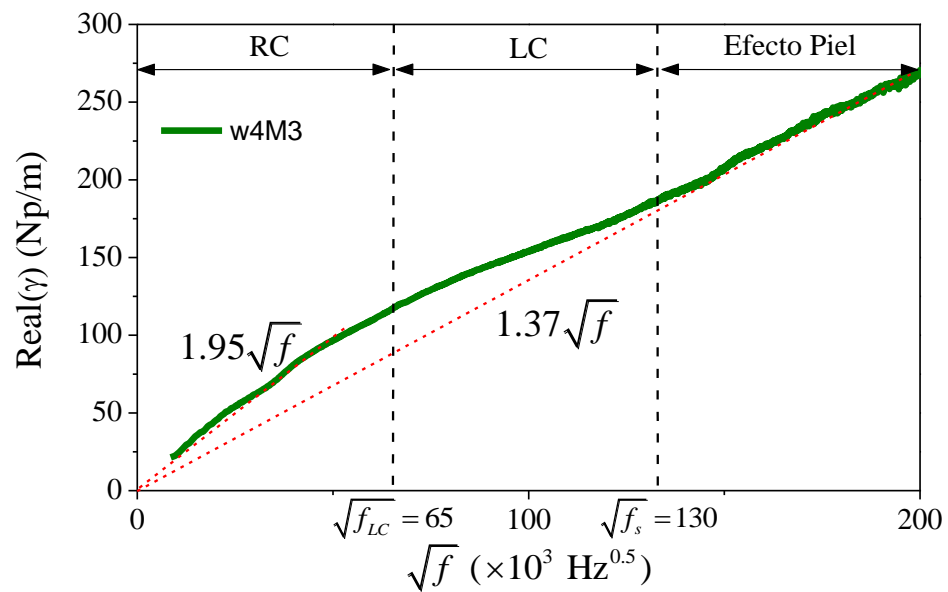


(b)

Fig. 27. Identificación de las RO en α para tiras de (a) $2 \mu\text{m}$ y (b) $4 \mu\text{m}$ y planos tierra en Metal 1.



(a)



(b)

Fig. 28. Identificación de las RO en α para tiras de (a) $2 \mu\text{m}$ y (b) $4 \mu\text{m}$ y planos tierra en Metal 3.

dieléctrico menor los efectos observados en las regiones de operación se superponen y la región LC no es visible (Fig. 28).

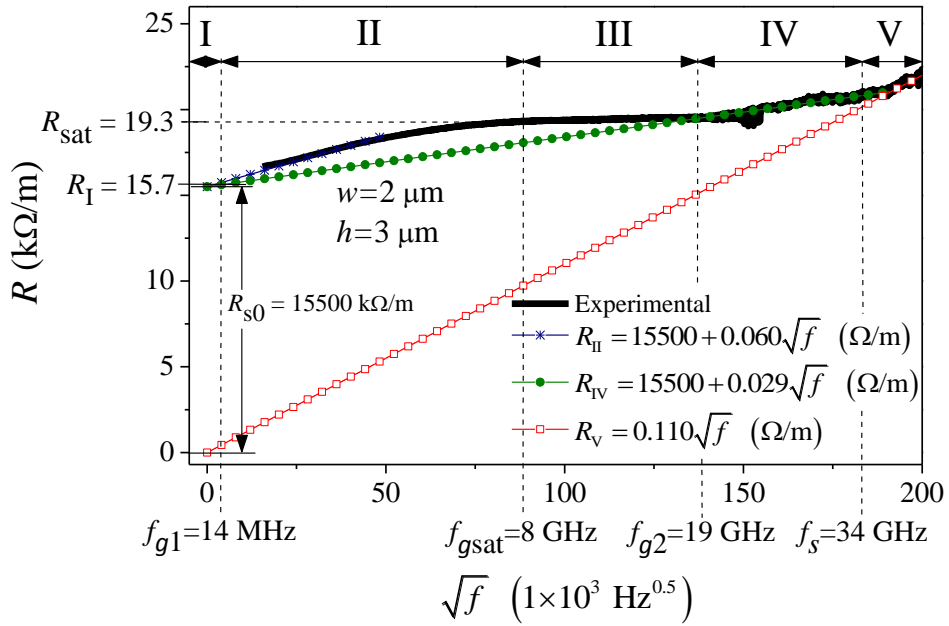
En la gráfica 28, la región RC presenta una pendiente mayor que cuando el área de sección transversal es menor, además se observa que existen mayores pérdidas que sus contrapartes en la figura 27, debido a la cercanía entre el plano tierra y la tira de señal. Este efecto está relacionado con la distribución de corriente en conductores como se verá en la siguiente sección.

4.3 Análisis de Resistencia e Inductancia en Líneas de Transmisión

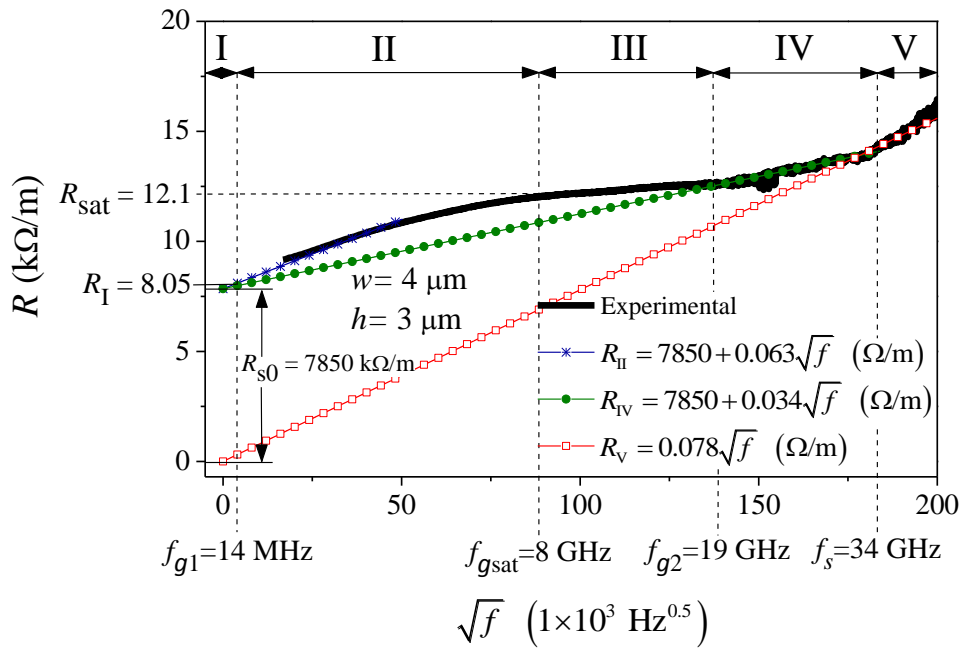
R como L están relacionados y dependen de la distribución de corriente en los conductores y la geometría de las interconexiones; estos valores presentan una forma que no sigue la tendencia convencional del efecto piel como se observó en la sección 4.2, este comportamiento se analizará a partir del modelo de distribución de corriente propuesto en este trabajo.

4.3.1 Resistencia

Debido a que R se incrementa linealmente con \sqrt{f} cuando el efecto de aglomeración de corriente y el efecto piel se presentan, es conveniente graficar la curva experimental de R en función de \sqrt{f} para identificar las regiones previamente analizadas. La figura 29 muestra las curvas para las líneas de microstrip con diferentes anchos de tira conductora y en el nivel metálico 1. Debido a que la sección transversal de los metales formando las líneas definen R en muy bajas frecuencias, la región I toma lugar, la línea angosta en la Fig. 29 permite obtener un pequeño valor para $R_I = R_{s0} + R_{g0}$.



(a)

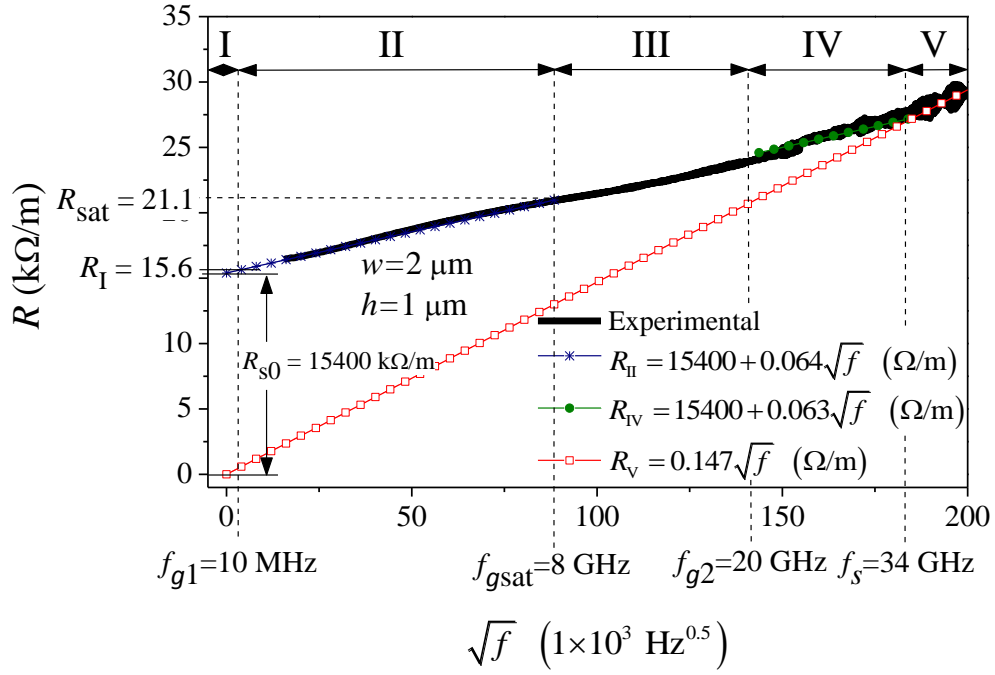


(b)

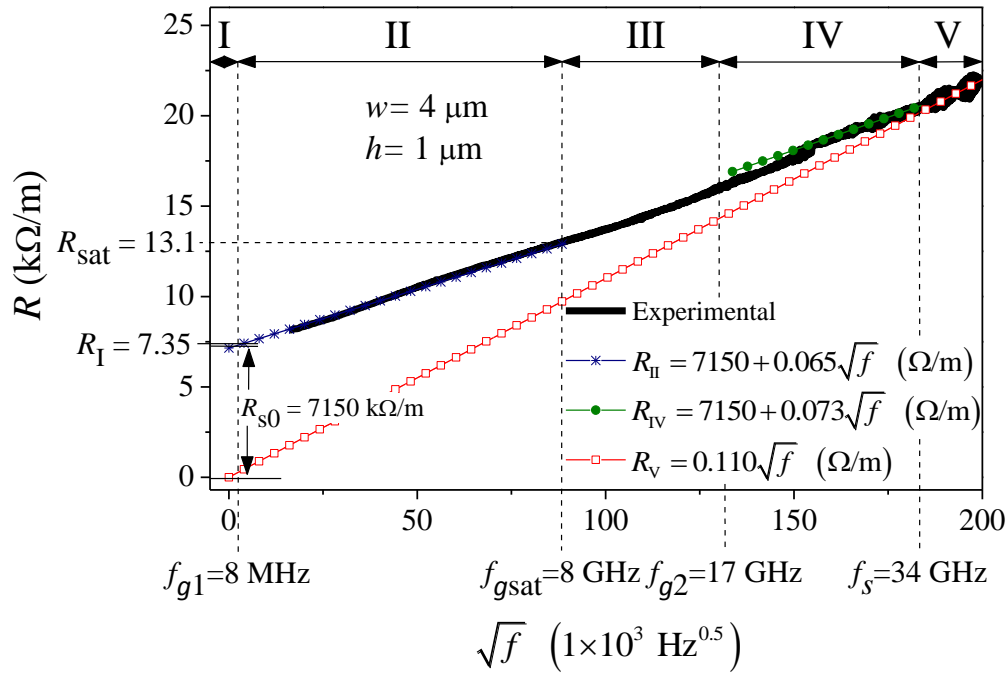
Fig. 29. Curva experimental de R en función de \sqrt{f} hasta $f = 40$ GHz para las líneas de microstrip con el plano tierra en el nivel metálico 1: a) $w = 2 \mu\text{m}$, and b) $w = 4 \mu\text{m}$.

Es importante subrayar que la suma de R_{s0} y R_{g0} fue obtenida por la extrapolación de los datos experimentales a partir de la determinación directa de $R = Re(\gamma Z_c)$ en muy bajas frecuencias, pero la consistencia de los valores obtenidos para las diferentes líneas con estos parámetros permite verificar la validez de la extrapolación.

A medida que f incrementa, se observa que la región II (Fig. 29) presenta un incremento lineal de R con \sqrt{f} . Esta región está presente en ambas líneas en el mismo rango de frecuencias (14 MHz a 8 GHz). Además, k_1 toma aproximadamente el mismo valor para representar a R_{II} para ambas líneas (0.060 and 0.063, respectivamente), esto implica que el efecto piel lateral ocurriendo en el plano tierra, incrementa R aproximadamente en la misma proporción independientemente del ancho de la línea. Este comportamiento continúa hasta la región III. En este caso, una región constante es observada en la curva de R en función de \sqrt{f} , lo cual implica que el efecto piel lateral en el plano tierra alcanza saturación debido a que la corriente es confinada debajo de la tira de señal. Esta región permanece constante hasta que la profundidad de piel iguale el espesor del plano tierra, donde la resistencia incrementa proporcionalmente con \sqrt{f} en la región IV. Se observa que similarmente como k_1 en la región II, k_2 presenta aproximadamente el mismo valor (0.029 y 0.034) en la Fig. 29. Además, otra observación interesante es que en las regiones I, II, III, y IV, la resistencia de la tira conductora permanece constante ($R_s = R_{s0}$) debido a que la profundidad de piel no es comparable con el grosor de la tira conductora. De esta manera, R_s se vuelve dependiente de frecuencia hasta que la profundidad de piel sea menor que la mitad del espesor de la tira conductora. Esto ocurre en la región V, donde R es representado por una línea que pasa



(a)



(b)

Fig. 30. Datos experimentales de curvas de R versus \sqrt{f} hasta $f = 40 \text{ GHz}$ para las líneas de microstrip con plano tierra en el nivel metálico 3 a) $w = 2 \mu\text{m}$, y b) $w = 4 \mu\text{m}$.

a través del origen debido a que R_s y R_g son dependientes de frecuencia y no hay justificación para agregar una constante al modelo de R . La expresión para R_V es típicamente la usada para representar la dependencia de la frecuencia con la resistencia en LT. Sin embargo, este modelo es únicamente utilizado para interconexiones en Chip en frecuencias considerablemente altas.

La figura 30 muestra la curva R en función de \sqrt{f} correspondiente a las líneas con menor espesor de dieléctrico ($h = 1 \mu\text{m}$) y con los mismos anchos considerados en la fig. 29. Como es de esperar, a bajas frecuencias estas líneas presentan resistencia similar R_I que sus contrapartes en la figura 29. Sin embargo, debido a que los campos asociados con la propagación de señal están más confinados en este segundo caso, las fuerzas experimentadas transversalmente por la corriente se vuelven más intensas. Esto hace que la pequeña variación en los campos impacte de una forma más acentuada la distribución de corriente. Se observa por ejemplo, que la región de resistencia constante que se espera ocurra en la región III, apenas se observa en los datos mostrados en la fig. 30, esto sugiere que existe un traslape entre las diferentes regiones de operación de las líneas.

Tabla 6. Frecuencias de transición obtenidas para las líneas fabricadas.

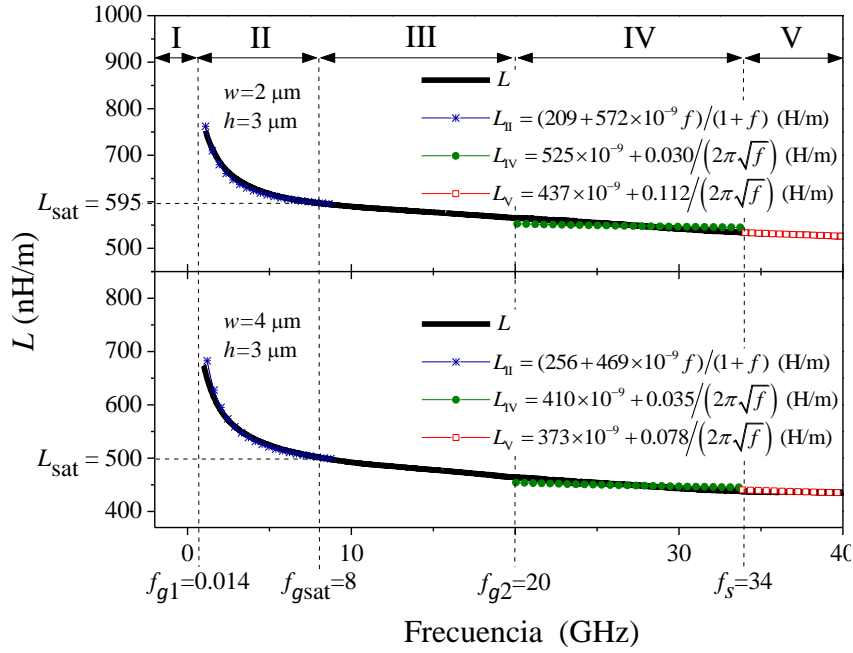
Estructura	f_{g1} (MHz)	f_{sat} (GHz)	f_{g2} (GHz)	f_s (GHz)
$w=2 \mu\text{m}, h=3 \mu\text{m}$	14.2	8	16.4	18.6
$w=4 \mu\text{m}, h=3 \mu\text{m}$	13.7	8	16.4	18.6
$w=2 \mu\text{m}, h=1 \mu\text{m}$	9.8	8	15.2	20
$w=4 \mu\text{m}, h=1 \mu\text{m}$	8.2	8	15.2	20

La tabla 6 resume las frecuencias de transición obtenidas experimentalmente en las líneas fabricadas. Se observa que la frecuencia de inicio de efecto piel a través de las relaciones presentadas por Johnson, se encuentra alrededor del inicio del efecto piel transversal del plano tierra.

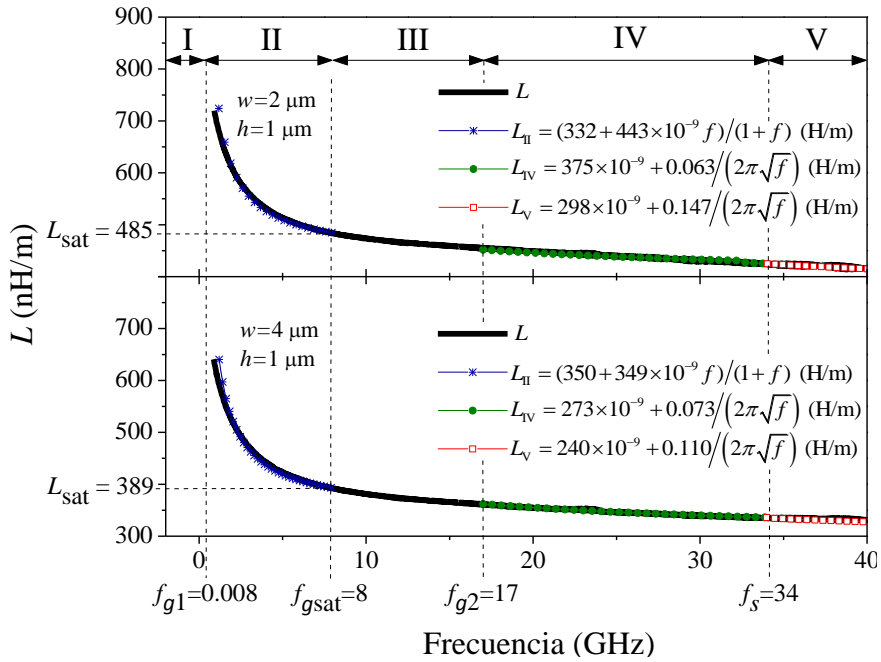
El valor de frecuencia donde R alcanza saturación (f_{sat}), es determinado gráficamente a partir de las curvas de R y L cuando la resistencia alcanza un valor constante. La siguiente frecuencia de transición está relacionada con el efecto piel vertical en el plano tierra (f_{g2}); para determinar el valor de la frecuencia en la que este efecto ocurre, hemos observado la transición gráficamente en la figura 29. Finalmente, el efecto piel en la tira conductora (f_s), ocurre cuando el efecto piel alcanza la mitad del espesor de la tira conductora, por tanto el espesor de la tira es identificado a través de la transición en más altas frecuencias. Las frecuencias de transición calculadas se presentan en la tabla 1.

4.3.2 Inductancia

Cuando se determina los parámetros para representar R en las diferentes regiones de operación, se obtienen k_1 , k_2 , y k_4 los cuales corresponden a los coeficientes que permiten la representación de la dependencia a la frecuencia en los diferentes rangos de frecuencias. Sin embargo, para el caso de L estos parámetros son los mismos debido a que el efecto piel impacta la inductancia y resistencia en serie en la misma proporción. Además, cuando usamos estos coeficientes juntos con los demás parámetros incluidos en las ecuaciones (43)–(46) (determinados a través de una simple regresión lineal de los datos experimentales), es posible representar con precisión la inductancia en una forma consistente. La figura



(a)



(b)

Fig. 31. Gráfica experimental de L versus \sqrt{f} para las LT fabricadas a) con plano de tierra en nivel metálico 1, y b) plano de tierra en nivel metálico 3.

31 muestra la correspondiente correlación entre modelo y experimento hasta los 40 GHz para todas las líneas fabricadas. En este caso, las regiones de operación no son fácilmente identificadas con el caso de resistencia en serie debido a que la inductancia externa, que representa una dependencia relativamente débil con la frecuencia, presenta un valor mayor que la inductancia interna en frecuencias de los gigahertz. Sin embargo, incluso en este caso, las extracciones obtenidas para el caso de R permiten una adecuada representación de la inductancia experimental. La Tabla 7 resume los diferentes parámetros obtenidos para R y L .

Tabla 7. *Parámetros obtenidos para representar R y L .*

		Plano Tierra	Nivel Metálico-1 $h=3 \mu\text{m}$		Nivel Metálico -3 $h=1 \mu\text{m}$	
		Ancho de Tira Parámetros	$2 \mu\text{m}$	$4 \mu\text{m}$	$2 \mu\text{m}$	$4 \mu\text{m}$
RESISTENCIA	R_{s0} ($\text{k}\Omega \text{m}^{-1}$)		15.50	7.85	15.40	7.15
	R_{g0} ($\text{k}\Omega \text{m}^{-1}$)		0.20	0.20	0.20	0.20
	R_{gsat} ($\text{k}\Omega \text{m}^{-1}$)		19.3	12.10	21.10	13.10
	k_1 ($\Omega \text{m}^{-1} \text{Hz}^{-1/2}$)		0.060	0.063	0.064	0.065
	k_2 ($\Omega \text{m}^{-1} \text{Hz}^{-1/2}$)		0.029	0.034	0.063	0.073
	k_4 ($\Omega \text{m}^{-1} \text{Hz}^{-1/2}$)		0.110	0.078	0.147	0.110
INDUCTANCIA	L_{sat} (nH m^{-1})		595	500	485	389
	$L_{\infty 2}$ (nH m^{-1})		525	410	375	273
	L_{∞} (nH m^{-1})		437	373	298	240
	P		209	256	332	350
	n ($\times 10^{-9}$)		572	469	443	349

4.4 Conclusiones

Se analizó Z_c para cada estructura y se encontró que el valor calculado a partir de los datos experimentales presenta un error inferior al 12% en comparación con el valor nominal, por tanto es posible afirmar que la geometría de la estructura presenta errores geométricos relativamente pequeños.

El análisis de γ permitió determinar la región de efecto piel y la de bajas pérdidas a través de las relaciones propuestas por Johnson.

El cálculo de las regiones de transición a partir de la geometría de las interconexiones, corresponde con las transiciones presentes en R y L ; por tanto, a partir de este modelo es posible identificar de forma precisa las diferentes regiones asociadas con efectos de proximidad y efecto piel en interconexiones.

Se observa que las curvas de R y L ajustan bien con el modelo propuesto, además a través del ajuste de los datos experimentales, se observa que la distancia entre el plano tierra y la tira conductora, alteran los valores asociados con los coeficientes del efecto piel. Por tanto, existe una dependencia notable de los parámetros eléctricos con el espesor del dieléctrico.

Capítulo 5

CONCLUSIONES

En este trabajo se presentó la caracterización de interconexiones multinivel en CI y se propone un modelo para el análisis de la distribución de corriente en conductores a partir del efecto de proximidad y el efecto piel. El modelo fue validado a través de los resultados experimentales de líneas de interconexión con diferentes geometrías; algunas conclusiones y observaciones importantes del trabajo se presentan a continuación.

5.1 Caracterización de interconexiones multinivel

En este trabajo se analizó Z_c y γ a partir de la medición de los parámetros S obtenidos de interconexiones en CI con diferentes niveles metálicos y anchos de tira conductora. Se observó que el valor de Z_c obtenido experimentalmente presenta un valor cercano al calculado en el diseño de la estructura, esto permite afirmar que la geometría de la interconexión es cercana a la propuesta en el diseño de la línea. De Z_c se observa que a mayor espesor de dieléctrico, el valor de la impedancia característica aumenta debido al incremento de la inductancia y la disminución en la capacitancia de la línea.

Por otro lado, aunque las interconexiones presenten igual área de sección transversal en sus conductores, el espesor del dieléctrico genera un cambio en la atenuación (α). Esto se debe a que las líneas de campo

eléctrico y magnético afectan la forma en que la corriente se distribuye en la tira y el plano tierra, por tanto, para tiras con menor espesor de dieléctrico la intensidad del campo eléctrico es mayor generando una distribución de corriente en una menor sección transversal, de esta manera se obtiene una mayor atenuación de señal en la línea.

Para el análisis de α , se recurrió al análisis propuesto por Johnson, el cual define cuatro regiones de operación. Básicamente, las regiones de operación en la línea están definidas por las frecuencias de transición relacionadas con el efecto piel y la región de baja pérdida. La región de baja pérdida, identifica la frecuencia donde la reactancia inductiva aumenta en magnitud comparada con el valor de la resistencia, por tanto el cálculo de esta frecuencia permite identificar el valor de f donde los efectos magnéticos deben ser tomados en consideración para el análisis.

5.2 Efectos de distribución de corriente en interconexiones multinivel

El cambio de R y L con la geometría y la f está asociado con la forma en que las líneas de campo eléctrico y magnético se distribuyen en la interconexión. Para un espesor de tira conductora relativamente pequeño, las líneas de campo eléctrico aumentan entre los conductores y por tanto la corriente se concentra en un área relativamente menor comparada con un mayor h . Por otro lado, la distribución de corriente también depende de ciertos efectos magnéticos dependientes de la frecuencia (efecto piel, efecto de proximidad y corrientes de remolino), los cuales también generan un cambio en la distribución de corriente en los conductores y por tanto un aumento en las pérdidas de potencia en las líneas de interconexión. Por tanto, a partir de estos efectos es propuesto un modelo que permite determinar el aumento de la resistencia y disminución de la inductancia en interconexiones multinivel a partir de los fenómenos de distribución de corriente. El modelo identifica 5 regiones de análisis, las cuales permiten

definir la forma en que la corriente se distribuye en los conductores. Cada región está definida por una frecuencia de transición que es calculada a partir del efecto piel.

A partir de los parámetros RLGC calculados por Z_c y γ se realizó el análisis de distribución de corriente en los conductores empleando el modelo propuesto en el trabajo. El valor de la conductancia fue despreciada debido a la alta resistividad del SiO_2 , la capacitancia de la línea permaneció constante con la frecuencia debido a que la distribución de carga superficial no presenta cambios en altas frecuencias. Por otro lado, debido a que la resistencia e inductancias son susceptibles a los cambios en la distribución de corriente, se utilizó el modelo para el análisis de la distribución de corriente en conductores, encontrando que las transiciones están bien definidas por la geometría de la estructura y que la forma funcional de las regiones es representada adecuadamente por la tendencia de la raíz cuadrada de la frecuencia.

5.3 Trabajos futuros

El cambio en el efecto de distribución de corriente debido al espesor del dieléctrico puede ser analizado en más detalle a través del diseño de nuevas estructuras con diferentes secciones transversales de tira y niveles metálicos. Estas estructuras permitirán determinar de forma precisa el cambio en la forma funcional de la resistencia en la región III con mayores espesores de dieléctrico, y definir relaciones analíticas para el coeficiente del efecto piel en las distintas regiones de frecuencia en función de la geometría de la estructura.

En la actualidad, el software para el análisis electromagnético en estructuras de microondas, permiten una descripción precisa del comportamiento de los diferentes efectos que ocurren en alta frecuencia. Sin

embargo, existen ciertas desventajas relacionadas con el tiempo de computo y la complejidad de dichos simuladores. Por esta razón, el modelo presentado en este trabajo permite una descripción precisa de los diferentes efectos de distribución de corriente representado a través de expresiones analíticas que pueden ser implementadas en distintos simuladores, como trabajo futuro se propone la implementación del modelo en simuladores como HSPICE o ADS.

BIBLIOGRAFÍA

-
- [1] T. Quémerais, L. Moquillon, J. Fournier and P. Benech, “65-, 45-, and 32-nm Aluminium and Copper Transmission-Line Model at Millimeter-Wave Frequencies,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, pp. 2426-2433. September 2010.
- [2] L. V Shavinina. “The International Handbook on Innovation”. Elsevier Science, 1 ed., United Kingdom. 2003.
- [3] D. M. Pozar. *Microwave Engineering*, John Wiley & Sons, Inc. 4ta ed. United States of America. (2012).
- [4] S. C. Sejas García, “Identifying and Characterizing the Impact of High-Order Effects in the Signal Propagation on PCB Interconnects”, Tesis de Maestría, INAOE 2009
- [5] B. Bhat and S. Koul, “Stripline-Like Transmission Lines for Microwave Integrated Circuits”, Wiley Eastern Limited. 1989.
- [6] <http://www.stanford.edu/class/ee311/NOTES/Interconnect%20Scaling.pdf>
- [7] <http://eca.ir/wiki/index.php?title=تصویر: Mosfet.jpg>
- [8] B. Razavi, “Prospects of CMOS technology for high-speed optical communication circuits”, *IEEE Journal of Solid-state Circuits*, Pp. 1135- 1145, 2002.
- [9] <http://cc.ee.ntu.edu.tw/~ywchang/Courses/Pic/UMC-interconnect.jpg>
- [10] T. Sakurai, “Approximation of wiring delay in MOSFET LSI,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. SC-18, pp. 418–426, Aug. 1983
- [11] Y. I. Ismail, E.G. Friedman and J.L. Neves, “Figures of Merit to Characterize the Importance of On-Chip Inductance,” *IEEE Transactions On Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*, vol. 7, no. 4, December 1999.

- [12] F. Schnieder, "Model of Thin-Film Microstrip Line for Circuit Design," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, pp. 104-110, January 2001.
- [13] A. R. Djordjevic and T. K. Sarkar, "Closed Form Formulas for Frequency Dependent Resistance and Inductance per Unit Length of Microstrip and Strip Transmission Lines," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 42, pp. 241–248, February 1994.
- [14] J. H. Kim, D. Oh, and W. Kim, "Accurate Characterization of Broadband Multiconductor Transmission Lines for High-Speed Digital Systems," *IEEE Trans. Adv. Packag.*, vol. 33, no. 4, pp. 857–867, November 2010.
- [15] J. Brinkhoff, K. S. S. Koh, K. Kang, and F. Lin, "Scalable Transmission Line and Inductor Models for CMOS Millimeter-wave Design," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 56, no. 12, pp. 2954-2962, December 2008.
- [16] T. Makita, I. Tamai and S. Seki, "Coplanar Waveguides on High-Resistivity Silicon Substrates With Attenuation Constant Lower Than 1 dB/mm for Microwave and Millimeter-Wave Bands," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 58, no. 3, March 2011.
- [17] D.F. Williams, "Metal-insulator-semiconductor transmission lines," *IEEE Microwave Theory Techniques*, vol. MTT-47, no.2, pp. 176-181, February 1999.
- [18] H. Heng-Ming, L. Tai-Hsin and H. Chan-Jung, "Millimeter-Wave Transmission Line in 90-nm CMOS Technology," *IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems*, Vol. 2, No. 2, June 2012.
- [19] J. Zheng, Y.-C. Hahm, V. K. Tripathi, and A. Weisshaar, "CAD-Oriented Equivalent-Circuit Modeling of On-Chip Interconnects on Lossy Silicon Substrate," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 48, no. 9, pp. 1443–1451, Sep. 2000.
- [20] B. J. Rubin and H. L. Bertoni, "Waves guided by conductive strips above a periodically perforated ground plane," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-31, pp. 541-549, July 1983.
- [21] D. Zeng, H. Wang, D. Yang, L. Zhang, Y. Wang, Y. Zhiping and Yaohui Zhang, "A Novel Equivalent Circuit for On Chip Transmission Lines Modeling," *Custom Integrated Circuits Conference (CICC)*, pp. 1-4, Sep. 2010.

- [22] J. Zhang, J.L. Drewniak, D.J. Pommerenke, M.Y. Koledintseva, R.E. DuBroff, W. Cheng, Y. Zhiping, Q.B. Chen and A. Orlandi, "Causal RLGC(f) models for transmission lines from measured S-parameters," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 52, no. 1, pp. 189–198, February 2010.
- [23] J. C. Rautio and V. Demir, "Microstrip conductor loss models for electromagnetic analysis," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, no. 3, pp. 915–921, March 2003.
- [24] L. F. Tiemeijer, R. M. T. Pijper, R. J. Havens and O. Hubert, "Low-loss patterned ground shield interconnect transmission lines in advanced IC processes," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, no. 3, pp. 561–570, March 2007.
- [25] H.-Y. Cho, J.-K. Huang, C.-K. Kuo, S. Liu, and C.-Y. Wu, "A Novel Transmission Line Deembedding Technique for RF Device Characterization," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 56, no. 12, pp. 3160–3167, December 2009.
- [26] G. E. Ponchak, A. Margomenos, and L.P.B. Katehi, "Low-loss CPW on low-resistivity Si substrates with a micromachined polyimide interface layer for RFIC interconnects," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 49, no. 5, pp. 866–870, May 2001.
- [27] E. Bogatin, "Signal Integrity Simplified," 1ed, Prentice Hall Professional, 2004.
- [28] Z. Ouyang, "Optimal Design and Tradeoff Analysis of Planar Transformer in High-Power DC–DC Converters," vol. 59, no. 7, pp. 2800-2810, July 2012.
- [29] A. M. Mangan, S.P. Voinigescu, Y. Ming-Ta and M. Tazlauanu, "De-Embedding Transmission Line Measurements for Accurate Modeling of IC Designs," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 53, pp. 235-241, February 2006.
- [30] H. Johnson and M. Graham, "High-Speed Signal Propagation: Advanced Black Magic," 1st ed. New Jersey, Prentice Hall PTR, 2003.
- [31] V.H. Vega Gonzales, "Analysis of the Technology Scaling on the Electrical Features of Interconnects Used in 3D Systems", Tesis de Maestría, INAOE 2009.
- [32] B. Young. "Digital Signal Integrity: Modeling and Simulation with Interconnects and Packages," 1st ed. New Jersey, Prentice Hall PTR, 2001.

- [33] www.acndt.com/services/eddycurrent.asp.
- [34] S.H. Hall, G.W. Hall, J.A. McCall. "High speed digital system design: a handbook of interconnect theory and design practices," Wiley-IEEE Press; ed. 1, August 2000.
- [35] O. Gonzalez-Díaz, M. Linares-Aranda and R. Torres-Torres, "A design-oriented methodology for accurate modeling of on-chip interconnects," Analog Integrated Circuits and Signal Processing, vol. 71, pp 221-230, May 2012.
- [36] J. L. González, B. Martineau and D. Belot. "On the electrical properties of slotted metallic planes in CMOS processes for RF and millimeter-wave applications," Microelectronics Journal, Vol. 43, Pp. 582-591, Aug. 2012.
- [37] <http://mouloudrahmani.com/electrical/rfmicrowave/networkanalyzer.html>.