

Modelado, Medición y Caracterización de Inductores Integrados

por

José Valdés Rayón

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 (INAOE)**

Febrero de 2016

Santa María Tonantzintla, Puebla

Supervisada por:

Dr. Roberto Stack Murphy Arteaga

y

Dr. Reydezel Torres Torres, INAOE

©INAOE 2016

Derechos reservados

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



Agradecimientos

Mis agradecimientos de la ayuda prestada de elaboración de este trabajo de investigación son:

- A mi familia por su afecto y apoyo incondicional.
- Al Dr. Roberto S. Murphy Arteaga y al Dr. Reydezel Torres Torres por su confianza al permitirme trabajar en su equipo de trabajo y por su tutela en la elaboración y desarrollo de esta esta investigación.
- A CONACyT por la beca otorgada para poder realizar mis estudios de maestría.
- A IMEC por proporcionar los dispositivos de prueba estudiados en este trabajo.

Abstract

Currently, RF applications work with electrical signals with frequencies of microwave, enabling designers of integrated circuits using passive devices on a chip. The most widely used integrated inductors are made with spiral geometries, because these are compatible with many manufacturing processes of CMOS technology. However, they have disadvantages such as losses from substrate and a low quality factor. A solution to these problems is the implementation of a ground shield between the device and the substrate. In many applications this shield is grounded, creating a current loop between the inductor and the shield, leading to an additional inductance.

Current electric models don't consider inductance in the return, and some work is only tacked as a parasitic component. For this reason in this work is developed a scalable model that predicts the contribution of the side inductance proposed to the total intrinsic inductance. Also the percentage of side inductance is quantified with respect to the inductance total. These predictions are validated with experimental data. The purpose of scalable model is to facilitate the design of on-chip inductors.

In this work also is presents a model T was also developed to simulate the performance of the main characteristics of a spiral inductor in a wide bandwidth, such as inductance and quality factor. The accuracy with which the model T can predict the performance of the inductor has been reported in other works, but in these haven't been specified the extraction methods of the elements that make up the model T, in this work is explained in detail the extraction method proposed and the relevance of each of the elements that make up the Model T.

Resumen

Actualmente, las aplicaciones de RF trabajan con señales eléctricas que tienen frecuencias del rango de las microondas, permitiendo a los diseñadores de circuitos integrados utilizar dispositivos pasivos en un chip. Los inductores integrados más utilizados son los hechos con geometrías espirales, pues son compatibles con los procesos de fabricación de la tecnología CMOS. Sin embargo, éstos presentan desventajas tales como pérdidas por el sustrato y un bajo factor de calidad. Una solución a estos problemas es la implementación de un escudo de tierra entre el dispositivo y el sustrato. En la mayoría de sus aplicaciones este escudo está aterrizado, lo que genera un lazo de corriente entre el inductor y el escudo, dando lugar a una inductancia adicional.

Los modelos eléctricos actuales no consideran la inductancia por el retorno, y en algunos trabajos sólo se menciona como una componente parásita. Es por ello que en este trabajo se propone un modelo que predice con gran precisión cómo varía la inductancia intrínseca del dispositivo en función de su tamaño, tomando en cuenta la inductancia adicional, y se cuantifica el porcentaje de ésta con respecto a la inductancia total. Estos datos son entonces validados con datos experimentales. Con este modelo se plantea facilitar el diseño de estos dispositivos.

En este trabajo también se desarrolló un modelo de circuito equivalente tipo T para simular las características del rendimiento de un inductor espiral en un amplio ancho de banda, tales como inductancia y factor de calidad. La precisión con la que el modelo T puede predecir el rendimiento del inductor, ya ha sido reportada, pero en estos desarrollos, no se han especificado los métodos de extracción de los diversos elementos que componen el modelo T, en este trabajo se explica de forma detallada el método de extracción propuesto y la relevancia de cada uno de los elementos.

Contenido

| | |
|--|----|
| Capítulo 1. Introducción..... | 1 |
| 1.1. Importancia de los Inductores en el diseño de CI | 1 |
| 1.2. Tipo de inductores en la tecnología de circuitos integrados | 3 |
| 1.3. Escudos de tierra | 6 |
| 1.4. Inductancia de retorno | 6 |
| 1.5. Propuesta | 7 |
| Capítulo 2. Características de los inductores espirales | 8 |
| 2.1. Figuras de mérito de un inductor | 8 |
| 2.2 Geometrías de los inductores espirales planos..... | 12 |
| 2.3. Inductor simétrico | 15 |
| 2.4. Expresiones simples y precisas para inductores espirales planos | 16 |
| Capítulo 3. Caracterización Física y eléctrica de los inductores de prueba | 22 |
| 3.1. Medición de las dimensiones físicas del dispositivo..... | 23 |
| 3.2. Medición de los parámetros-S experimentales | 32 |
| 3.1.1 Calibración del equipo de medición..... | 34 |
| 3.2. Métodos de deembedding | 37 |
| 3.2.1 Métodos de Deembedding de uno y dos pasos | 38 |
| 3.2.2. Comparación de los datos con y sin deembedding | 40 |
| 3.3. Conclusiones del capítulo | 42 |
| Capítulo 4. Modelado de Inductores | 43 |
| 4.1. Propuesta del Modelo T | 44 |
| 4.2. Método de extracción de los elementos del modelo T | 48 |
| 4.3. Resultados de la capacidad de predicción del modelo T | 58 |

| | |
|--|----|
| 4.4. Modelo escalable de la inductancia intrínseca | 61 |
| 4.5. Conclusiones del capítulo..... | 66 |
| Capítulo 5. Conclusiones generales | 68 |
| Lista de Figuras | 71 |
| Lista de tablas..... | 73 |
| Referencias..... | 75 |

Introducción

En las últimas décadas, los dispositivos pasivos (resistores, inductores y capacitores) han jugado un papel relativamente menor en la tecnología de circuitos integrados en comparación con los dispositivos activos, tales como transistores, diodos, etc. Lo anterior, puede ser atribuido a la gran diferencia de las dimensiones físicas entre estos dos tipos de dispositivos, ya que los activos han disminuido continuamente de tamaño, por lo que han ido ocupando un menor porcentaje de área dentro de un chip, por el contrario, los cambios en las dimensiones de dispositivos pasivos fueron muy lentos. Sin embargo, las mejoras en los métodos de fabricación de la tecnología CMOS, han permitido que los circuitos integrados trabajen con señales eléctricas del rango de las microondas, cuyas longitudes de onda permiten utilizar dispositivos pasivos en un chip. Logrando con esto una gran reducción del tamaño de las placas de los circuitos, ya que se requiere de un menor número de componentes externos. Lo anterior ha traído un progreso muy significativo en los dispositivos personales de comunicación, en donde la portabilidad es esencial [1-3].

1.1. Importancia de los Inductores en el diseño de CI

Actualmente las aplicaciones de inductores y capacitores juegan una parte integral en el desarrollo de bloques de construcción de circuitos integrados, especialmente en altas frecuencias. En la Figura 1.2 se muestran las aplicaciones más comunes de estos dispositivos.

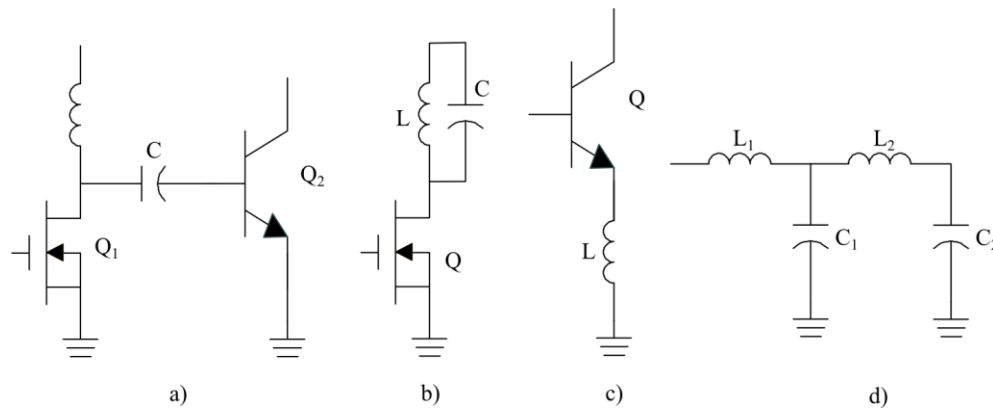


Figura 1.1. Aplicaciones de Dispositivos pasivos en circuitos integrados en silicio. a) Impedancia de acoplamiento, b) carga de sintonización, c) emisor degeneración, d) filtro.

En (a) se observa un ejemplo de acoplamiento de impedancia de banda estrecha, en este circuito la entrada de impedancia del segundo transistor (Q_2) esta correspondida a un valor de impedancia optimo, para acoplarse con la salida del transistor de control (Q_1). Este circuito es utilizado por ejemplo, en un amplificador de poder, donde la impedancia de entrada es baja, debido a su capacitancia, por lo que para obtener una suficiente ganancia de potencia, esta baja impedancia es transformada a una de gran valor. El acoplamiento de impedancias permite a los diseñadores de circuitos obtener un mínimo ruido, una máxima ganancia, mínimas reflexiones y una óptima eficiencia cuando se diseña bloques de circuitos, tales como amplificadores de bajo ruido (LNA's), mezcladores y amplificadores.

En (b) se observa un circuito tanque LC, el cual puede tomar el lugar de una carga resistiva para obtener una ganancia en altas frecuencias. Una carga resistiva esta siempre limitada por la constante de tiempo RC, la cual limita la repuesta en frecuencia. Las ventajas son claras con un pasivo LC, pues este reduce el ruido en comparación de un resistor, consume menos voltaje de alimentación y con él se obtiene una gran impedancia de entrada en altas frecuencias. Los circuitos tanque son también un componente crítico de los osciladores, ya que con un tanque LC se sintoniza la frecuencia central del oscilador y el Q intrínseco permite que el tanque oscile con la inyección mínima de potencia desde el transistor de conducción.

En (c) se observa un circuito de retroalimentación en serie, el cual se puede utilizar para aumentar la impedancia de entrada, estabilizar la ganancia, y reducir la no linealidad del amplificador. Lo anterior se logra mediante el uso de un inductor en lugar de una resistencia, con lo cual se reduce el consumo de voltaje de alimentación y el ruido que se inyecta en el circuito. La inductancia también se puede utilizar para obtener una impedancia de entrada real, en una frecuencia particular, proporcionando así una adaptación de impedancia a la entrada del amplificador, por ejemplo, en un LNA el requisito más importante es proporcionar $50\ \Omega$ de impedancia de la antena de RF en la entrada y $50\ \Omega$ para el filtro de RF en la salida.

En (d) algunos inductores y condensadores se utilizan para realizar un filtro pasa bajos, este circuito es muy utilizado en radiofrecuencia, ya que independientemente de la arquitectura específica del transceptor, todas las funciones de transmisión de RF requieren del uso de un filtro pasa banda, el cual debe presentar un mínimo de pérdidas por inserción, al seleccionar la banda de frecuencia de interés. Por lo general, en el transmisor un filtro pasa bajos es utilizado para dejar pasar la señal deseada y eliminar o atenuar los armónicos, los cuales principalmente se generan en la etapa de salida del amplificador de potencia. Los filtros de este tipo son superiores a los realizados con filtros activos, tales como filtros gm-C o MOSFET-C, ya que pueden operar a frecuencias más altas y tienen un mayor rango dinámico, debido a la linealidad intrínseca de los dispositivos pasivos, estos filtros también tienen la ventaja de inyectar menos ruido y de que no requieren voltaje de alimentación para operar [1], [2].

1.2. Tipo de inductores en la tecnología de circuitos integrados

A continuación se presentan las cuatro formas más comunes en las que los inductores son utilizados dentro de la tecnología de circuitos integrados:

- I. Inductores activos.
- II. Inductores externos.
- III. Inductores con Bond-wires.
- IV. Inductores espirales planos integrados.

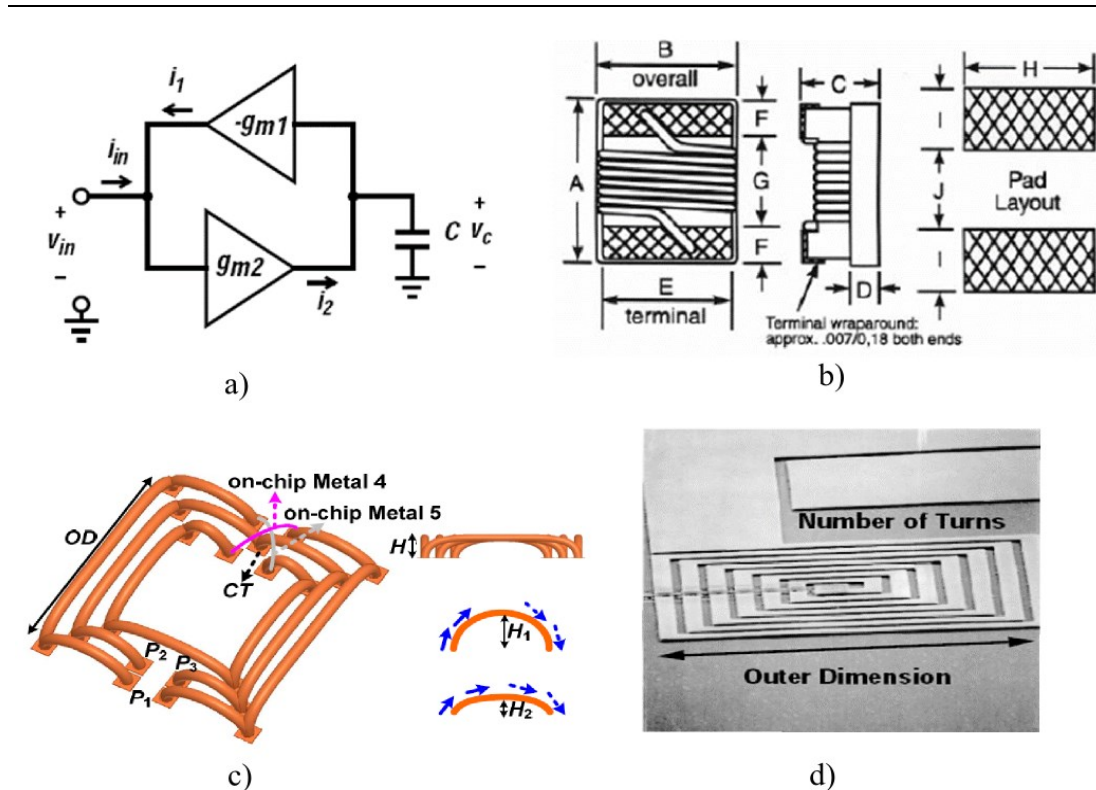


Figura 1.2. Distintos tipos de inductores en la tecnología de Circuitos Integrados. a) diagrama de un inductor activo, b) dimensiones de un inductor externo, c) Inductor formado con Bond-wires, d) Inductor espiral fabricado sobre silicio.

En la Figura 1.2 se muestran diagramas, esquemas y fotografías físicas de los inductores en circuitos integrados. A continuación se presenta una breve descripción de las características de cada uno de los cuatro tipos de inductores, también se mencionan algunas de sus ventajas y desventajas.

I) El uso de **inductores pasivos** es evitado en bajas frecuencias por medio del uso de inductores activos, no obstante, este tipo de inductores no puede operar a muy altas frecuencias, debido a que contienen dispositivos activos, los cuales presentan una caída en la ganancia conforme la frecuencia de trabajo se incrementa, lo que provoca que los inductores activos tengan un rango dinámico finito de operación. Otras desventajas de este tipo de inductores son que requieren de voltaje de alimentación, lo que los hace tener un consumo innecesario de energía y además inyectan ruido adicional dentro de

los circuitos. Estas limitaciones generan grandes restricciones en sus posibles aplicaciones [1].

II) Los **inductores externos** son regularmente conectados sobre la tablilla de PCB en lugar de ser fabricados dentro del mismo chip. Lo anterior es rentable mientras pocos componentes pasivos se han requeridos y el efecto de las parásitas sea despreciable en comparación con las características eléctricas externas del dispositivo, con lo cual su rango de inductancia debe ser mayor a 2 nH. Sin embargo, debido a que en la actualidad más y más funciones son integradas en un solo chip, se necesitan cada vez más grandes lotes de dispositivos pasivos, esto hace que el uso de inductores externos no sea totalmente rentable, pues estos no son compatibles con los métodos de fabricación de la tecnología CMOS, debido a que se requiere de una serie de pasos adicionales en el proceso de producción, lo cual provoca un aumento en los costos, otra desventaja proviene del uso de pines y bond-wires, ya que estos los hace susceptibles al ruido, lo que provoca que el rendimiento del dispositivo disminuya considerablemente [1-3].

III) Los **inductores contruidos con bond-wires** tienen un alto factor de calidad (Q), típicamente entre 30-60, tiene bajas perdidas por resistividad, pero son poco factibles en aplicaciones como VCOs, debido a que tienen poca reproductibilidad y estabilidad mecánica [3], [4].

VI) **Inductores espirales planos integrados** tienen ventajas sobre los inductores externos off-chip y los inductores contruidos con bond-wires, debido a que los efectos parásitos son eliminados. Estos también exhiben una buena reproducibilidad, pues el valor de la inductancia esta principalmente determinado por las dimensiones horizontales, las cuales, están estrechamente controladas por la resolución litográfica en cualquier tecnología CMOS. El principal inconveniente de los inductores integrados sobre silicio es el bajo factor de calidad (Q) y su gran porcentaje de área sobre el chip [1-4]. Aun con las dos anteriores desventajas este tipo de inductores han generado un gran interés en sus diversos usos, lo que ha hecho que se generen diversos desarrollos para la mejora del factor de calidad (Q) y la reducción de su tamaño.

1.3. Escudos de tierra

Muchos desarrollos han sido usados para mejorar el factor de calidad (Q) en inductores integrados sobre silicio. Uno de estos desarrollos es el uso de diferentes tipos de escudos de tierra, este escudo se localiza entre el inductor y el sustrato, puede ser construido de metal o de poli-silicio, al utilizar diferentes escudos de tierra (sólidos o mallados) se puede alcanzar un gran rendimiento para los inductores. El uso de los escudos de tierra es muy atractivo, debido a que estos no requieren de pasos adicionales en los procesos de fabricación CMOS [5-9].

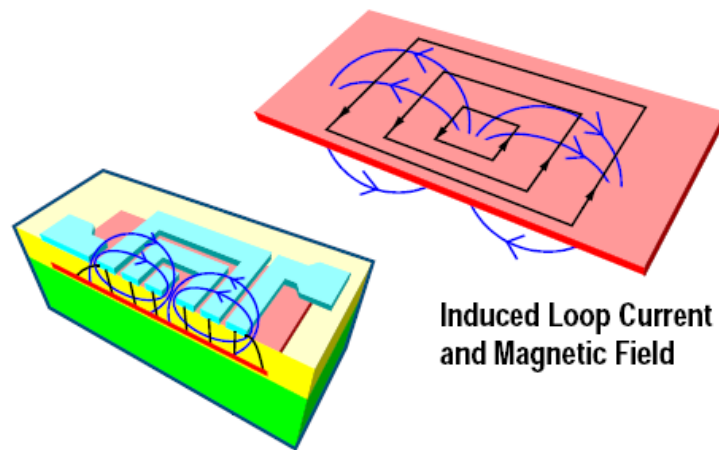


Figura 1.3. Aplicación de escudo de tierra sólido entre sustrato y el inductor.

1.4. Inductancia de retorno

Existen dos formas en la que los inductores pueden ser utilizados, en la primera, el escudo de tierra está aterrizado y en la segunda el escudo de tierra está flotado, esta última es utilizada en aplicaciones de excitación diferencial [8]. En la mayoría de las aplicaciones donde se requieren inductores, estos tienen el escudo de tierra aterrizado, esto garantiza que sus características eléctricas se puedan modelar por medio de un circuito equivalente de elementos concentrados, el cual es adjuntado en el layout e integrado dentro de una librería de diseño [5]. Como se muestra en la Figura 1.4, cuando se aterriza el escudo se genera un lazo de retorno de corriente, esto da lugar a una inductancia de retorno, la cual es adicional a la inductancia del núcleo del inductor.

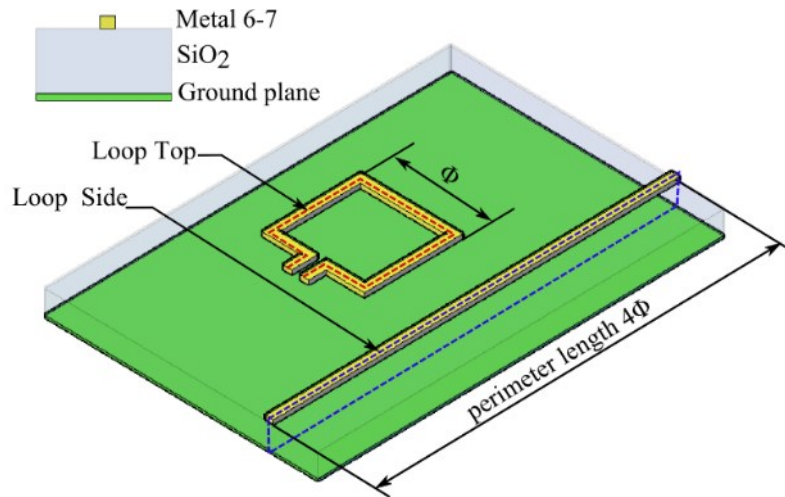


Figura 1.4. a) Un inductor cuadrado en color rojo se muestra el lazo de corriente debido a la geometría, b) se muestra el mismo inductor solo que se desdobra para observar el lazo de corriente entre metal del inductor y el escudo de tierra.

1.5. Propuesta

En la actualidad, la mayoría de los modelos eléctricos calculan la inductancia intrínseca del inductor, considerando solo las espiras del núcleo de éste mismo; sin embargo, no consideran la inductancia por el retorno, la cual se mencionó anteriormente. En algunos trabajos, esta inductancia solo se menciona como una inductancia parásita, es por ello que en este trabajo, se busca proponer un modelo escalable, el cual debe ser capaz de predecir con gran precisión los valores de la inductancia intrínseca del inductor, en función de su geometría y además que éste contemple a la inductancia adicional. También se busca conocer el porcentaje que tiene esta inductancia adicional, respecto a la inductancia intrínseca total, por lo tanto este modelo debe ser corroborado con datos experimentales, para garantizar su eficacia. La tarea fundamental de este modelo es facilitar el diseño de inductores espirales planos que son fabricados en silicio.

Características de los inductores espirales

En este capítulo, se presentan los temas que sirven para conocer las principales características de los inductores espirales planos en circuitos integrados, en la primera parte se definen las figuras de mérito que sirven para evaluar el rendimiento del inductor y algunas características físicas de las estructuras que estos pueden presentar, tales como la forma geométrica y el tipo de interconexión.

En la última parte de este capítulo, se muestra el desarrollo del cálculo de una expresión analítica, la cual es utilizada para calcular la inductancia de espirales planos con diferentes formas geométricas, esta expresión es requerida en el modelo escalable que en esta tesis se propone, pues además de que es muy precisa, la forma en que fue desarrollada permite integrar fácilmente el grosor de las espiras del inductor en el cálculo de inductancia.

2.1. Figuras de mérito de un inductor

Las figuras de mérito utilizadas para detallar el rendimiento de un inductor son:

- Inductancia (L)
- Factor de calidad (Q)
- Frecuencia de Resonancia propia (SFR)

Como se puede ver en la figura 2.1 el inductor puede ser representado como una red de dos puertos con un puerto en el borde exterior de la espiral y el otro puerto en el borde interior. Con el fin de dar una descripción completa de la red de N-puertos, se utilizan la matriz de dispersión y la matriz de impedancia.

En la figura 2a, V_n^- es la amplitud del voltaje de la onda incidente en el puerto n y V_n^+ es la amplitud del voltaje de la onda reflejada del puerto n . La matriz de dispersión o matriz $[S]$ relaciona el voltaje de las ondas incidente y reflejada y da una completa descripción de la red y es definida como:

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{21} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \end{bmatrix} \quad (1)$$

Donde S_{ij} es el coeficiente de transmisión del puerto j al puerto i y S_{ii} es el coeficiente de reflexión en el puerto i cuando el otro puerto tiene una carga acoplada.

La matriz de impedancia $[Z]$ relaciona voltajes y corrientes de la red de dos puertos y es definida como:

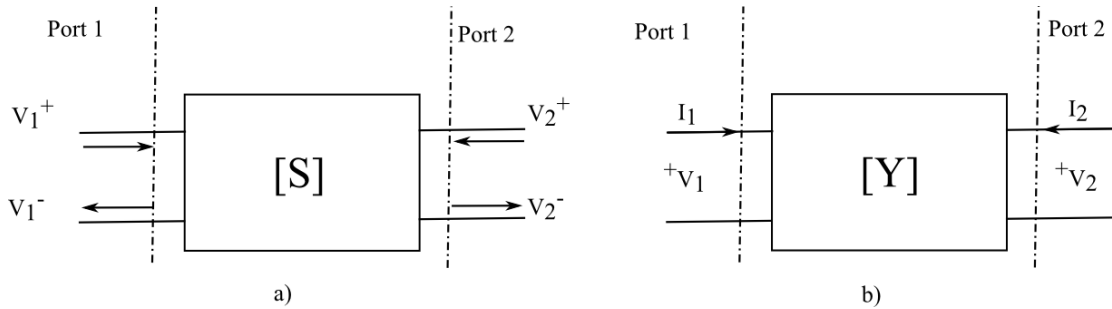


Figura 2.1. Redes de dos puertos, a) parámetros de dispersión (S), b) para metro de admitancia (Y).

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{21} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2)$$

donde el voltaje y la corriente en el puerto i está dado por:

$$V_i = V_i^+ + V_i^- \quad (3a)$$

$$I_i = I_i^+ + I_i^- \quad (3b)$$

Z_{ij} es la impedancia de transferencia entre el puerto i y el puerto j . Z_{ii} es la entra en el puerto i cuando todos los otros puertos son circuito abierto.

La matriz de parámetros S puede ser determinada de la matriz de parámetros Z.

De la definición de matriz de impedancia (2), los 2 puertos de red son descritos en términos de parámetros de impedancia:

$$V_1 = Z_{11} I_1 + Z_{12} I_2 \quad (4a)$$

$$V_1 = Z_{12} I_1 + Z_{22} I_2 \quad (4b)$$

Estas ecuaciones llevan al circuito equivalente T como se muestra en la Figura 3:

En el puerto 1, la impedancia de entrada con puerto 2 está determinada por Z_L es:

$$Z_{in} = Z_{11} - \frac{Z_{12} Z_{21}}{Z_{12} + Z_L} \quad (5)$$

La impedancia de entrada puede ser escrita como: $Z = R + j\omega L$ donde R es la resistencia interna y L es la inductancia del núcleo de inductor. La solución para la inductancia L está entonces dada por la siguiente expresión:

$$Z_{in} = \frac{\text{Im}(Z_{in})}{2\pi f} \quad (6)$$

El factor de calidad (Q) describe la selectividad de frecuencia de un circuito resonante

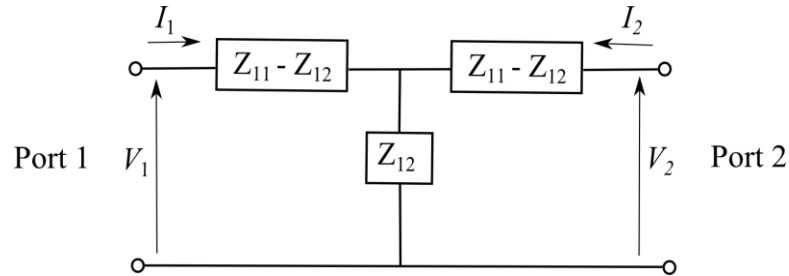


Figura 2.2. Circuito equivalente para una red de 2 puertos.

o cavidad. En el presente trabajo, donde el inductor se coloca sobre un plano de tierra, el Q de la cavidad resultante es un factor importante. La definición de Q se basa en la máxima energía almacenada en el campo eléctrico y magnético y la potencia media disipada en los conductores [1-3].

$$Q = 2\pi \frac{\text{max energy stored}}{\text{energy dissipated per cycle}} \quad (6)$$

$$Q = \omega \frac{(E_E + E_M)}{E_{loss}} \quad (7)$$

En donde E_M es la energía magnética almacenada promedio, E_E la energía eléctrica promedio almacenada, E_{loss} las pérdidas de energía y ω la frecuencia angular. En la frecuencia de resonancia ω_0 , el promedio de las energías magnética y eléctrica son iguales, haciendo que el factor de calidad se pueda definir como:

$$Q = \omega_0 \frac{2E_M}{E_{loss}} = \omega_0 \frac{2E_E}{E_{loss}} \quad (8)$$

$$Q = \omega \frac{(E_E + E_M)}{E_{loss}} \quad (9)$$

La energía promedio almacenada y las pérdidas de energía están definidas como:

$$E_M = \frac{1}{2} L I^2 \quad (10)$$

$$E_{loss} = R I^2 \quad (11)$$

Sustituyendo (8) y (9) en (7) el factor de calidad Q se define como:

$$Q = \omega_0 \frac{L}{R} \quad (12)$$

2.2 Geometrías de los inductores espirales planos

Los inductores espirales planos son los más utilizados en circuitos integrados de RF, la Figura 2.3 muestra las formas geométricas más comunes de los inductores espirales. El inductor espiral circular tiene un conductor más corto que el conductor cuadrado y el factor de calidad es de aproximadamente 10% más alto, que el de un inductor espiral cuadrado con el mismo diámetro exterior D [10]. Sin embargo, aunque el inductor de forma circular tiene un mejor rendimiento, un patrón de este tipo es más difícil de realizar, que su contraparte cuadrada. Por otro lado, las alternativas como los patrones hexagonales y octogonales son patrones más viables y mejores. Para estos inductores, a medida que aumenta el número de lados, se necesita menos longitud de metal para conseguir el mismo número de vueltas. Por lo tanto la resistencia en serie se comprime y el factor Q se mejora. Por otra parte, el inductor de forma cuadrada tiene una mayor área eficiente, por ejemplo, para un área cuadrada sobre la oblea, la forma cuadrada utiliza el 100% de la superficie, mientras que las formas hexagonales, octogonales y

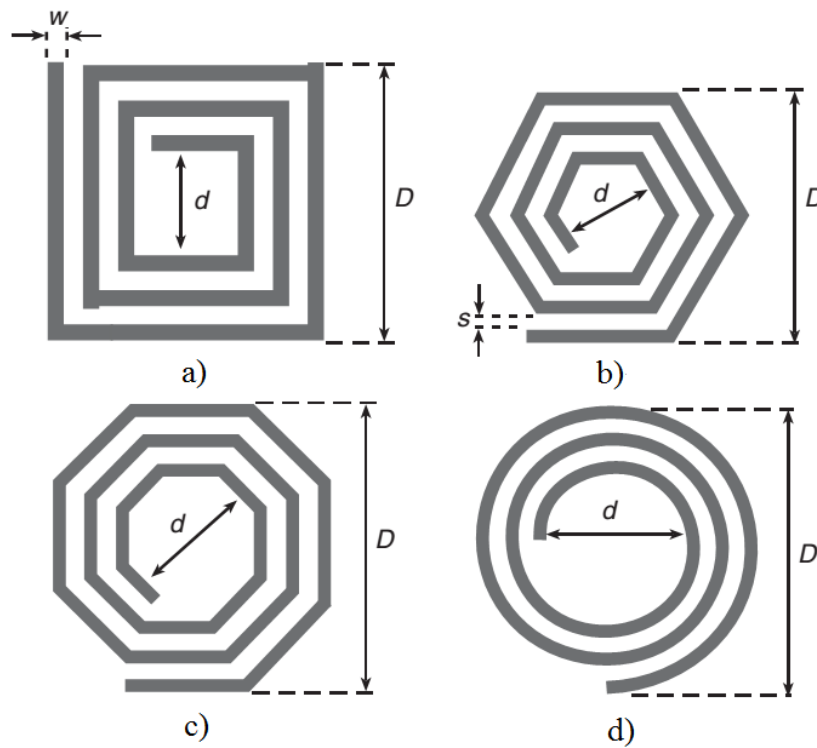


Figura 2.3. Circuito equivalente para una red de 2 puertos.

circulares utilizan solo el 65%, 82,8% y 78,5%, respectivamente. Como resultado, el inductor cuadrado puede acomodar a más líneas de metal, produciendo de este modo una inductancia mayor, dentro de la misma área [11].

La selección de la forma de patrón del inductor es un compromiso entre el factor de calidad (Q) y el área. Mohan [12] estudió inductores con diferentes formas que tienen una inductancia fija de 5 nH. Como se muestra en la Figura 2.4, el factor de calidad se mejora al aumentar el número de lados (teniendo en cuenta que el patrón circular puede ser considerado como que tiene un número infinito de lados). El estudio sugiere además que un inductor espiral octagonal tiene un Factor-Q de entre 3 a 5% más bajo, pero alcanza un área de chip efectiva dentro de 3 a 5% más pequeño que el inductor espiral circular [12].

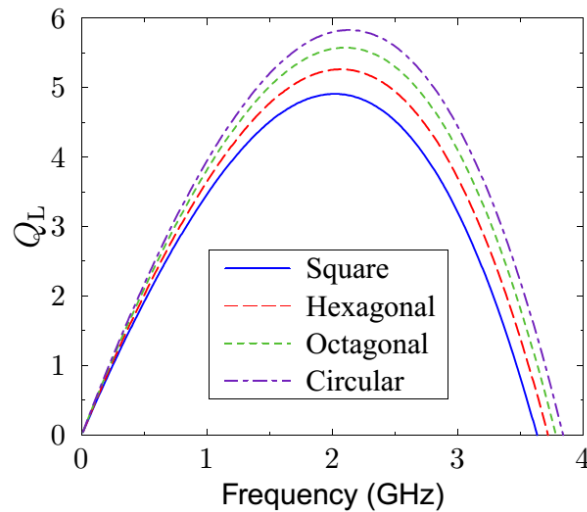


Figura 2.4. Factor Q de inductores con el mismo valor de inductancia pero con diferentes formas geométricas [12].

El Factor Q y la inductancia de inductores con forma cuadrada y octogonal, que tienen el mismo diámetro interior se comparan en las Figura 2.6 (a) y (b) [13]. El inductor cuadrado posee una inductancia pico más alta, pero una menor frecuencia de resonancia propia. Esto se debe a que las líneas de metal son más largas en el inductor cuadrado, lo que induce una mayor capacidad de acoplamiento con el sustrato, reduciendo así la inductancia en altas frecuencias. Para bajas frecuencias, el rendimiento del inductor depende principalmente de la longitud de la espiral, por lo que el patrón cuadrado posee una mayor inductancia en esta región. Los experimentos en otros trabajos de investigación, también han indicado, que hay una reducción de la resistencia de hasta un 10% en inductores de forma circular y octogonal sobre el inductor de forma cuadrada con la misma inductancia [14], como se ilustra en la Figura 2.5.

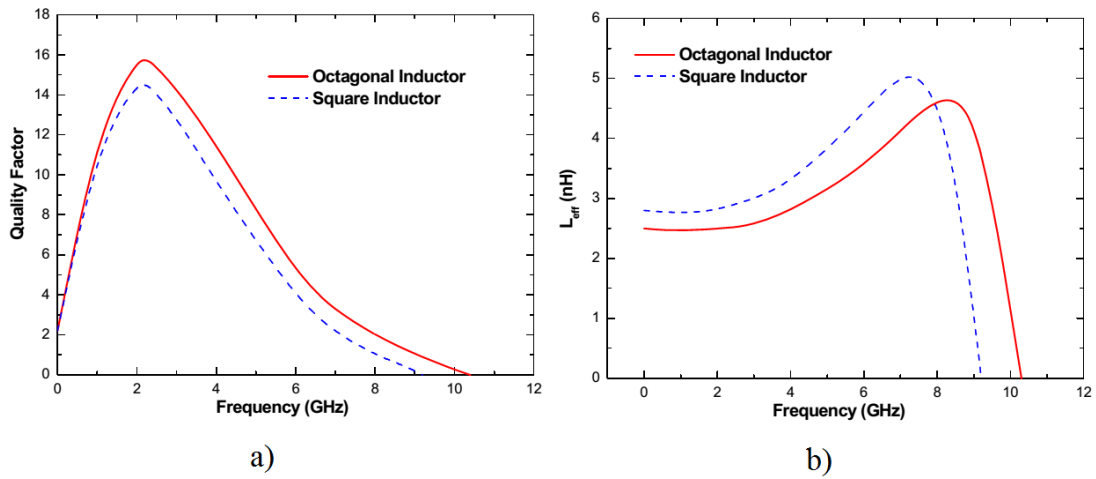


Figura 2.6. (a) factor Q y (b) la inductancia de octágono y bobinas de cuadrados que tienen el mismo diámetro interno de 100 micras, el número de vueltas de 3,5, y el ancho de línea de 6 m [13].

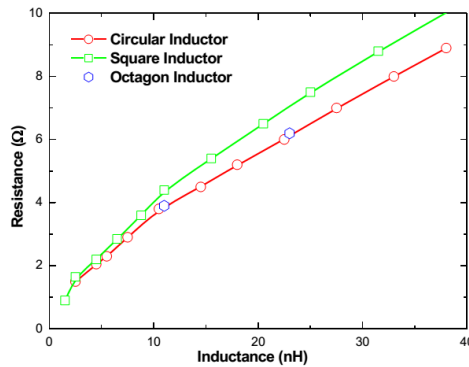


Figura 2.5. Comparación de la resistencia entre el inductor de forma cuadrada, octogonal y circular

2.3. Inductor simétrico

Tradicionalmente, el arrollamiento de la espiral de inductor se inicia desde el exterior hacia interior y luego vuelve a salir a través de un paso inferior, a esto se le llama inductor no simétrico, como se muestra en la Figura 27a. Otro tipo de arrollamiento muy usado es el de forma simétrica, la estructura de este tipo arrollamiento es mostrada en la Figura 27b.

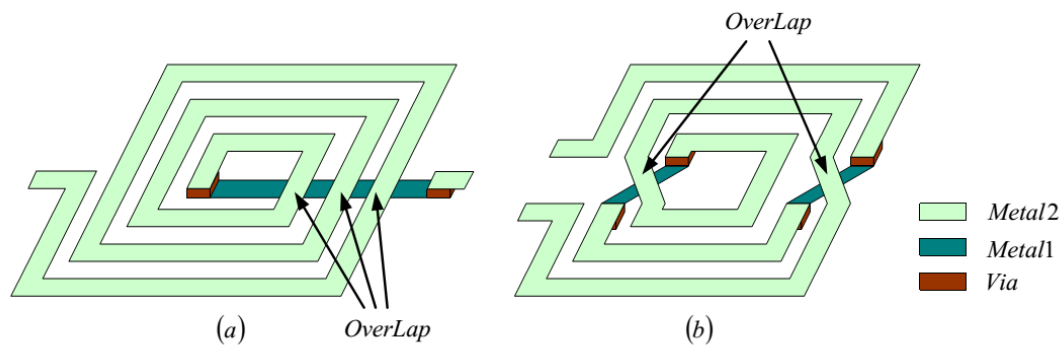


Figura 2.7. Modelo espiral de (a) inductor no simétrico y (b) inductor simétrico.

El inductor simétrico da un mejor rendimiento [15]. Esto se debe, a que en el inductor simétrico el centro geométrico es exactamente el centro magnético y eléctrico, lo que aumenta la inductancia mutua positiva y en consecuencia la inductancia total. Rendimientos de los inductores simétricos y asimétricos se ilustran en las Figs. 28 (a), (b) y (c). Mientras que el factor Q y la resistencia en serie del inductor simétrico se mejoran, la frecuencia de resonancia propia (es decir, la frecuencia a la que la inductancia es cero) de un inductor tal se reduce. Esto es debido a un aumento de la diferencia de potencial de corriente alterna entre las espiras vecinas en el inductor simétrico, mecanismo con el cual se incrementa la capacidad de acoplamiento y degrada la frecuencia de resonancia propia [16].

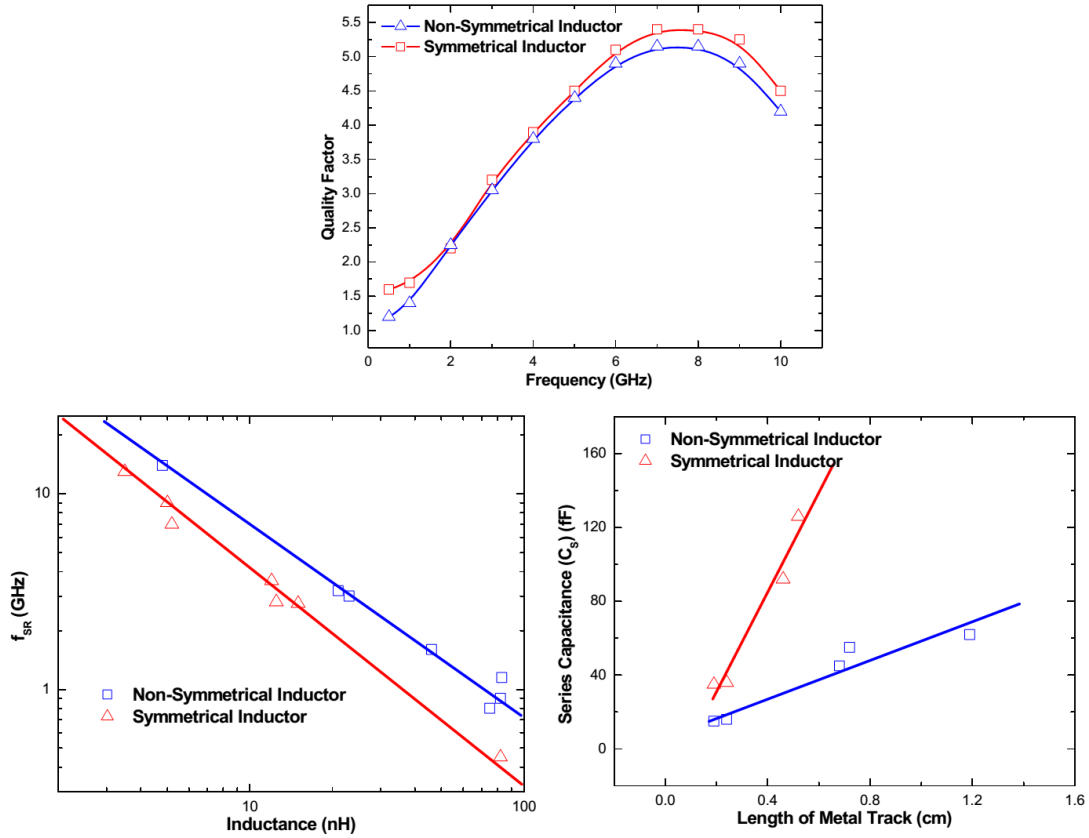


Figura 2.8. La comparación de (a) factor Q [15], (b) frecuencia auto-resonante, y (c) la capacitancia de inductores no simétricos y simétricos [16].

2.4. Expresiones simples y precisas para inductores espirales planos

La inductancia de una espiral plana se puede obtener mediante la aproximación de los lados de la espiral por hojas simétricas de corriente, donde la densidad de corriente es

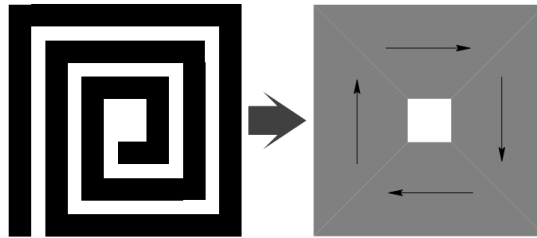


Figura 2.9. Aproximación de los lados de la espiral por hojas simétricas de corriente.

uniforme [17]. Por ejemplo, en el caso de una espiral cuadrada, se puede aproximar a cuatro hojas de corriente idénticas, como lo muestra la Figura 2.9.

En estas cuatro hojas de corriente los lados opuestos son paralelos entre sí, mientras que los lados adyacentes son ortogonales. Debido a la simetría y al hecho de que la inductancia mutua es cero entre las hojas de corriente que son ortogonales entre sí, el cálculo de la inductancia se ha reducido a la evaluación de la auto-inductancia de una hoja y la inductancia mutua entre las hojas de corriente opuestas. La inductancia propia y las inductancias mutuas se evalúan utilizando los conceptos de distancia media geométrica (GMD), distancia media aritmética (AMD), y la media aritmética cuadrada

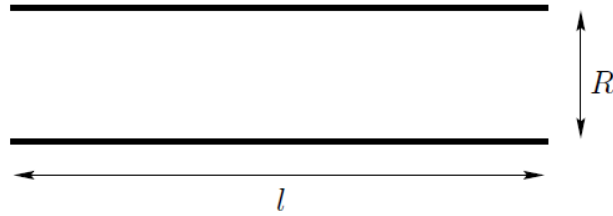


Figura 2.10. Esquema de dos líneas paralelas.

de la distancia (AMSD) [17][18]. Para calcular la inductancia de una hoja o plano, se utiliza la fórmula de inductancia mutua entre dos líneas paralelas:

$$M = \frac{\mu l}{2\pi} \left(\ln(2l) + \ln(R) + \frac{R}{l} + \frac{R^2}{4l^2} \right) \text{ for } \left(\frac{R}{l} \right) \leq 1 \quad (2.1)$$

Donde μ es la permeabilidad magnética relativa l la longitud de las líneas paralelas y R la distancia entre estas. En una hoja o plano, como el de la Figura 2.11, la corriente fluye en promedio en la misma dirección, por lo que la inductancia mutua es positiva. La inductancia total se puede observar como la contribución de inductancia mutua positiva de n líneas paralelas; sin embargo, este conjunto de líneas paralelas no están separadas a la misma distancia, por lo que el cálculo de la inductancia total se puede resolver sacando la Distancia Media Geométrica (GMD), la Distancia Media Aritmética (AMD) y la Distancia Media Aritmética Cuadrática (AMSD), tal y como se muestra en la siguiente expresión:

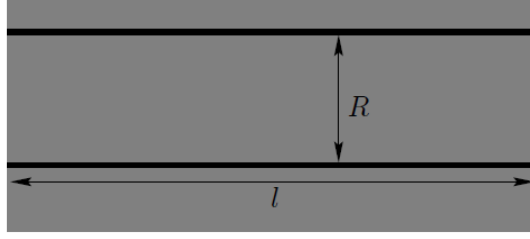


Figura 2.11. Esquema de dos líneas paralelas en una hoja plana.

$$M = \frac{\mu l}{2\pi} \left(\ln(2l) + \ln(R) + \frac{R}{l} + \frac{R^2}{4l^2} \right)$$

$$L = \frac{\mu l}{2\pi} \left(\ln(2l) + \ln(GMD) + \frac{AMD}{l} + \frac{AMSD^2}{4l^2} \right) \quad (2.2)$$

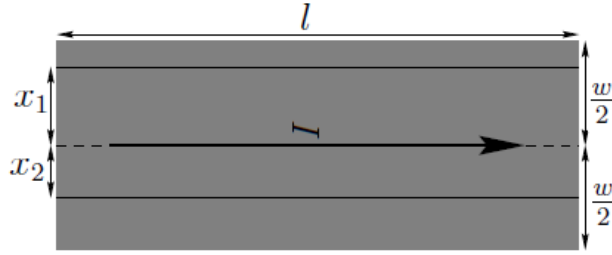


Figura 2. 12. Esquema de dos líneas paralelas en una hoja plana.

Resolviendo las GMD, AMD y AMSD de un plano se tiene lo siguiente:

$$-\frac{w}{2} < x_1, x_2 < \frac{w}{2}; \quad \ln(GMD) = \ln|x_1 + x_2| = \ln w - 1.5$$

$$AMD = \frac{|x_1 + x_2|}{3} = \frac{w}{3}; \quad AMSD = \frac{(x_1 + x_2)^2}{6} = \frac{w^2}{6}$$

Por lo tanto (2.2) se puede reescribir como:

$$L = \frac{\mu l}{2\pi} \left(\ln\left(\frac{2l}{w}\right) + 0.5 + \frac{w}{3l} - \frac{w^2}{24l^2} \right) \quad (2.3)$$

Realizando un cambio de variable de $\rho = w/l$ se tiene la siguiente expresión:

$$L = \frac{\mu n^2 l}{2\pi} \left(\ln\left(\frac{2}{\rho}\right) + 0.5 + \frac{\rho}{3} - \frac{\rho^2}{24l^2} \right) \quad (2.4)$$

Ahora para calcular la inductancia equivalente de una espiral cuadrada se tiene que contemplar la equivalencia de la Figura 2.13 en donde la variable $\rho = (nw + (n-1)s)/l$, donde n es el número de espiras y s la separación entre estas.

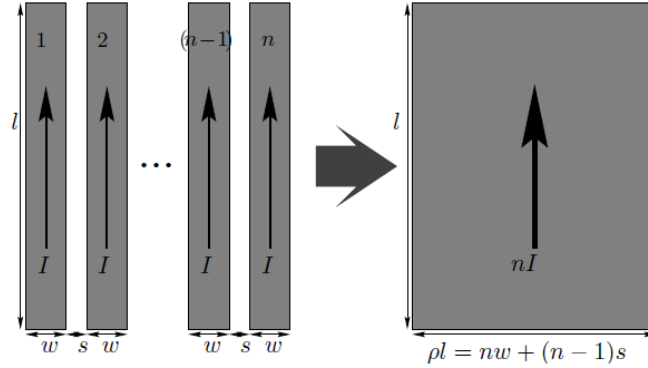


Figura 2.13. Equivalencia de un corrientes en grupo de tiras a una hoja de corriente.

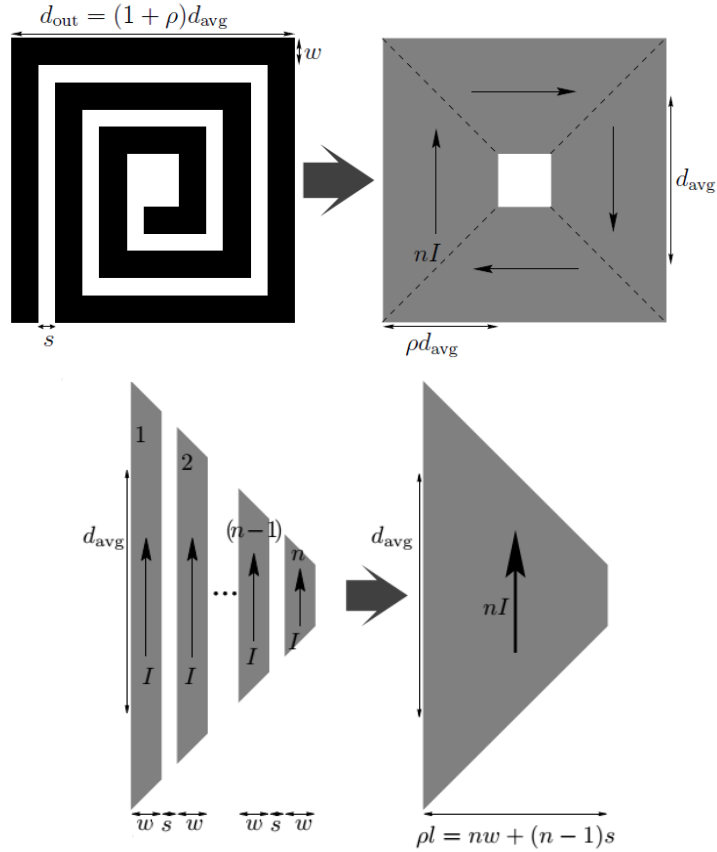


Figura 2.14. Equivalencia de una espiral cuadrada a una hoja de corriente cuadrada y la representación de uno de sus lados para ilustra la equivalencia de $\rho l = nw + (n-1)s$.

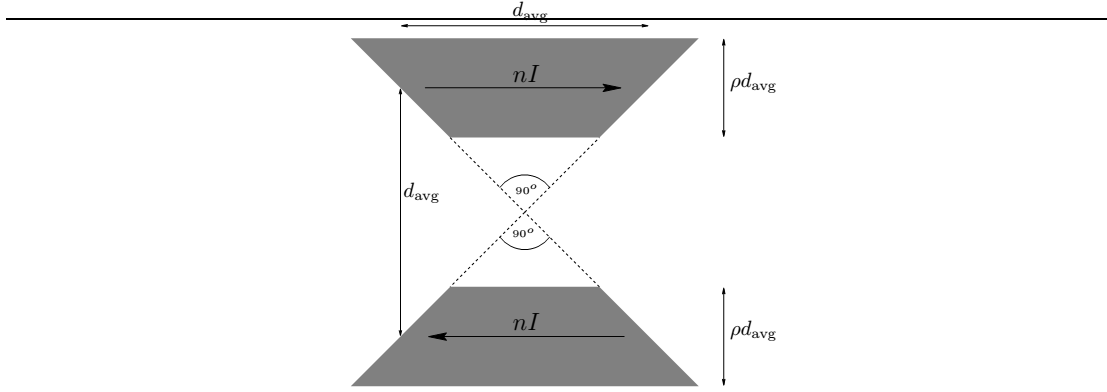


Figura 2. 13. Distancias entre los lados opuestos de una hoja de corriente cuadrada.

Por otra parte la variable l en la expresión (2.4) debe estar en función del diámetro medio, su equivalencia está definida en las Figuras 2.14 y 2.15 como d_{avg} .

Si se sustituye d_{avg} en (2.4) y se redefine $\rho = (n w + (n - 1) s) / d_{avg}$, se puede conocer la inductancia por lado de la hoja equivalente, sumando las cuatro inductancias de los lados y las inductancias mutuas entre los lados opuestos de la hoja, se obtiene que la inductancia de una espiral cuadrada plana es:

$$L_{sq} = 4L_s + M_{opp}$$

$$= \frac{2\mu n^2 d_{avg}}{\pi} \left(\ln \left(\frac{2.067}{\rho} \right) + 0.178\rho + 0.125\rho^2 \right) \quad (2.5)$$

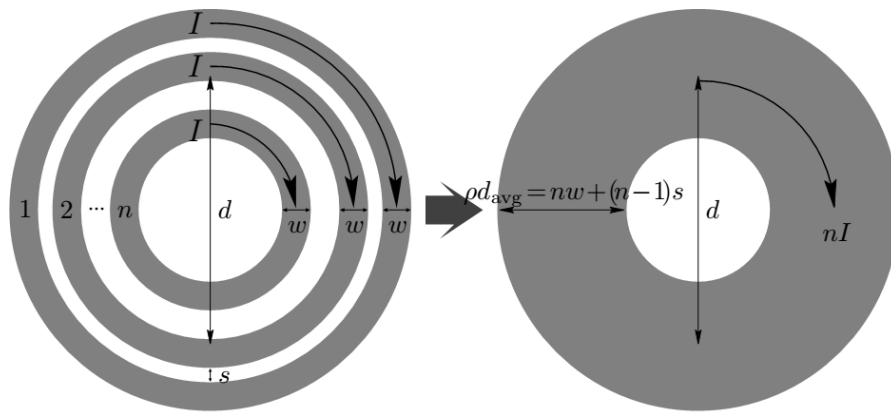


Figura 2. 14. Equivalencia de corrientes en tiras circulares a una hoja circular de corriente.

Aplicando una equivalencia similar a la de la espiral cuadrada en una espiral circular, como la de la figura 2.18, se obtiene la siguiente expresión:

$$L_{cir} \approx \frac{2\mu n^2 d_{avg}}{\pi} \left(\ln\left(\frac{1}{\rho}\right) + 0.9\rho + 0.2\rho^2 \right) \quad (2.6)$$

Como se puede observar (2.5) y (2.6) son expresiones muy parecidas por lo que estas se pueden relacionar fácilmente y por lo tanto, la expresión general con la que se calcula la inductancia de una espiral plana para las 4 geometrías más comunes esta expresada en (2.7):

$$L_{top} = \frac{\mu n^2 D_{avg} c_1}{2} \left(\ln\left(\frac{c_2}{\rho}\right) + c_3\rho + c_4\rho^2 \right) \quad (2.7)$$

Donde los coeficientes c_1 , c_2 , c_3 , c_4 están definidos para las diversas geometrías en la tabla 2.1.

Tabla 2. 1. Coeficientes para diversas geometrías

| Forma | c_1 | c_2 | c_3 | c_4 |
|-----------|-------|-------|-------|-------|
| Cuadrado | 1.27 | 2.07 | 0.18 | 0.13 |
| Hexagonal | 1.09 | 2.23 | 0 | 0.17 |
| Octagonal | 1.07 | 2.29 | 0 | 0.19 |
| Circulo | 1 | 2.46 | 0 | 0.2 |

Aunque la precisión de la expresión (2.7) disminuye a medida que la relación s/w se hace más grande, aun exhibe un error máximo de 8% para $s \leq 3w$ (teniendo en cuenta que los inductores espirales integrados de manera práctica se construyen con $s \leq w$). La razón es que una separación más pequeña mejora el acoplamiento magnético entre devanados y reduce el área consumida por la espiral. Una separación grande solamente es deseada, si se quiere reducir la capacitancia entre devanados. En la práctica, esto no es una preocupación ya que esta capacitancia es eclipsada por la capacitancia de traslape del puente de interconexión [19].

Caracterización Física y eléctrica de los inductores de prueba

En frecuencias de hasta algunas decenas de GHz, la longitud de onda, perteneciente a las señales eléctricas que se propagan en los chips de semiconductores, es mucho mayor que las dimensiones de los inductores utilizados típicamente en RF CMOS. Por lo tanto, la modelización adecuada de estos dispositivos se puede lograr, al utilizar modelos de elementos concentrados. Los elementos concentrados, asociados al circuito equivalente de los inductores, pueden ser calculados de manera analítica, para ello se utilizan modelos matemáticos, los cuales están en función de las dimensiones físicas del dispositivo. Estas dimensiones pueden ser ideales o reales, las primeras se refieren a los tamaños deseados que los dispositivos deberían tener y son especificadas durante el diseño de estos mismos; sin embargo, debido a las variaciones en los procesos de fabricación, solo se pueden obtener dispositivos con tamaños muy cercanos a los deseados. En la actualidad la alta precisión con la que los dispositivos son fabricados en tecnologías de RF-CMOS, garantiza un bajo margen de error entre las dimensiones físicas ideales y las reales. Para este trabajo, se obtuvieron las dimensiones físicas reales a través de dos tipos de medición y en ambas se trató de tener la mayor precisión posible. En la primera técnica de medición se utilizó un perfilador óptico, ya que es un instrumento no invasivo muy utilizado para medir tamaños de microestructuras, la segunda técnica de medición la cual se realizó de forma indirecta fue utilizando microfotografías, ambas técnicas de medición se explican al inicio de este capítulo.

Por otra parte, la extracción de los elementos asociados al circuito equivalente de los dispositivos requiere de mediciones experimentales de parámetros-S, para ello se puede considerar a los inductores como redes de dos puertos, tal y como se mencionó en el capítulo anterior. Sin embargo, en estas mediciones están incluidos efectos parásitos

asociados a las terminales (comúnmente conocidas como “pads”) e interconexiones, las cuales sirven de acceso los dispositivos, referidos normalmente como “DUT” (Devices Under Test). Estos efectos parásitos pueden ser removidos casi por completo, utilizando métodos de deembedding de 1 paso y 2 pasos [20-22].

No obstante, los métodos de deembedding requieren de mediciones adicionales de parámetros-S de algunas estructuras de prueba, comúnmente conocidas como “dummys” (Open, Short, Thru, Load), las cuales están fabricadas en la misma oblea que el dispositivo. Dichas estructuras están diseñadas con las mismas características eléctricas y físicas que los pads e interconexiones que sirven como interfaz entre las puntas de prueba y el DUT.

Todos los métodos de deembedding requieren de un mínimo de estructuras dummy, para que puedan ser aplicados, esto se debe, a que entre más efectos parásitos no deseados quieran ser removidos, se necesita utilizar más estructuras. Es por ello que en este capítulo, se revisa cuáles son los métodos de deembedding que mejor extraen los datos intrínsecos del DUT.

3.1. Medición de las dimensiones físicas del dispositivo

Caracterizar dispositivos cuyas dimensiones físicas tienen tamaños en escalas del orden de los micrómetros, es una tarea que requiere de técnicas e instrumentos de medición especiales. El primer instrumento utilizado es el perfilador óptico Wyco NT1100 de la marca Veeco, mostrado en la Figura 3.4. Este equipo proporciona mediciones con perfil tridimensional, las cuales no requieren de contacto con la muestra. Tiene dos modos de trabajo: VSI (Vertical Shift Interference) y PSI (Phase Shift Interference). El modo de VSI, está basado en escaneo vertical por interferometría de luz blanca, este modo es utilizado en la medición de dispositivos. El modo de la PSI, está basado en desplazamiento de fase óptico y es normalmente utilizado en mediciones de rugosidad.

Como la finalidad principal es caracterizar las dimensiones físicas de los inductores, el equipo fue puesto en el modo VSI, con lo cual se puede medir un gran campo de visión, en este caso el área medida es de 1.9mm x 2.5mm, lo que proporciona una gran cantidad información de diversas estructuras.

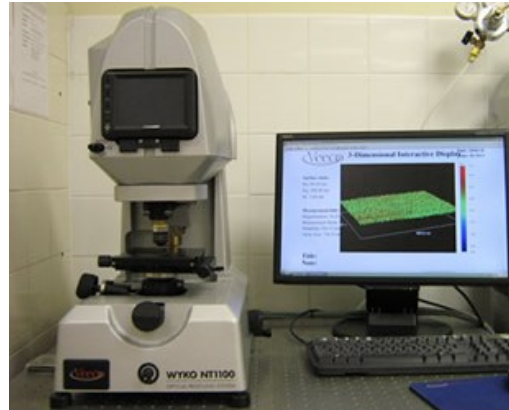


Figura 3.1. Perfilometro 3D sin contacto Veeco Wyco NT1100 con interfaz a PC.

En las Figuras 3.2 y 3.3 se observa las mediciones realizadas sobre la oblea de algunas de las estructuras de interés, la magnificación o ampliación utilizada en estas mediciones es de 2.5X.

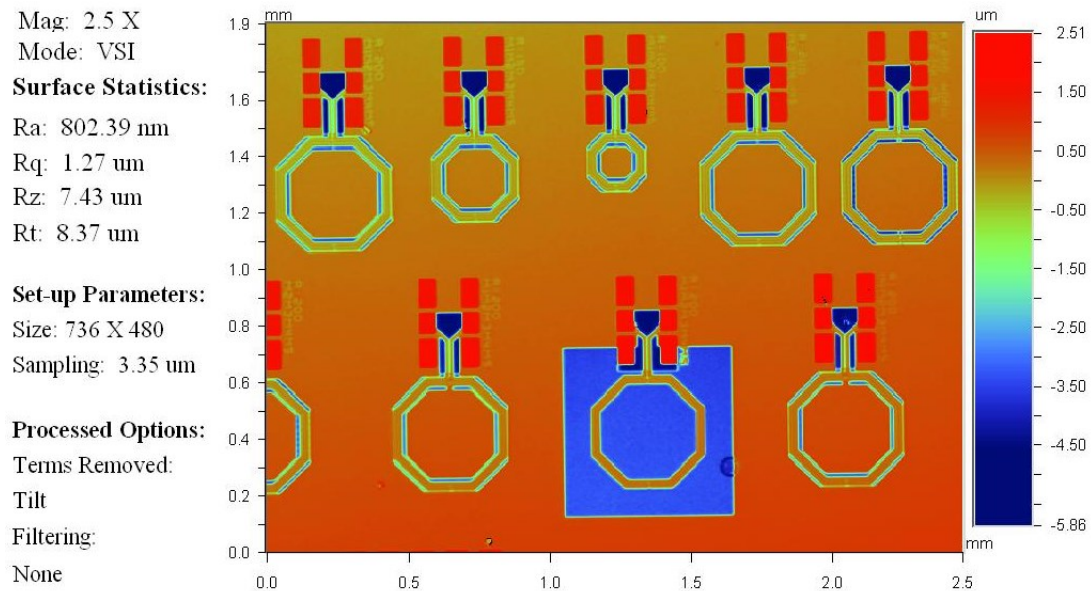


Figura 3.2. Medición con interferometria de los inductores en la oblea.

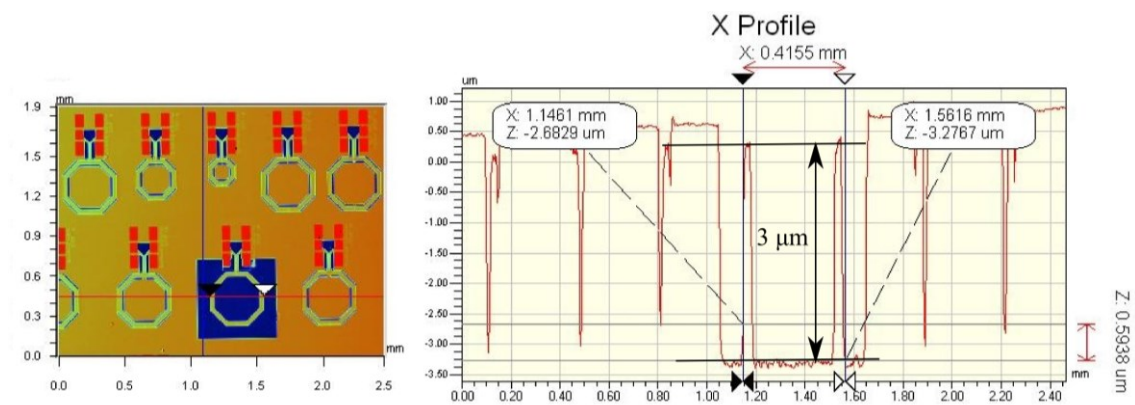


Figura 3.4. Medición del escalón de los metales de las espiras del inductor, el grosor (thickness) de los metales es de $t = 3\mu\text{m}$.

En la Figura 3.3 se observan dos imágenes, la imagen de la izquierda es una pantalla de visualización de datos sobre el plano XY, la cual es útil para ubicar los cursores de posición, los datos del cursor horizontal en el plano XZ son mostrados en la gráfica de la derecha, perpendicular el eje Z se encuentra la medición de altura, la cual es el tamaño del escalón de los metales que conforman las espiras de los inductores, el valor medido de este grosor es de $t = 3\mu\text{m}$. A continuación se presenta una comparación entre las mediciones de profundidad obtenidas con el perfilador óptico 3D y los niveles metálicos para la tecnología CMOS de 65 nm. En la Figura 3.4 se puede observar a los pads en color rojo, los cuales sirven como acceso al inductor, por tal motivo, estos se encuentran en contacto con el medio exterior.

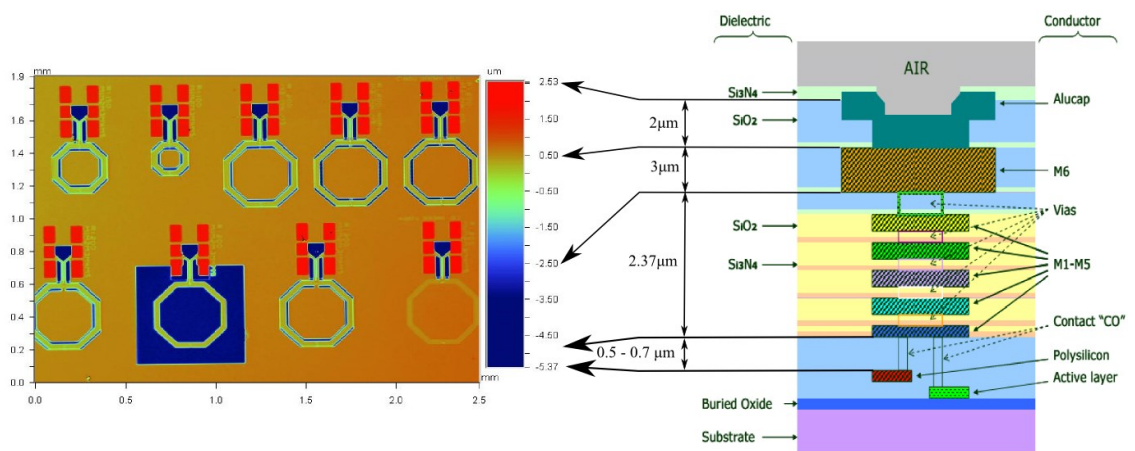


Figura 3.3. Comparación entre las mediciones de profundidad de las estructuras y los niveles metálicos de la tecnología CMOS a 65nm [23].

Los niveles metálicos de M1-M5 son fabricados con cobre, debido a que tiene una baja resistividad y además que este material es muy económico, también cabe mencionar, que los diferentes niveles metálicos están aislados con diferentes capas de SiO_2 y Si_3N_4 . En el nivel M6 están fabricadas las espiras del inductor y en el nivel M5 los puentes que las interconectan [23].

Para tener una mejor visualización de estas mediciones, a continuación en la Figura 3.5 se presenta las gráficas 3D de los tres inductores de interés, estas gráficas no están a escala, en ellas se puede observar claramente como los pads se encuentran a un nivel mayor que las espiras del inductor, otra característica que se puede observar en estas gráficas, es la apreciación de rugosidades que rodean a los inductores, las cuales se deben a existencia de dummy metal fill-cells.

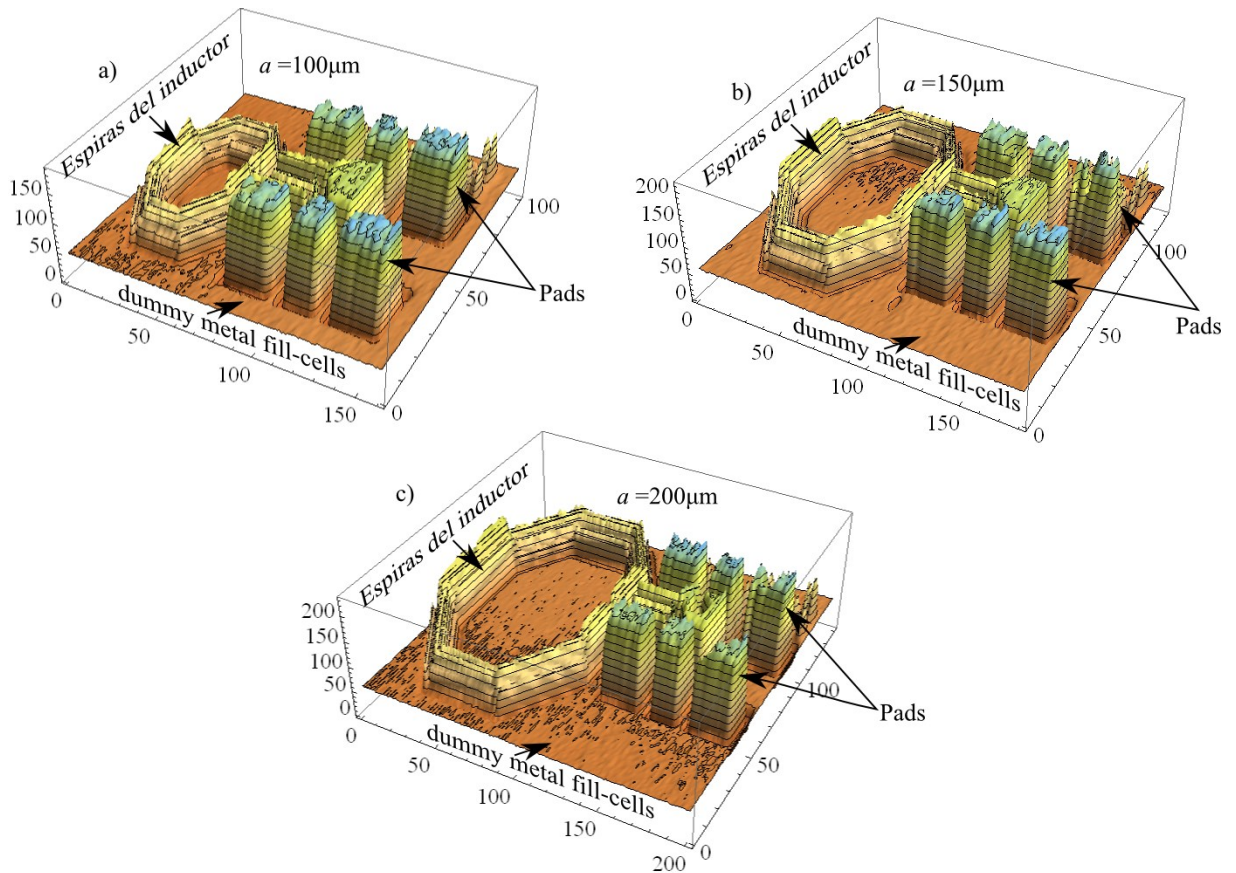


Figura 3.5. Gráficas 3D de los datos obtenidos por el perfilador óptico.

Las mediciones realizadas con el perfilador óptico permitieron conocer con una gran precisión el grosor de las espiras de los inductores, corroboraron las alturas de los diferentes niveles metálicos en los que los inductores están fabricados en tecnologías de 65nm; sin embargo, para obtener las medidas del ancho de las espiras y la separación entre ellas, estas mediciones son muy imprecisas, debido a que el tamaño de muestra sobre el plano XY es de $3.35\mu\text{m}$, lo que genera mediciones con errores muy altos. Para resolver el problema anterior fue necesario medir estas variables de una forma indirecta, el desarrollo de la técnica de medición utilizada para este propósito se muestra a continuación.

Con ayuda de un microscopio óptico se tomaron microfotografías digitales de los inductores de interés, con una ampliación de 10X, la microfotografía digital tiene un tamaño de imagen de 1200×1600 píxeles. Para poder medir las dimensiones físicas de las estructuras que se encuentran en esa imagen, se requiere conocer el tamaño físico que uno de sus píxeles representa, para ello es necesario conocer el tamaño real de una estructura que este dentro de esta imagen y dividirlo entre el número de píxeles que ésta tenga, el resultado de esta división da como resultado el tamaño físico de un pixel. En este caso, la distancia conocida es el tamaño del *pitch* = $100\mu\text{m}$, el cual es la separación que hay entre los dos centros de los pads, tal y como se muestra en la Figura 3.6.

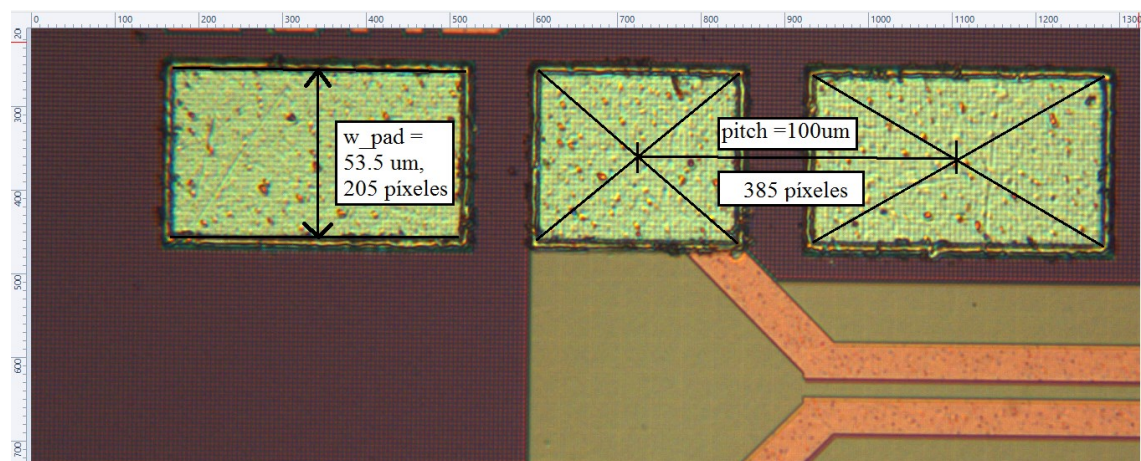


Figura 3.6. Microfotografía de los pads de un inductor de prueba.

La distancia entre los dos centros de los pads fue corroborada con las mediciones hechas con el perfilador óptico, en el cual se obtuvo un tamaño de $pitch \approx 97.3 \mu\text{m}$. En la Figura 3.6 se puede observar que el número de píxeles que hay entre cada uno de estos centros es de 385, por lo tanto el tamaño del pixel es de $0.26 \mu\text{m}$, con este tamaño de muestra se puede realizar mediciones más precisas que las obtenidas con el perfilador óptico, ya que el error de la medición disminuye drásticamente. Otra estructura que fue medida en la Figura 3.6 fue el ancho del pad, el cual tiene 205 píxeles, por lo que su tamaño es de $w_{pad} = 53.5 \mu\text{m}$, esta medición fue necesaria para tomarla como patrón en otras imágenes con diferente ampliación.

Las apotemas externas de estos inductores fueron medidas con imágenes del mismo tipo de resolución y una ampliación de 5X, el pitch en estas imágenes tiene un número de 150 píxeles, por lo que el tamaño físico que representa un pixel es de $0.675 \mu\text{m}$. Las diferentes apotemas tienen 151, 221 y 298 píxeles, por lo que sus tamaños físicos son $a = 100, 150$, y $200 \mu\text{m}$, en la Figura 3.7 están indicadas estas tres mediciones.

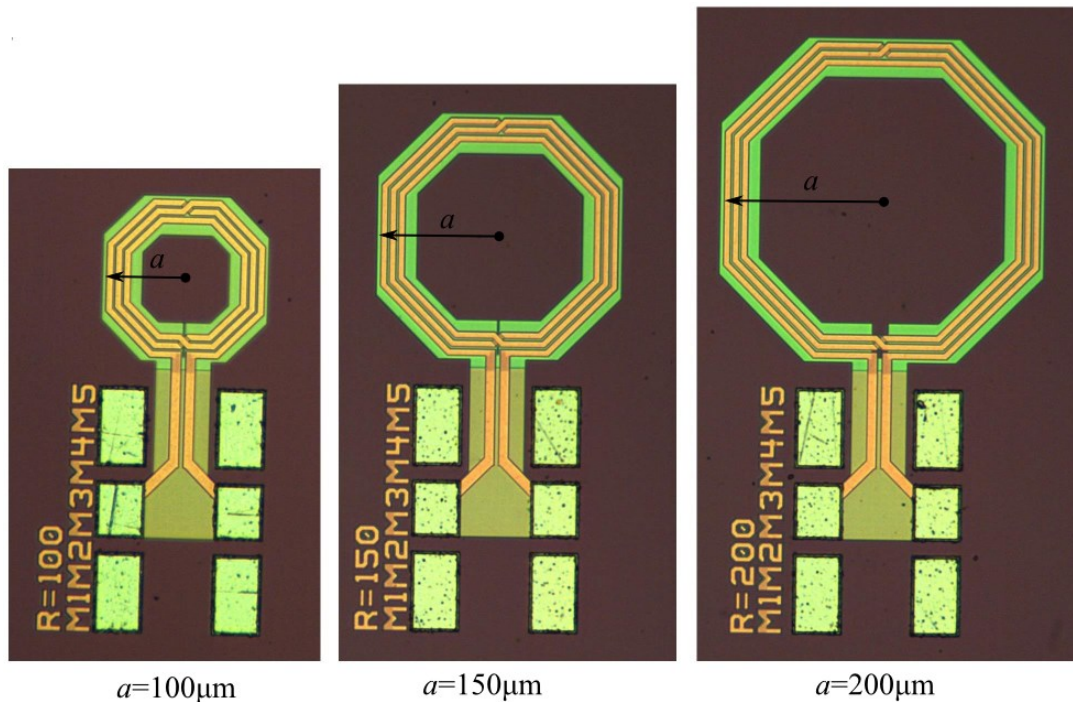


Figura 3.7. Tres microfotografías de los 3 inductores de interés con las mediciones de sus respectivas apotemas.

En la Figura 3.8 la ampliación es de 20X, para conocer el tamaño de un pixel se dividió el tamaño conocido del ancho del pad entre los pixeles que tiene esta estructura en esta imagen, dando como resultado un tamaño de pixel de $0.1 \mu\text{m}$, conocido el tamaño del pixel se midieron los tamaños de las siguientes estructuras: el ancho de las espiras de los inductores tiene 80 pixeles, con lo cual equivale a $w = 8 \mu\text{m}$, la separación entre las espiras del inductor tiene 30 pixeles por lo que esta distancia equivale a $s = 3 \mu\text{m}$, y finalmente el ancho de las líneas de interconexión, las cuales tienen 114 pixeles por lo que su tamaño es de $wl = 11.5 \mu\text{m}$. El procedimiento anterior se realizó para conocer todos los tamaños de las estructuras que definen a los pads en las microfotografías.

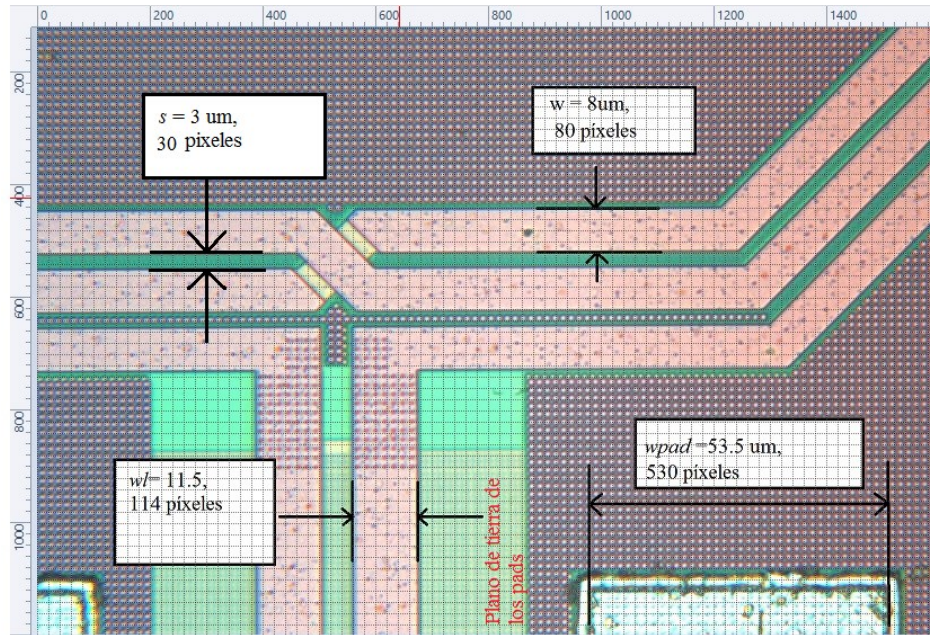


Figura 3. 8. Medición indirecta de las dimensiones de inductor, con esta aplicación se puede observar los dummy metal fill-cells y el plano de tierra de los pads.

Como se ha podido observar en las Figuras 3.5 a 3.8, los inductores se encuentran rodeados por los dummy metal fill-cells, para conocer el tamaño de estas células se tomó una microfotografía con la máxima ampliación del microscopio que es 50X, la

cual se puede observar con detalle en la Figura 3.9, el tamaño del pixel en esta imagen es de $0.05\mu\text{m}$ y el tamaño de la celda es de $1.25\mu\text{m}$.

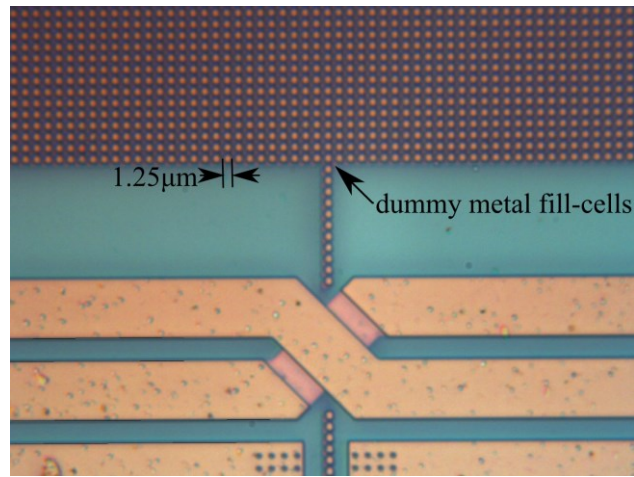


Figura 3.9. Microfotografía que muestra el tamaño de los dummy metal fill-cells.

Con la técnica de medición anterior, se puede medir las estructuras que están sobre la superficie de la oblea, sin embargo, para conocer el tamaño de las dimensiones de los planos de tierra se requirió del uso de un microscopio SEM, y de la realización de un grabado a una parte de la oblea, para poder determinar las características no visibles del plano de tierra.

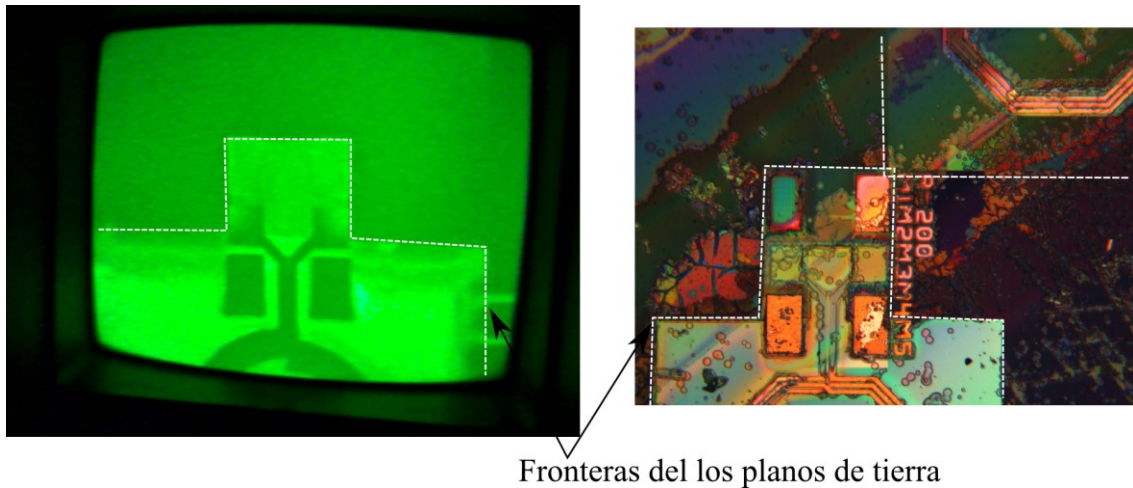
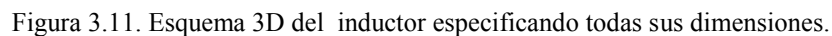


Figura 3.10. Microfotografías de los planos de tierra, a la izquierda tomada con el microscopio de SEM, a la derecha tomada con el microscopio óptico después de realizar el proceso de grabado con HF a 40°C .

Con esta última etapa se pudo caracterizar por completo todos los tamaños de las dimensiones físicas de los inductores, sus valores se encuentran descritos en un esquema tridimensional que se muestra en la Figura 3.11.



3.2. Medición de los parámetros-S experimentales

Los parámetros-S del inductor se obtienen mediante mediciones con un analizador de redes vectorial (VNA), el cual es capaz de realizar mediciones desde 10 MHz hasta 67 GHz. La manera en la que el VNA realiza la medición de la matriz de parámetros-S es la siguiente [24]:

- El DUT es excitado en un puerto por una señal sinusoidal de magnitud constante, para un intervalo de frecuencia previamente definido. Las señales transmitidas y reflejadas son medidas por el VNA. La operación se repite para cada puerto y luego la matriz de parámetros-S puede ser evaluada para cada punto del rango de frecuencia.
- Para el caso de un dispositivo de dos puertos, el VNA automáticamente excita primero el puerto 1 del DUT y mide los parámetros S_{11} y S_{21} , después excita el puerto 2 y mide los parámetros S_{22} y S_{12} . De esta manera, no es necesario invertir de manera física el DUT.
- Cuando uno de los dos puertos se excita, el VNA divide la señal en dos partes. La primera de ellas será la fuente de excitación del DUT, la segunda será necesaria como referencia. Las señales reflejadas y transmitidas deben compararse con esta referencia.

En la Figura 3.12 se muestra la arquitectura típica del VNA. En la Figura 3.13 se muestra un esquema de la configuración del VNA en una aplicación práctica sobre una oblea.

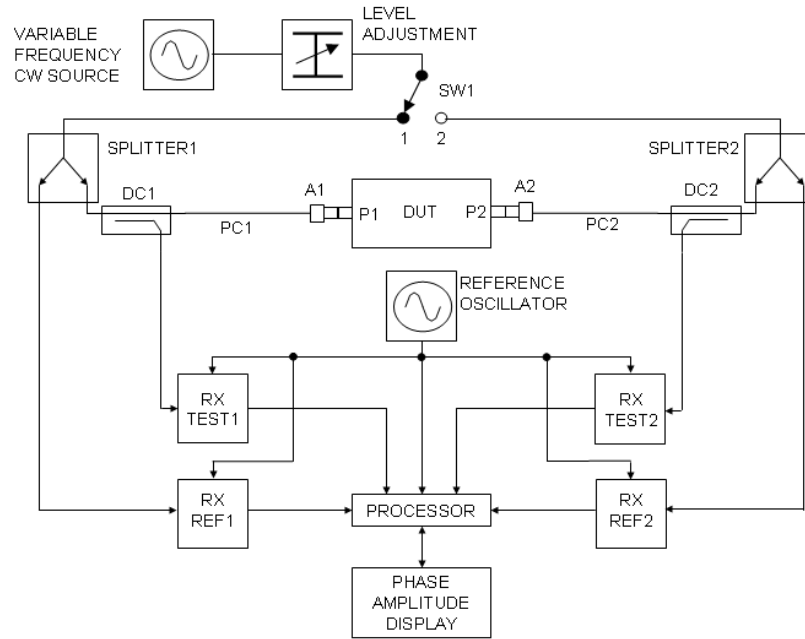


Figura 3. 13. Diagrama eléctrico que muestra la arquitectura básica de los elementos y las conexiones típicas del VNA para la medición de parámetros-S de un DUT.

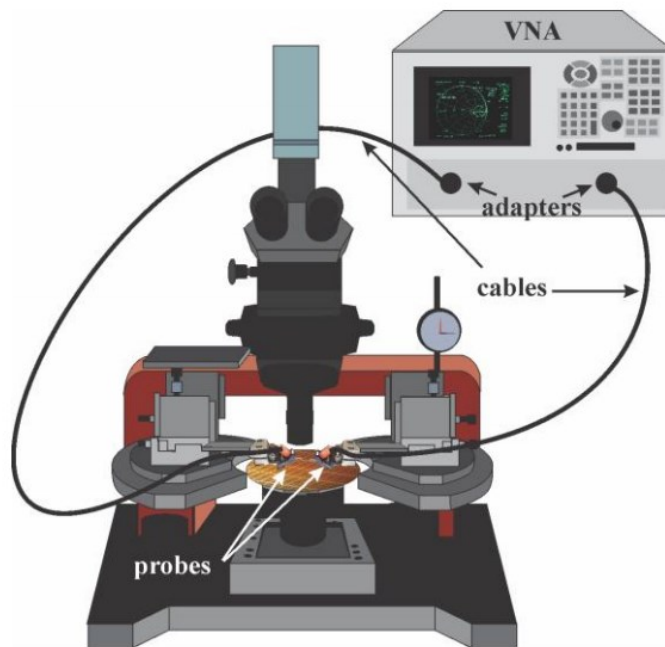


Figura 3.12. Esquema físico que muestra una configuración del VNA para la medición de parámetros-S sobre una oblea.

3.1.1 Calibración del equipo de medición

La medición experimental de los parámetros-S del DUT es corregida por un procedimiento de dos etapas. La primera etapa consiste en la calibración del equipo de medición, esta etapa se realiza durante la medición y es hecha por medio de algoritmos y procesos internos en el VNA. La principal tarea de la calibración es suprimir los efectos parásitos entre los cables, puntas de prueba y otras transiciones eléctricas utilizadas para interconectar el equipo con los accesos al DUT, el esquema que ilustra lo anterior mencionado se observa en la Figura 3.14.

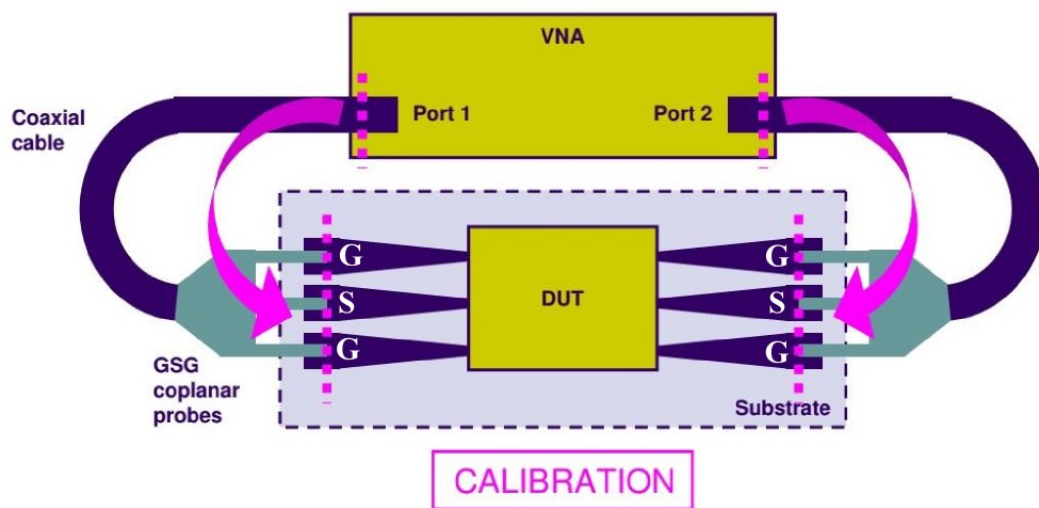


Figura 3.14. Esquema de la etapa de calibración, se ilustra los efectos parásitos que son removidos al efectuar esta etapa.

Otro objetivo principal de la calibración, es el de reducir casi por completo los errores sistemáticos, los cuales son introducidos por el punto de referencia experimental, tales como [24]:

- Error de directividad: error debido a la separación imperfecta de señales reflejadas y transmitidas.
- Desacoplamiento de la impedancia de la salida del generador: una parte de la señal que es reflejada por el DUT se refleja por el generador.
- Desacople de impedancia de la carga: una parte de la señal transmitida por el DUT a la carga se refleja por la carga.

- Error de seguimiento: este error es debido a la diferencia de caminos entre las señales medidas (externas) y las señales de referencia (internas).
- Error debido a la disimetría del interruptor que orienta las señales desde el generador a los puertos 1 o 2.
- Error de aislamiento: esto es debido al acoplamiento entre los dos puertos.

La representación esquemática de los errores sistemáticos en la lista anterior se muestra en la Figura 3.15.

A fin de obtener datos para evaluar los elementos del modelo de error, la calibración requiere de la medición de componentes especiales llamados "estándares", los cuales están fabricados con una metalización de oro. Estos estándares están en un sustrato de calibración, normalmente llamado ISS (Impedance Standard Substrate).

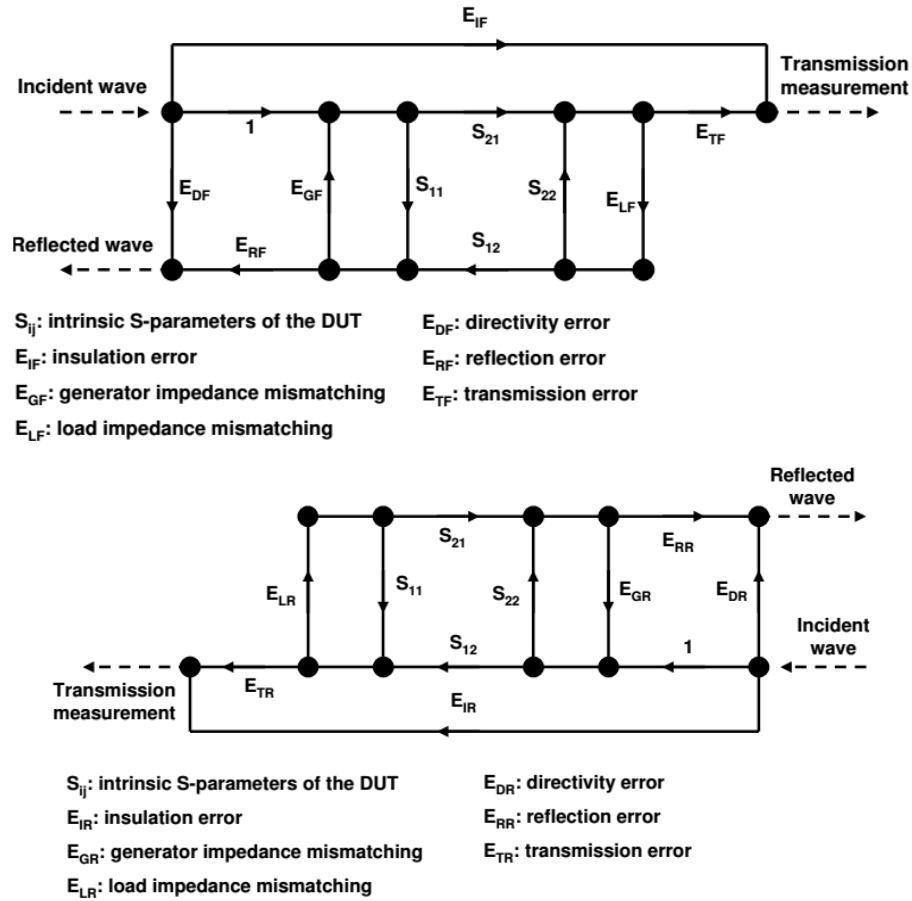


Figura 3.15. El modelo con 12 elementos de error: modelo Frontal (F) 6 elementos, modelo inverso (R) 6 elementos [24].

Las estructuras más comunes que se pueden encontrar en el ISS son Short, Open, Line y Thru en el caso de la calibración SOLT, para otras alternativas de calibración, las estructuras pueden ser Line, Reflect y Match en el caso de calibración LRM, mientras que se necesitan Thru, Reflect y Line para el caso TRL. Estos tres tipos de calibración contemplan un modelo de error de 8 elementos, por lo tanto, la selección de la técnica de calibración más apropiada, depende del ancho de banda de la medición. Para nuestro caso en particular se utilizó del método de calibración LRM, en la Figura 3.16 se muestra un esquema del substrato de calibración y en ampliación los estándares necesarios. Una vez terminada la etapa de calibración, se puede realizar las mediciones de los parámetros-S de los diferentes DUT y de las estructuras dummy necesarias para la etapa de deembedding.

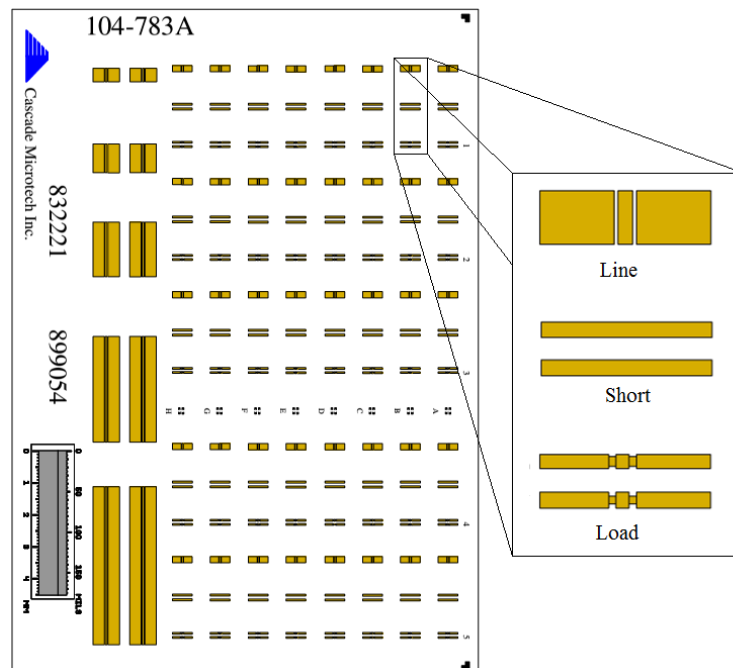


Figura 3.16. Esquema del substrato de calibración para pun pitch de 75 a 150 μm , con una configuración Ground-Signal-Ground (GSG), en la ampliación las estructuras necesarias para de calibración LRM.

3.2. Métodos de deembedding

Como ya se mencionó en el punto anterior, la obtención de los datos intrínsecos del DUT a partir de los datos experimentales, requiere de dos etapas, en este punto se describe a detalle la segunda etapa, la cual es el deembedding. Esta etapa a diferencia de la calibración no es hecha por el equipo de medición, sino por la aplicación de métodos y algoritmos externos, los cuales requieren de mediciones de parámetros-S de estructuras adicionales llamadas “dummy,” las cuales son normalmente Open, Short, Thru y Load, para dispositivos pasivos y activos .

Los métodos de deembedding más utilizados son los de uno, dos y tres pasos, nombrados así de acuerdo al número de estructuras que requieren para realizar la extracción de los datos intrínsecos del dispositivo [20-23]. Desafortunadamente, el método de un solo paso, no es suficiente para corregir los efectos introducidos por los pads y las interconexiones dentro de la oblea, es por ello que se requiere de métodos de dos pasos, la efectividad de estos métodos se explica detalladamente en esta sección.

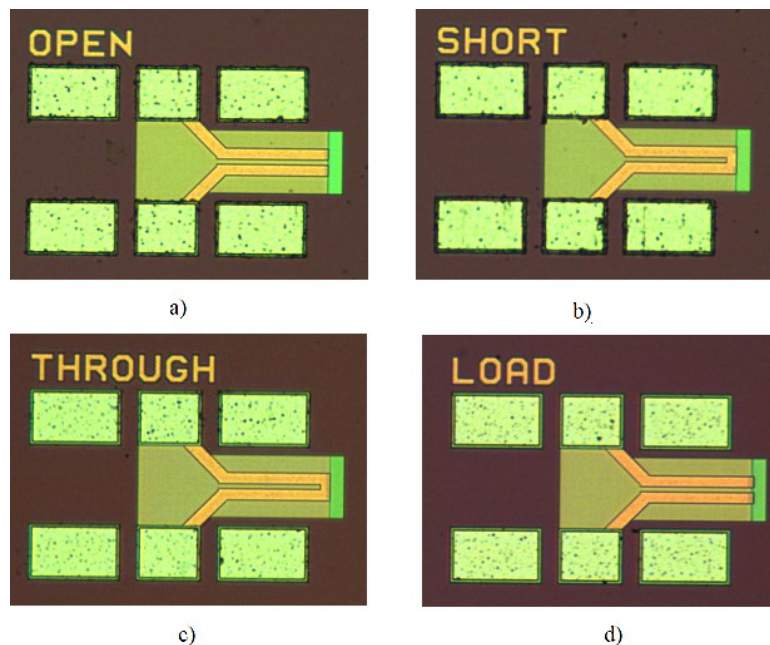


Figura 3.17. Micro-fotografía de las estructuras dummy: a) Open, b) Short, c) Thru, d) Load.

3.2.1 Métodos de Deembedding de uno y dos pasos

Las estructuras utilizadas para realizar los métodos de deembedding se muestran en la Figura 3.17, Estas estructuras se denominan: Open (circuito abierto en ambos puertos), Short (cortocircuito en ambos puertos), Load (una carga de $50\ \Omega$ que se interconecta con los pads de señal del puerto 1 y el puerto 2), y Thru (una línea de longitud insignificante de interconexión entre el puerto 1 y el puerto 2). Como se mostró en los puntos anteriores, los pads están protegidos de los efectos del sustrato por medio de un escudo o plano de tierra. Esta es una práctica común en chips de prueba modernos, ya que reduce el impacto negativo de las pérdidas de sustrato en las mediciones.

Para realizar cualquier método de deembedding los datos experimentales de parámetros-S del DUT y de las estructuras dummy, deben ser convertidos a parámetros de admitancia (Y) o de impedancia (Z), sea el caso requerido. Estas conversiones son necesarias para poder utilizar ese tipo de parámetros en modelos de circuitos equivalentes, cuyos elementos están asociados con los efectos parásitos de las estructuras dummy, estos circuitos son mostrados en la Figura 3.18, y en ella se puede observar, que la estructura open está asociada con 3 elementos, mientras que la estructura Short tiene asociado 6 efectos parásitos [20-23]. Los efectos parásitos más dominantes están en paralelo con el DUT, su naturaleza es mayormente capacitiva y resistiva [20], el método deembedding de un paso tiene como objetivo remover dichos efectos, para ello utiliza los parámetros- Y de la estructura Open (Y_{OPEN}).

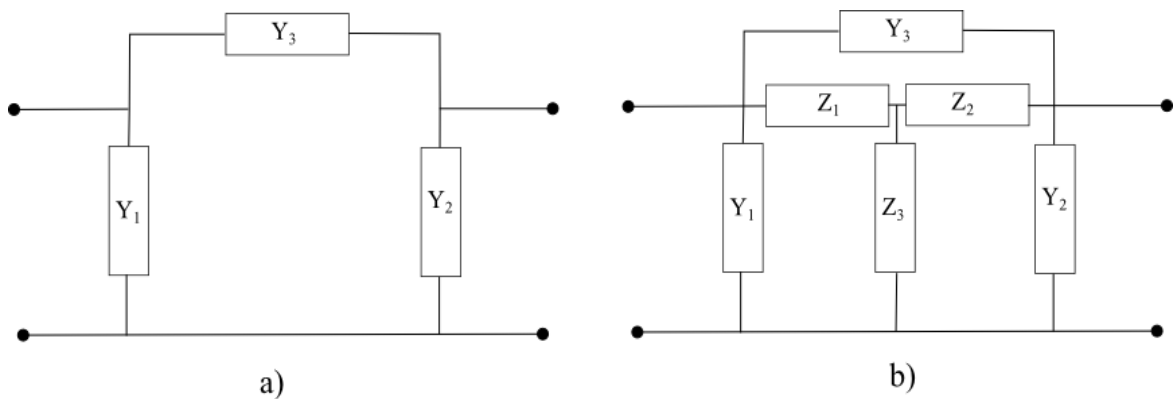


Figura 3. 18. Circuitos equivalentes de las estructuras dummy: a) Open, b) Short.

El circuito equivalente que modela al DUT con los 3 elementos parásitos, cuyos efectos pueden ser removidos utilizando la estructura open, se muestra en la Figura 3.19. Para obtener los parámetros-Y asociados con el DUT (Y_{DUT_1SD}) se aplica una operación muy simple de matrices:

$$Y_{DUT_1SD} = Y_{TOTAL} - Y_{OPEN} \quad (3.1)$$

donde Y_{TOTAL} son los parámetros-Y del inductor que incluyen los efectos de los pads, sin embargo, en este método los efectos parásitos resistivos que están en serie y que son introducidos por los pads y las líneas de interconexión son despreciados. Por tal motivo, el método de un solo paso continua teniendo errores.

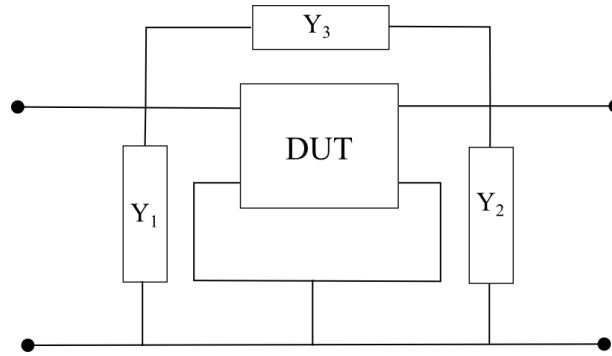


Figura 3. 19. Método de deembedding de un paso, circuito equivalente de DUT con 3 elementos parásitos.

El método de deembedding de dos pasos requiere de las estructuras Open y Short, para poder remover 6 tipos de efectos parásitos, el circuito equivalente que modela al DUT con estos 6 efectos es el mostrado en la Figura 3.20. En el método de deembedding de dos pasos, los parámetros-Y asociados con el DUT (Y_{DUT_2SD}) se obtiene mediante los parámetros-Y de la estructura open (Y_{OPEN}) y los parámetros-Z de la estructura Short (Z_{SHORT}), la expresión utilizada es la siguiente:

$$Y_{DUT_2SD} = (Y_{TOTAL} - Z_{SHORT})^{-1} - (Y_{SHORT} - Y_{OPEN})^{-1} \quad (3.2)$$

De los dos métodos anteriores, el método de dos pasos remueve más efectos parásitos,

con lo cual los errores presentes en los datos intrínsecos del DUT se reducen considerablemente, por lo que fue el método de deembedding utilizado en este caso.

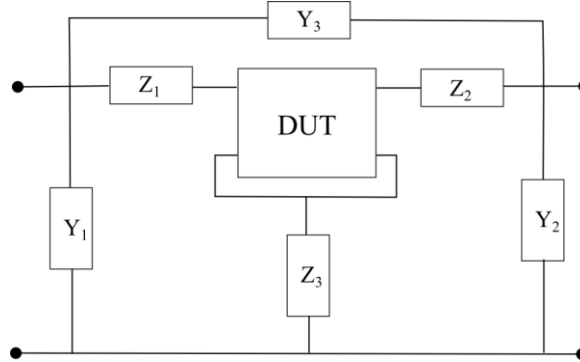


Figura 3. 20. Método de deembedding de dos pasos, circuito equivalente de DUT con 6 elementos parásitos.

3.2.2. Comparación de los datos experimentales con y sin deembedding

Los parámetros-S intrínsecos de los 3 inductores se obtuvieron transformando sus parámetros-Y, previamente obtenidos con el método de deembedding de dos pasos, a continuación en la Figura 3.21 y 3.22 se presentan las gráficas de cartas Smith de los parámetros S_{11} y S_{12} respectivamente.

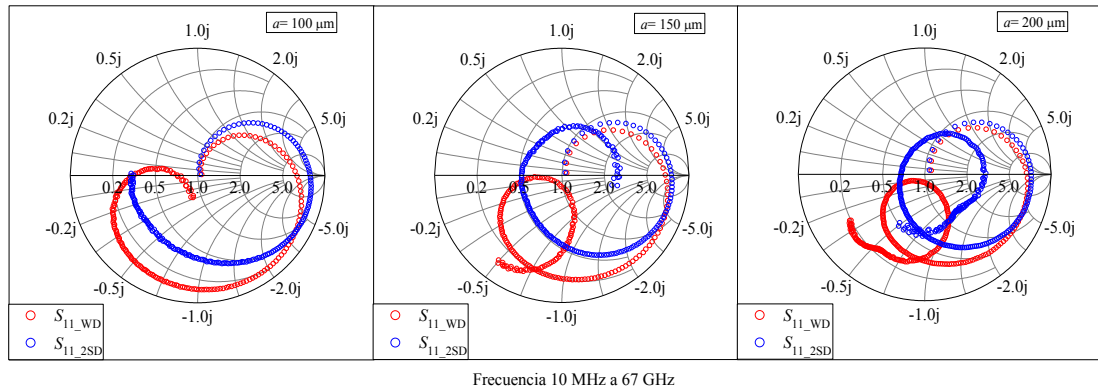


Figura 3. 21. Parámetros S_{11} de los tres inductores, donde S_{11_WD} son los parámetros sin deembedding y donde S_{11_2SD} son los parámetros con deembedding de 2 pasos.

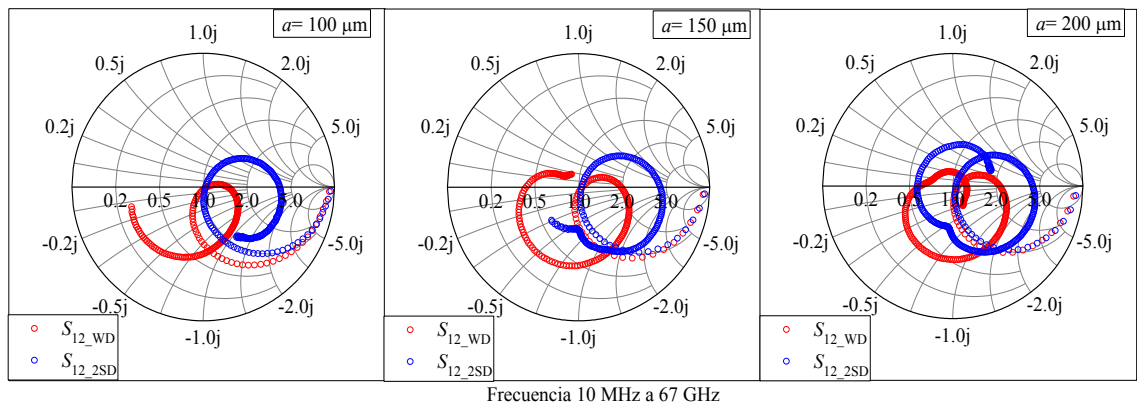


Figura 3. 22. Parámetros S12 de los tres inductores, donde S12_WD son los parámetros sin deembedding y donde S12_2SD son los parámetros con deembedding de 2 pasos.

La figura de mérito que permite visualizar la eficacia del método de deembedding de dos pasos es la inductancia, la cual se puede obtener de los parámetros-Z de los inductores y es definida como $L = \text{Imag}(Z_{1to2})/\omega$, donde $Z_{1to2} = Z_{11}-Z_{12}+Z_{22}-Z_{12}$ y ω es la frecuencia angular. En la Figura 3.22 muestra la gráfica de las 3 inductancias antes y después del proceso de deembedig.

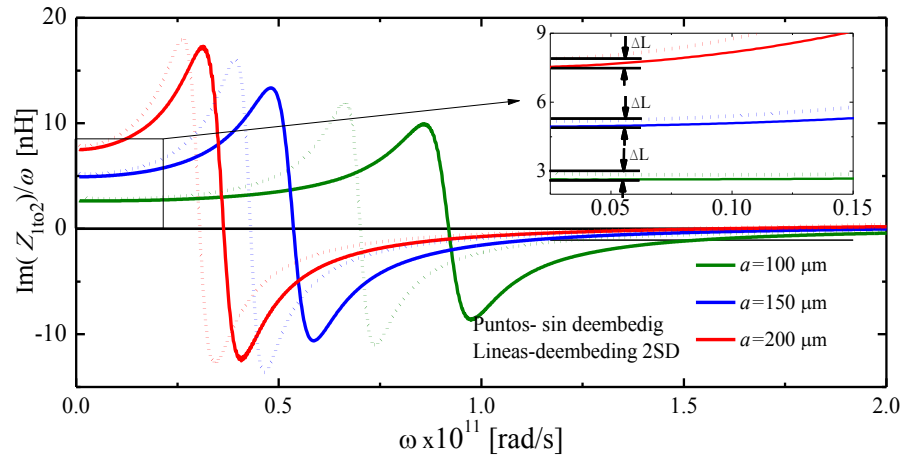


Figura 3. 23. Comparación de la Inductancia $L = \text{Imag}(Z_{1to2})/\omega$, sin deembedding y con deembedding de 2 pasos.

En la figura anterior, se puede observar que la inductancia disminuye un valor casi constante $\Delta L = 0.2269\text{nH}$ en las tres mediciones, después de realizar el proceso de deembedding, esto se debe a que la inductancia añadida por el pad y las conexiones es la misma en los tres inductores. Otro efecto visible, se presenta en la frecuencia de

resonancia propia de los tres inductores, ya que esta aumenta al realizar el deembedding, debido a que se eliminan los efectos capacitivos e inductivos que reducen el ancho de banda.

3.3. Conclusiones del capítulo

En este capítulo, los tres inductores fueron caracterizados físicamente de manera satisfactoria, esto requirió la búsqueda de diferentes técnicas de medición de microestructuras en obleas. Gracias a estas técnicas implementadas se pudo conocer con una gran precisión las dimensiones y los tamaños de los 3 inductores, esto es muy importante ya que estos valores son cruciales en los modelos analíticos propuestos en esta tesis. Por otra parte se realizó el método de deembedding de dos pasos, con el cual se retiró la mayor cantidad de efectos parásitos asociados a los pads en interconexiones, con ello se reduce al mínimo los posibles errores de la medición.

Modelado de Inductores

Los inductores espirales fabricados sobre silicio son muy utilizados en diversas aplicaciones de diseño de circuitos de RF, pero para implementarlos adecuadamente en estas aplicaciones, se requiere predecir con gran precisión el rendimiento que estos tienen en un amplio rango de frecuencias, dicha predicción necesita estar correlacionada con el Factor-Q y la inductancia, las cuales están en función de las variables geométricas de estos inductores, sin embargo, este tipo de inductores presentan características no ideales conforme se aumenta la frecuencia (corrientes de Foucault, efecto piel, etc.), lo que dificulta la predicción de su comportamiento en un amplio ancho de banda [25].

Para predecir el comportamiento de los inductores, en estos últimos años, se han propuesto varios tipos de modelos de circuito equivalente, la mayoría de ellos se basan en una topología π y doble π . Estos modelos son muy buenos para predecir el comportamiento del inductor en frecuencias que están muy cercanas de la frecuencia de resonancia, por desgracia el modelo π no puede extender dicha predicción a un ancho de banda mucho mayor de esta frecuencia. En cuanto a los modelos de doble π , estos han reportado mejorar la exactitud con la que se puede predecir $L(\omega)$ y $Q(\omega)$, sobre una amplia gama de frecuencias; sin embargo, la extracción de los parámetros asociados a este modelo, presenta muchas dificultades, debido a que este modelo contempla muchos elementos, lo que también genera que se consuma mucho tiempo en la simulación de circuitos [25-28]. Los problemas encontrados en los dos modelos anteriores, han motivado el desarrollo de modelos con topologías tipo T, sin embargo, estos modelos T incorporan varias redes resonantes, las cuales no se pueden explicar desde un punto de vista físico [26]. En este capítulo se implementa un novedoso modelo T el cual está basado en los modelos de las referencias [25-29], pero que incorpora nuevos elementos, cuya implementación mejora la predicción del comportamiento del

inductor a frecuencias mayores de 50 GHz. El método de extracción de los diversos elementos concentrados, asociados al modelo T, se realizó por medio de los parámetros-Z intrínsecos de los inductores, los cuales fueron previamente obtenidos con los métodos de deembedding. Los pasos, para la extracción de los diversos elementos del modelo, son descritos en la primera sección de este capítulo.

Uno de los elementos extraídos por el modelo T, es la inductancia intrínseca de cada inductor, este valor que proviene de datos experimentales es comparado con los valores analíticos, los cuales son predichos por el modelo escalable que aquí se propone, cuya predicción indica el incremento de la inductancia intrínseca del dispositivo en función de su geometría. El modelo escalable de la inductancia intrínseca contempla dos lazos de corriente en el inductor, el lazo superior, el cual está formado solo por las espiras del núcleo del inductor y el lazo lateral, formado entre las espiras del inductor y el plano de tierra. El desarrollo conceptual de este modelo escalable, así como la comparación de sus predicciones con los resultados experimentales son descritos en este capítulo.

4.1. Propuesta del Modelo T

El método de extracción que aquí se propone, utiliza un modelo de circuito equivalente del tipo T, cuyo diagrama se muestra en la Figura 4.1.

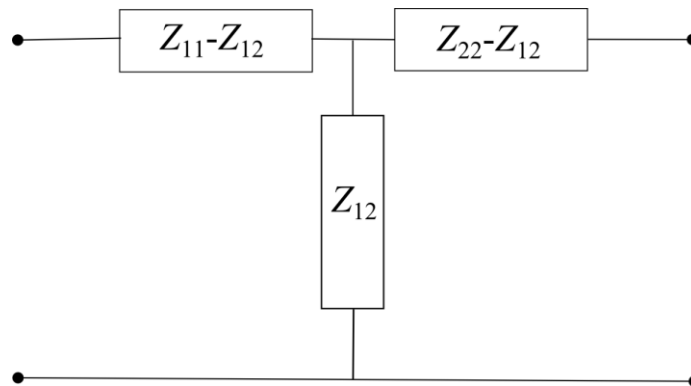


Figura 4.1. Circuito equivalente para el modelo tipo T.

Este modelo tiene 3 bloques de impedancias, con lo cual se requerirá trabajar con los parámetros Z intrínsecos de los tres inductores.

La transmisión entre los puertos 1 y 2 está definida por la sumas de los bloques de impedancias $Z_{1to2} = Z_{11} - Z_{12} + Z_{22} - Z_{12}$, mientras que el acoplamiento entre los puertos 1 y 2 está definido por el bloque de impedancia Z_{12} . La extracción analítica parte de que los bloques de impedancias $Z_{11} - Z_{12}$ y $Z_{22} - Z_{12}$ son simétricos, por lo que $Z_{1to2}/2 = Z_{11} - Z_{12} = Z_{22} - Z_{12}$. Los valores de la parte real e imaginaria de estos bloques de impedancia son graficados en función de la frecuencia y se muestran en la Figura 4.2.

Como se puede observar en la figura 4.2, existen dos frecuencias de resonancia, la primera se atribuye a la red LC intrínseca del inductor, mientras que la segunda frecuencia de resonancia está asociada con un segundo circuito resonador, el cual no tiene interpretación física plausible, pero al implementarlo logra modelar con exactitud el comportamiento de todos los parámetros en las frecuencias donde aparecen estas resonancias.

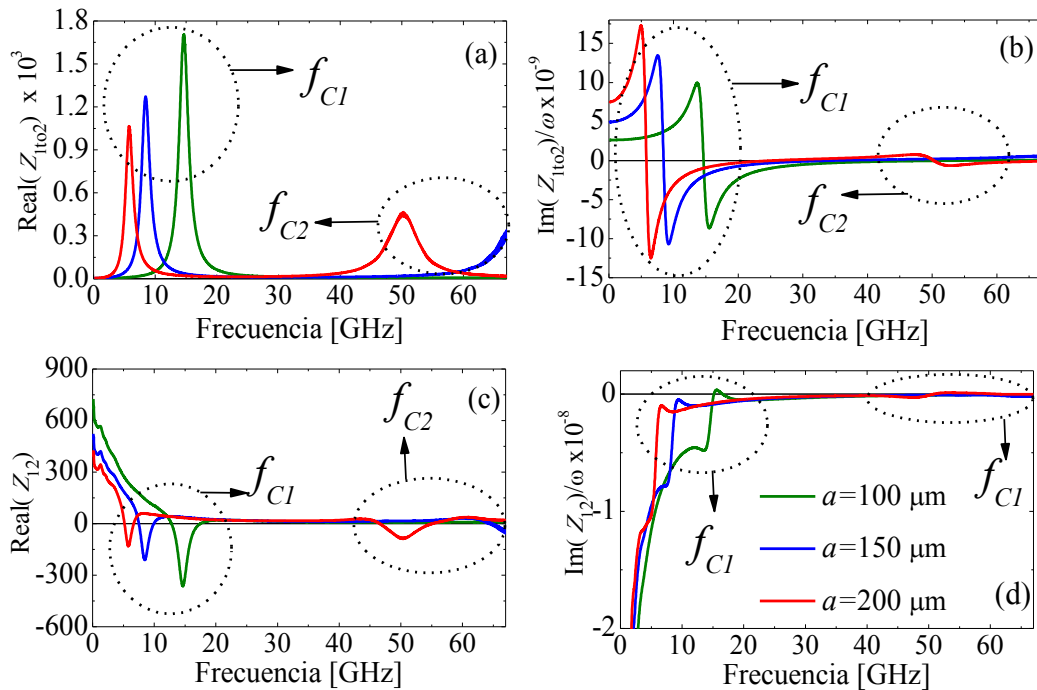


Figura 4.2. Gráficas de los valores reales e imaginarios de los bloques de impedancia obtenidos de parámetros Z : a) $\text{Real}(Z_{1to2})$, b) $\text{Im}(Z_{1to2})/\omega$, c) $\text{Real}(Z_{12})$, b) $\text{Im}(Z_{12})/\omega$.

A continuación en la Figura 4.3, se observa la primera representación de los bloques de impedancia en sus circuitos equivalentes, cuyos elementos concentrados están asociados con el rendimiento de los inductores.

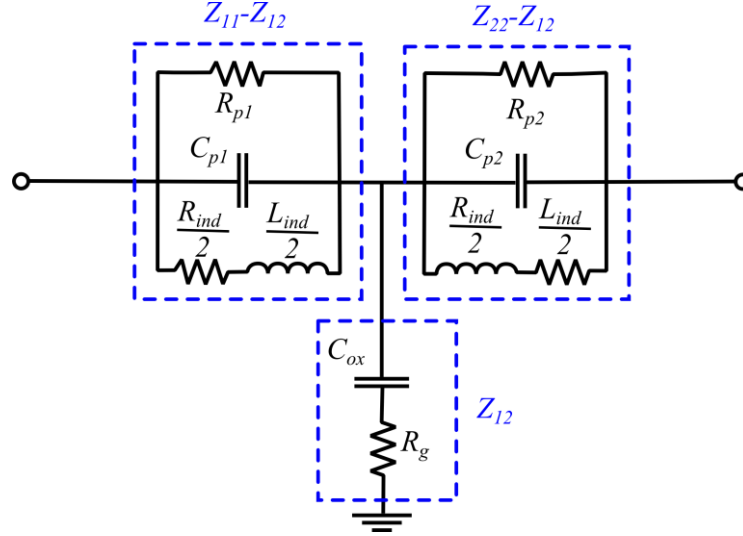


Figura 4.3. Primera representación esquemática de los circuitos asociados a los bloque de impedancia.

En los bloques $Z_{11}-Z_{12}$ y $Z_{22}-Z_{12}$ se incluye la inductancia intrínseca del dispositivo (L_{ind}) y la resistencia en serie (R_{ind}), también se contempla a los capacitores C_{p1} y C_{p2} , los cuales representan las capacitancias efectivas que se generan en del núcleo del inductor (tanto en las espiras, como en los traslapes de los puentes que las interconectan), y finalmente en paralelo están las resistencias R_{p1} y R_{p2} , las cuales representan las pérdidas entre conductores de las espiras del núcleo, originadas a partir de la trayectoria de retorno del escudo de tierra [25][26]. Para el caso del bloque Z_{12} se incluye C_{ox} , el cual representa a la capacitancia que se genera entre las espiras del inductor y el escudo de tierra, mientras que R_g es la resistencia asociada a este escudo.

Con la topología del circuito anterior, la parte real e imaginaria de Z_{12} no presenta las resonancias como en los datos experimentales, las cuales se ven en los incisos c) y d) de la Figura 4.2. Esto se debe a que no hay acoplamiento entre los bloques de impedancias Z_{1to2} y Z_{12} . Para lograr este acoplamiento se ha propuesto una solución simple, la cual consiste en colocar solo un capacitor y una resistencia conectados en paralelo, desde la entrada hasta la salida del bloque de impedancia Z_{1to2} [27,28].

Para mejorar la predicción conjunta de $L(\omega)$ y $Q(\omega)$, se han añadido en el bloque Z_{12} dos elementos adicionales C_{os} y R_{os} , cuya implementación está relacionada con la capacitancia de borde, la cual se genera entre los bordes de los conductores de las espiras del inductor y el escudo de tierra [29], el cambio en la topología de conexión y la implementación de estos elementos se muestra en el diagrama de la Figura 4.4.

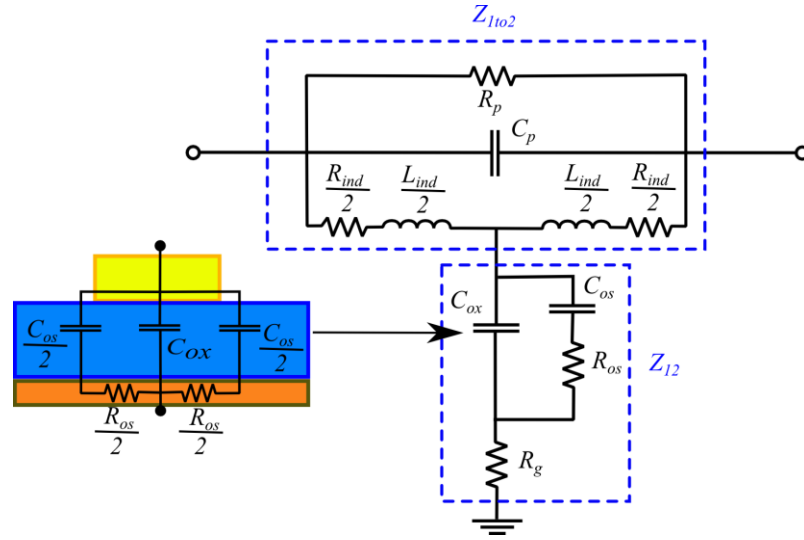


Figura 4.4. Segunda representación esquemática de los circuitos asociados a los bloques de impedancia.

El circuito en el esquema anterior, permite que el modelo T pueda predecir el comportamiento de Z_{1to2} y Z_{12} , $L(\omega)$ y $Q(\omega)$, en un rango mayor al doble de la primera frecuencia de resonancia, sin embargo, con los elementos discretos de este modelo, aun no se puede generar los efectos de la segunda frecuencia de resonancia, la cual se puede observar considerablemente en los datos experimentales del inductor con apotema $a = 200\mu\text{m}$. Para mejorar la capacidad de predicción del modelo T, se implementa una red resonante, la cual añade 3 elementos adicionales, los cuales son C_r , L_r , R_r . También otro elemento que se añade al bloque Z_{12} es la inductancia L_m , con la que se representa el efecto de la mutua inductancia entre la mitad de la inductancia intrínseca $L_{ind}/2$ y la otra mitad $L_{ind}/2$, este valor puede ser negativo [27,28], en la Figura 4.5 se muestra el circuito en el que se incluyen los elementos de la red resonante y el de la mutua inductancia.

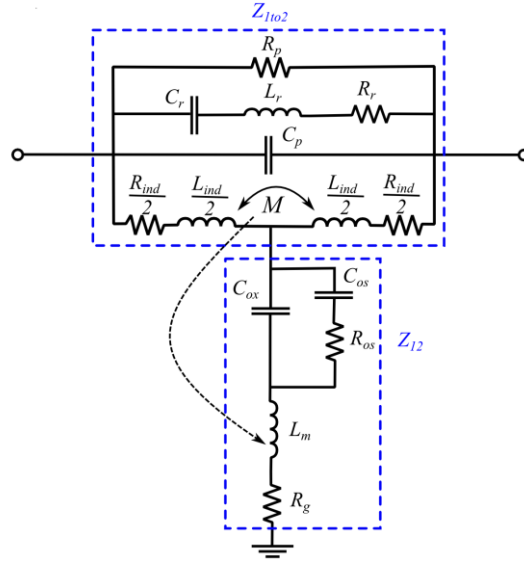


Figura 4.5. Tercer representación esquemática de los circuitos asociados a los bloque de impedancia.

4.2. Método de extracción de los elementos del modelo T

El primer paso de este método consiste en encontrar los valores de R_{ind} , L_{ind} , esto es posible, ya que a muy bajas frecuencias los efectos de las capacitancias C_p , C_r , y L_r son despreciados, por lo tanto el bloque de impedancias Z_{12} en muy bajas frecuencias se puede redefinir como $Z_{12}|_{LF} = R_{ind} + j\omega L_{ind}$, con lo cual el valor de R_{ind} se puede obtener de la parte real de Z_{12} y el valor de L_{ind} de la parte $\text{Im}(Z_{12})/\omega$, así como se muestra en la Figura 4.6.

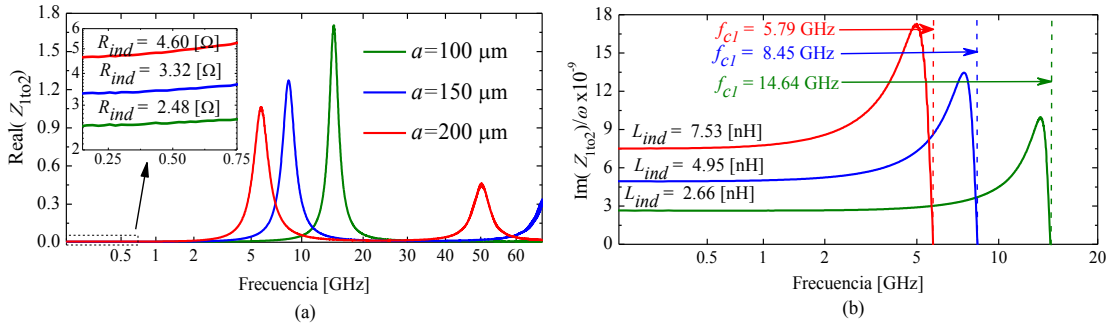


Figura 4.6. Gráficas de Z_{12} : a) $\text{Real}(Z_{12})$, b) $\text{Im}(Z_{12})/\omega$, en las que se pueden encontrar los valores de R_{ind} y L_{ind} .

Por otra parte, los valores de los elementos C_p , C_r , L_r pueden ser encontrados en $\text{Im}(Z_{12})/\omega$, ya que ω cruza tres veces por cero, tal y como se muestra en la Figura 4.6, como hay tres ecuaciones y tres soluciones, en las cuales están contenidos los valores C_p , C_r , L_r , por tal motivo estos elementos se pueden despejar de éstas soluciones. Por medio de aproximaciones se encontraron que las soluciones de ω cuando cruza por cero están definidas como:

$$\omega_1 \approx \frac{1}{\sqrt{L_{ind}(C_p + C_r)}} \quad (4.1)$$

$$\omega_2 \approx \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (4.2)$$

$$\omega_3 \approx \frac{(C_p + C_r)}{\sqrt{C_p C_r L_r}} \quad (4.3)$$

Con la 3 aproximaciones anteriores se pueden encontrar fácilmente los elementos, desafortunadamente, en los 3 datos experimentales de los inductores, solo la parte $\text{Im}(Z_{12})/\omega$ del inductor con $a = 200\mu\text{m}$ tiene una ω_3 medible, como lo muestra la Figura 4.7, los otros dos inductores tienen valores de ω_3 mayores a 67 GHz, con lo cual, no pueden ser obtenidos todos los C_p , C_r y L_r utilizando la expresión (4.3), las únicas expresiones útiles en los tres casos son (4.1) y (4.2).

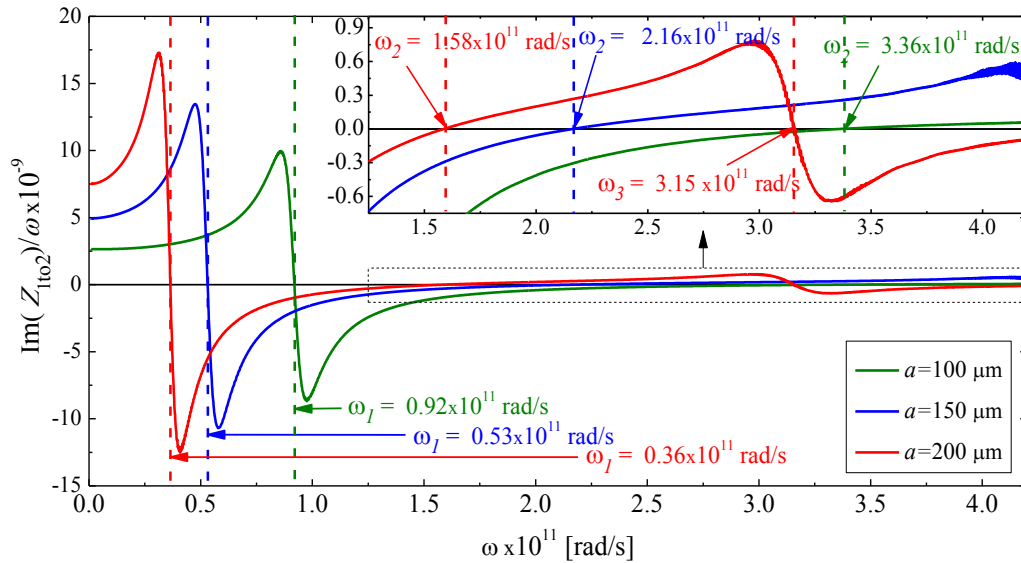


Figura 4.7. Cruces por cero de ω de $\text{Im}(Z_{12})/\omega$.

Ya que no hay forma sencilla de obtener todos los elementos, el segundo paso en este método es despejar la suma de C_p+C_r de (4.1), con lo que se obtiene los siguientes valores de la suma de $C_p+C_r = \{44, 72, 100\}$ fF. De una forma similar se despeja L_rC_r en (4.2), por lo que se obtiene los siguientes valores de $L_rC_r = \{0.0884, 0.2137, 0.3973\} \times 10^{-22}$ nH-pF, estos términos nos permiten encontrar los valores de C_p , C_r y L_r en los siguientes pasos. Para encontrar todos los elementos, el tercer paso del método contempla todas las impedancias en la siguiente expresión:

$$Z_{lto2} = \frac{1}{\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_3} + \frac{1}{Z_4}} \quad (4.4)$$

Donde $Z_1 = R_{ind} + j\omega L_{ind}$, $Z_2 = 1/j\omega C_p$, $Z_3 = R_r + j\omega L_r + 1/j\omega C_r$, $Z_4 = R_p$, entonces se puede establecer que:

$$\frac{1}{Z_{lto2}} - \frac{1}{Z_1} = \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_3} + \frac{1}{Z_4} \quad (4.5)$$

Sustituyendo las impedancias Z_2 , Z_3 y Z_4 en (4.5) y sacando la parte real de ambas partes de la ecuación se obtiene que:

$$\text{Re}\left(\frac{1}{Z_{lto2}} - \frac{1}{Z_1}\right) = \frac{1}{R_p} + \frac{R_r}{R_r^2 + \left(\omega L_r - \frac{1}{\omega C_r}\right)^2} \quad (4.6)$$

Si en (4.6) se llega a la condición de que $\omega L_r = 1/\omega C_r$, entonces en $\omega^2 = 1/L_r C_r$ se obtiene el máximo de la función, por lo tanto se puede despejar $1/R_p + 1/R_r$, por otra parte, se conoce que el valor de R_p es del mismo orden que el valor máximo de la parte real de

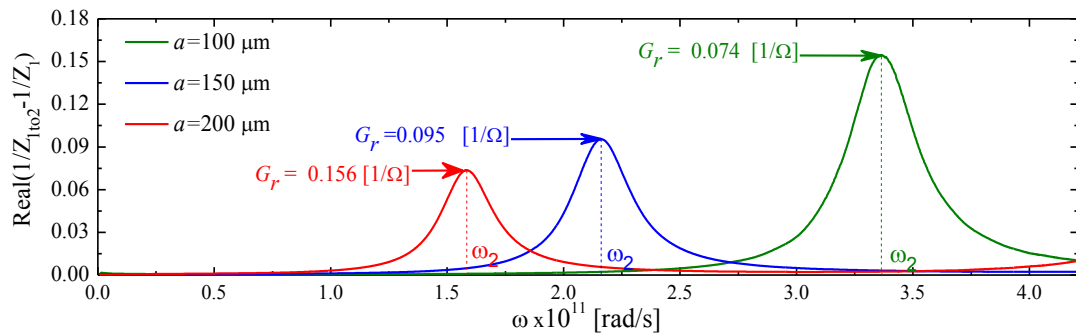


Figura 4.8. Gráficas de $\text{Real}(1/Z_{lto2} - 1/Z_1)$ donde el punto máximo es el valor de G_r .

Z_{12} , el cual se muestra en Figura 4.1a, y es del orden de los $k\Omega$, por lo tanto se puede considerar que $1/R_p \ll 1/R_r$, por lo tanto $1/R_r = G_r$ es el valor máximo en la ecuación (4.6), los valores encontrados de G_r se muestran en la Figura 4.8.

De una forma similar en la que se encontraron los valores de R_r , también se puede encontrar el valor de C_r , para ello se toma la parte imaginaria de (4.5) y se divide entre ω , con lo cual tenemos siguiente expresión:

$$\frac{\text{Im}\left(\frac{1}{Z_{lto2}} - \frac{1}{Z_1}\right)}{\omega} = C_p + \frac{C_r - C_r^2 L_r \omega^2}{1 - 2C_r L_r \omega^2 + C_r^2 \omega^2 (R_r^2 + L_r^2 \omega^2)} \quad (4.7)$$

Para encontrar C_r es necesario considerar que $R_r \ll \omega^2 L_r^2$ en (4.7), y ya que el producto de $C_r L_r$, es un valor conocido en la expresión (4.2), se puede simplificar la ecuación a:

$$\frac{\text{Im}\left(\frac{1}{Z_{lto2}} - \frac{1}{Z_1}\right)}{\omega} = C_p + \frac{C_r(1 - C_r^2 L_r \omega^2)}{1 - 2C_r L_r \omega^2 + (C_r L_r)^2 \omega^4} = C_p + \frac{C_r}{1 - C_r L_r \omega^2} \quad (4.8)$$

Si se deriva ambos lados de la ecuación (4.8) en función de ω , se puede despajar C_r con mayor facilidad, con lo que esta variable se puede definir como:

$$C_r = \frac{\partial}{\partial \omega} \left(\text{Im}\left(\frac{1}{Z_{lto2}} - \frac{1}{Z_1}\right) / \omega \right) \frac{(1 - C_r L_r \omega^2)^2}{2C_r L_r \omega} \quad (4.9)$$

Obteniendo valor máximo de esta ecuación se obtiene el valor de C_r , en la Figura 4.9 se muestra como se encontró el valor de este elemento en los 3 inductores.

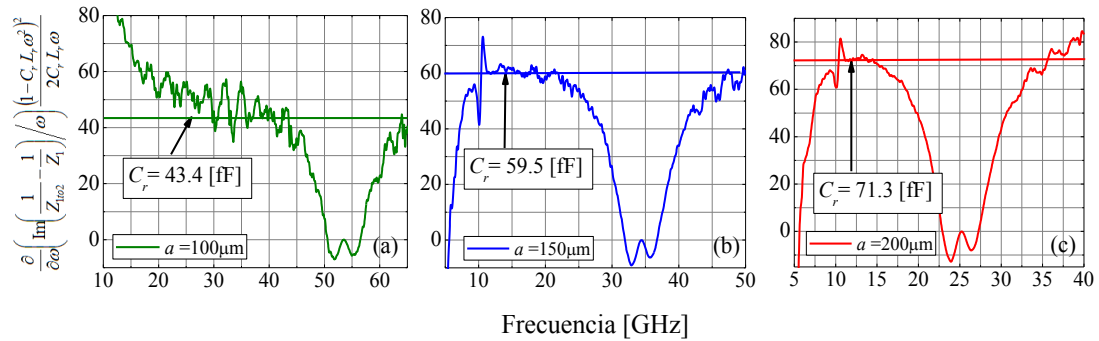


Figura 4.9. Obtención del parámetro C_r .

La obtención de C_r en los inductores de $a=150\mu\text{m}$ y $200\mu\text{m}$ fue muy satisfactoria, pero en el inductor de $a=100\mu\text{m}$ no fue como se esperaba, debido que el ruido introducido por la derivación imposibilitó la obtención precisa de este valor, por tal motivo, en este caso se determinó el valor C_r por el punto de inflexión y no por el máximo de la función. Lo anterior indica, que la efectividad para encontrar los valores de C_r utilizando la ecuación (4.9), depende mucho del tamaño de inductor.

Una vez obtenidos los valores de C_r , se puede despejar los valores de C_p y L_r de las ecuaciones (4.1) y (4.2), y los cuales son $C_p = \{0.96, 12.0, 28.83\}$ fF y $L_r = \{0.2, 0.36, 0.56\}$ nH.

De la forma muy similar en la que se encontraron R_r y C_r se busca a R_p , para ello se utiliza la expresión (4.6), en bajas frecuencias se considera que $\omega L_r \ll 1/j\omega C_r$ por lo tanto se puede definir la siguiente expresión:

$$\text{Re}\left(\frac{1}{Z_{1to2}} - \frac{1}{Z_1}\right) = \frac{1}{R_p} + C_r^2 R_r \omega^2 \quad (4.10)$$

Al sacar el inverso de (4.10), el valor inicial de esta función será R_p , para ello se necesita extrapolar los datos de manera lineal como se muestra en Figura 4.10.

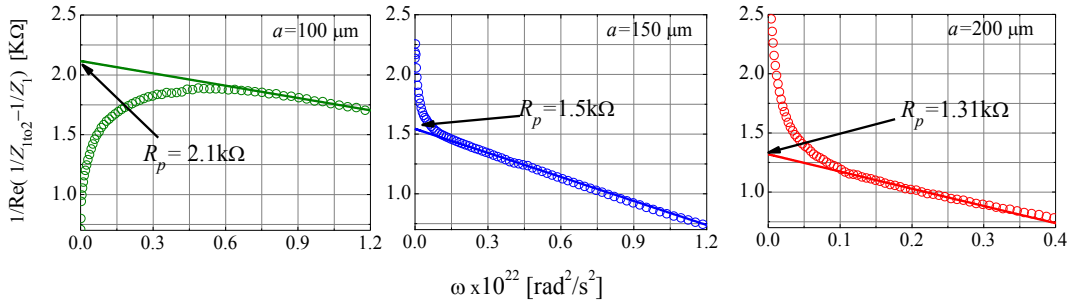


Figura 4.10. Obtención del parámetro R_p .

Al encontrar R_p , todos los elementos del bloque de impedancias Z_{1to2} ya son conocidos, por lo que el siguiente paso es encontrar los elementos del bloque de impedancias Z_{12} .

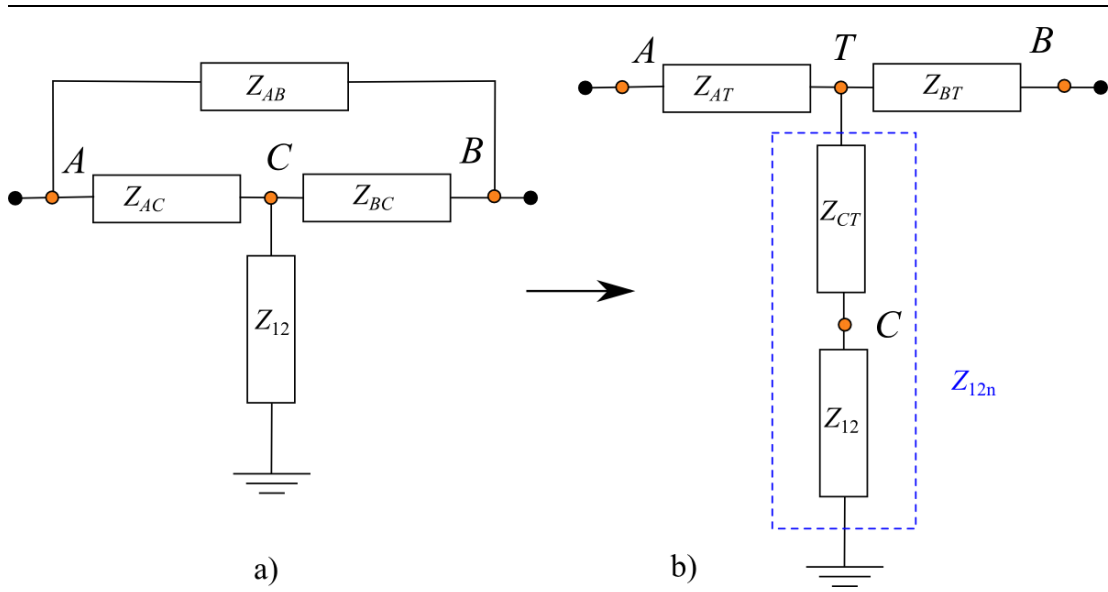


Figura 4.11. Modelos de la topología delta a estrella, a) modelo T con conexión delta, b) modelo T con conexión estrella.

Como se mostró en la Figura 4.2, las partes real e imaginaria de Z_{12} tienen resonancias, las cuales son debidas al acoplamiento con Z_{1to2} , el efecto de estas resonancias debe ser minimizado, para la adecuada extracción de los elementos de este bloque.

Esto es posible, si a Z_{12} se le resta una impedancia de la misma magnitud que la genera la resonancia, para ello se puede visualizar un modelo de bloques de impedancias como las del inciso a) de la Figura 4.11, en el cual se contempla las impedancias $Z_{AB} = Z_{BC} = R_{ind}/2 + j\omega L_{ind}/2$ y $Z_{AC} = 1/(1/Z_2 + 1/Z_3 + 1/Z_4)$, las cuales están conectadas en una topología delta, estas inductancias se pueden transformar a estrella como en el inciso b) de la Figura 4.11 con las expresiones del Teorema de Kennelly:

$$Z_{AT} = \frac{Z_{AB} Z_{AC}}{Z_{AB} + Z_{BC} + Z_{AC}} \quad (4.11)$$

$$Z_{BT} = \frac{Z_{AB} Z_{BC}}{Z_{AB} + Z_{BC} + Z_{AC}} \quad (4.12)$$

$$Z_{CT} = \frac{Z_{AC} Z_{BC}}{Z_{AB} + Z_{BC} + Z_{AC}} \quad (4.13)$$

Después de realizar la transformación, el bloque de impedancias, con una reducción considerable de las resonancias, está definido como $Z_{12n} = Z_{12} + Z_{CT}$, por lo tanto el bloque de impedancias $Z_{12} = Z_{12n} - Z_{CT}$, la comparación entre la parte real de Z_{12} y Z_{12n} se muestra en las Figuras 4.12, en estas gráficas se observa que las resonancias en los tres inductores son suavizadas en bajas frecuencias, lo cual permite extraer con una mayor facilidad los elementos de este bloque.

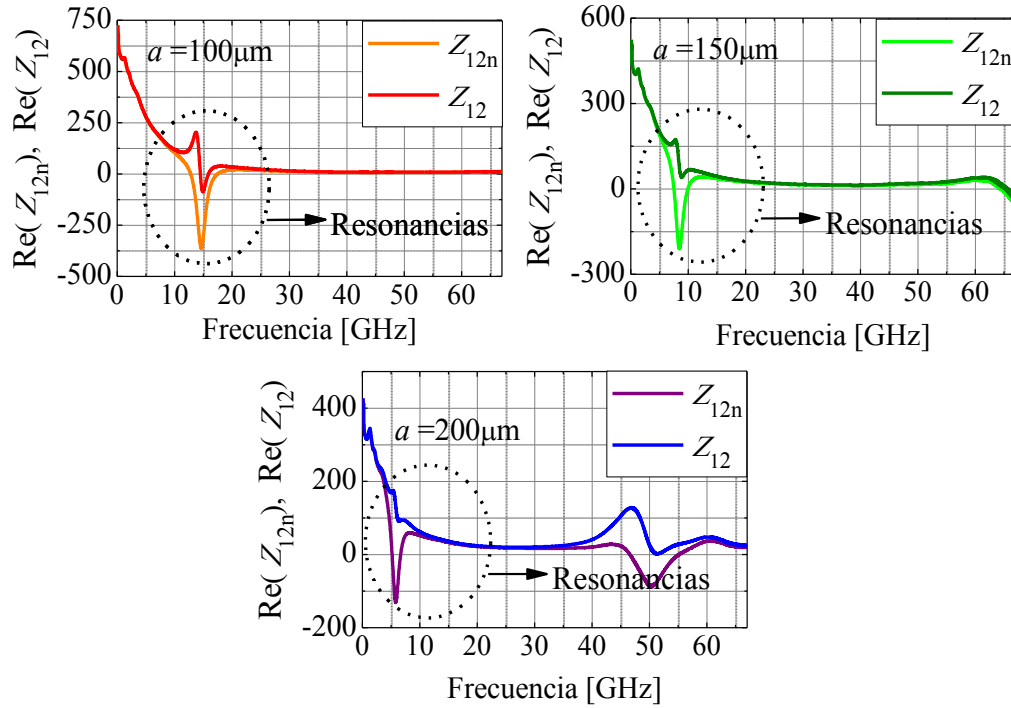


Figura 4.12. Parte real de Z_{12} y Z_{12n} , reducción de los efectos de las resonancias.

La impedancia total de $Z_{12} = 1/j\omega C_{os} \parallel (1/j\omega C_{os} + R_{os}) + R_g + j\omega L_m$, pero se puede partir de que a muy bajas frecuencias los efectos de L_m pueden ser despreciados y que R_g es de algunos cuantos ohms, con lo cual, se puede establecer de Z_{12} en muy bajas frecuencias está definía como:

$$Z_{12} |_{LF} = \left(j\omega C_{ox} + \left(R_{os} + \frac{1}{j\omega C_{os}} \right)^{-1} \right)^{-1} \quad (4.14)$$

Extrayendo la parte imaginaria de (4.14) se obtiene que:

$$\text{Im}(Z_{12}|_{LF}) = - \frac{C_{os} + C_{ox} + C_{os}^2 C_{ox} R_{os}^2 \omega^2}{\omega (2C_{os} C_{ox} + C_{ox}^2 + C_{os}^2 (1 + C_{ox}^2 R_{os}^2 \omega^2))} \quad (4.15)$$

En (4.15) se puede estimar, que a bajas frecuencias $C_{ox}^2 R_{os}^2 \omega^2 \ll 1$, por lo tanto tiene este tiene un valor insignificante en comparación de otros términos, entonces esta expresión, se puede reducir a:

$$\frac{\text{Im}(Z_{12}|_{LF})}{\omega} = - \left(\frac{C_{os} + C_{ox}}{2C_{os} C_{ox} + C_{ox}^2 + C_{os}^2} \right) = - \frac{1}{C_{os} + C_{ox}} \quad (4.16)$$

Si se despeja $C_{ox} + C_{os}$ de la expresión (4.16), se obtienen los valores de la Figura 4.13.

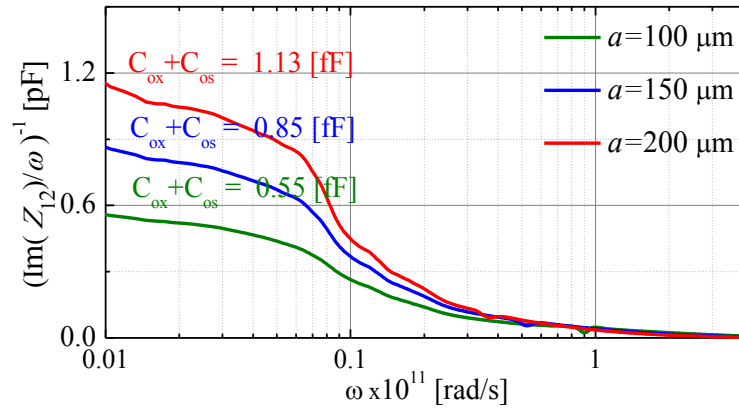


Figura 4.13. $(\text{Im}(Z_{12})/\omega)^{-1}$ para encontrar la suma de $C_{ox} + C_{os}$.

Para encontrar R_{os} se extrae la parte real de (4.14), con lo cual se obtiene:

$$\text{Re}\left(\frac{1}{Z_{12}|_{LF}}\right)^{-1} = R_{os} + \frac{1}{C_{ox}^2 R_{os} \omega^2} \quad (4.17)$$

Como se observa en (4.17) el término R_{os} es un valor constante al que la expresión converge en bajas frecuencias, este valor es encontrado fácilmente en las gráficas de la Figura 4.13.

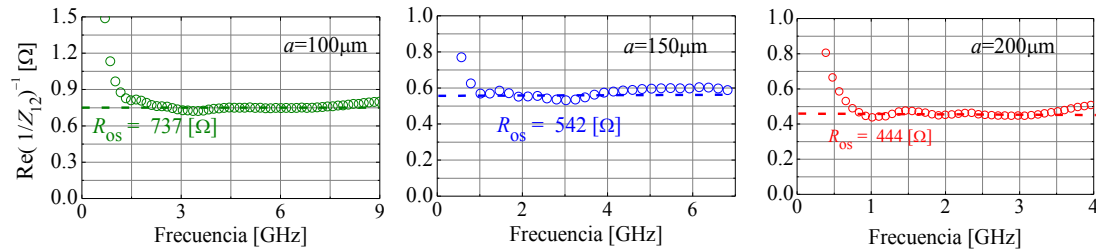


Figura 4.13. Gráficas de $\text{Real}(1/Z_{12})^{-1}$ para encontrar el valor de R_{os} .

Conociendo los valores de $C_{ox}+C_{os}$ y R_{os} se pueden encontrar los valores de C_{ox} y C_{os} de manera independiente con la siguiente expresión:

$$\text{Re}(Z_{12}|_{LF}) = \frac{R_{os}}{\left(R_{os} + \frac{1}{C_{ox}^2 R_{os} \omega^2}\right) \left(\frac{R_{os}^2}{\left(R_{os} + \frac{1}{C_{ox}^2 R_{os} \omega^2}\right)^2} + \left(\frac{1}{\omega C_{os} \left(R_{os}^2 + \frac{1}{C_{ox}^2 R_{os} \omega^2}\right)} + \omega C_{ox} \right)^2 \right)} \quad (4.18)$$

En (4.18) a bajas frecuencias se tiene que $1/(C_{ox}^2 R_{os} \omega^2) \gg R_{os}$ por lo que se puede reducir esta expresión a:

$$\text{Re}(Z_{12}|_{LF}) = \frac{C_{ox}^2 R_{os} \omega^2}{(C_{ox}^4 R_{os}^2 \omega^2 + (\omega C_{ox} + \omega C_{os}))} \quad (4.19)$$

Sacando el inverso a (4.19) y reduciendo a la mínima expresión se tiene que:

$$\underbrace{\text{Re}(Z_{12}|_{LF})^{-1}}_y = \underbrace{\frac{C_{ox} + C_{os}}{C_{os} R_{os}}}_{y_0} + \underbrace{\omega^2 C_{os}^2 R_{os}}_{kx} \quad (4.20)$$

En (4.20) si $\omega^2 = x$, se tiene una expresión lineal, en la cual la pendiente es $k = C_{os}^2 R_{os}$.

Estas pendientes son obtenidas en las gráficas de la Figura 4.14.

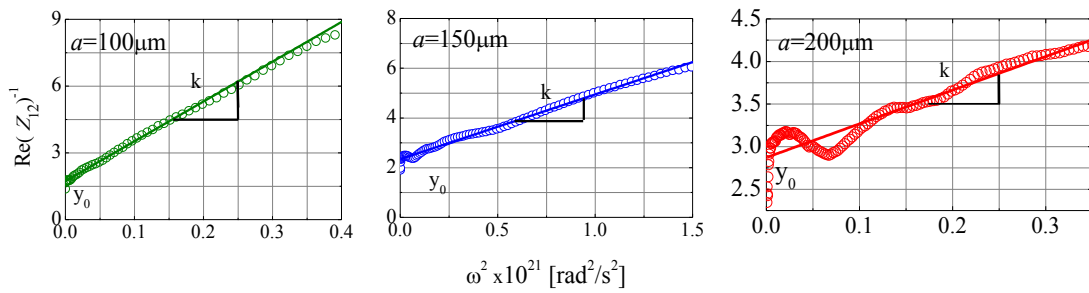


Figura 4.14. Gráficas para encontrar las pendientes de $k = C_{os}^2 R_{os}$.

Como previamente, se ha obtenido el valor de R_{os} , se despeja C_{os} de k , y a su vez este valor sirve para despejar C_{ox} de $C_{ox}+C_{os}$. Los valores de estos dos elementos son $C_{ox} = \{49, 69, 94\} \text{ fF}$ y $C_{os} = \{0.5, 0.7, 1\} \text{ pF}$.

Ya que se obtuvieron, los elementos predominantes en bajas frecuencias, estos se pueden restar fácilmente a Z_{12} , lo que permite que se pueda despejar L_m fácilmente, con la siguiente expresión:

$$\text{Im}(Z_{12} - Z_{12}|_{LF}) = \omega L_m \quad (4.21)$$

lo que significa que L_m es la pendiente en (4.21), estas pendientes se muestran en la Figura 4.15.

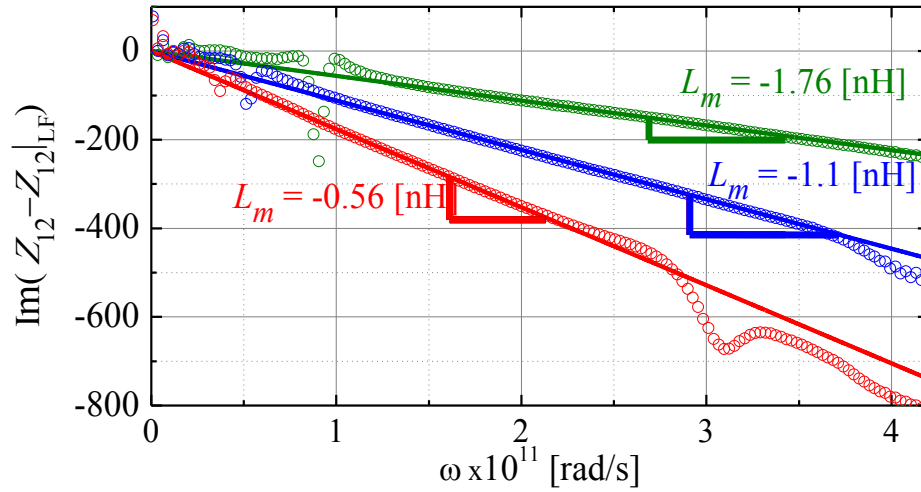


Figura 4.15. Gráficas para encontrar las pendientes de L_m .

Finalmente el último elemento R_g , se encuentra de una forma similar a L_m , ya que también se encuentra en serie con los demás elementos, con lo cual esta resistencia se puede encontrar con la expresión:

$$\text{Re}(Z_{12} - Z_{12}|_{LF}) = R_g \quad (4.23)$$

Los valores obtenidos son $R_g = \{15, 21, 20\}\Omega$, es necesario mencionar que R_g en los tres casos tiene valores muy altos de resistencia, sin embargo al realizar ajustes de los valores para minimizar el error esta resistencia disminuye drásticamente.

La Tabla 4.1, se encuentran los valores de los elementos del circuito equivalente para el bloque Z_{1to2} , mientras que en la Tabla 4.2, se encuentran los elementos del circuito

equivalente del bloque Z_{12} , estos elementos han recibido un ajuste, para que el modelo T, pueda predecir con mayor precisión los valores de $L(\omega)$ y $Q(\omega)$.

Tabla 4.1. Elementos del bloque de impedancia Z_{1to2}

| a (μm) | R_{ind} (Ω) | L_{ind} (nH) | C_p (fF) | C_r (fF) | L_r (nH) | R_r (Ω) | R_p (k Ω) |
|--------------------------|---------------------------|-------------------|---------------|---------------|---------------|-----------------------|------------------------|
| 100 | 2.48 | 2.66 | 2.7 | 39 | 0.25 | 5.13 | 2 |
| 150 | 3.32 | 4.95 | 13.2 | 53.1 | 0.448 | 10.45 | 1.565 |
| 200 | 4.6 | 7.53 | 30 | 66 | 0.51 | 13.5 | 1.382 |

Tabla 4.2. Elementos del bloque de impedancia Z_{12}

| a (μm) | C_{ox} (fF) | C_{os} (pF) | R_{os} (Ω) | L_m (nH) | R_g (Ω) |
|--------------------------|------------------|------------------|--------------------------|---------------|-----------------------|
| 100 | 48 | 0.554 | 600 | -0.564 | 0 |
| 150 | 69 | 0.78 | 542 | -1.1 | 2 |
| 200 | 106 | 1.69 | 496 | -1.77 | 30 |

4.3. Resultados de la capacidad de predicción del modelo T

Ya que fueron encontrados, todos los elementos concentrados pertenecientes al modelo de circuito equivalente tipo T, se realizó una simulación de este modelo y se comparó con los datos experimentales. La primera comparación, que se presenta a continuación, es la de los parámetros-S, cuyas gráficas se muestran en la Figura 4.16. La confiabilidad de la capacidad de predicción de este modelo, llega a un rango de frecuencia de casi 50 GHz, con un error menor al 0.05%, en frecuencias mayores a los 50 GHz, este error se incrementa considerablemente.

La siguiente figura de mérito, que permite verificar la eficiencia de predicción del modelo T, es la inductancia, la cual está definida como $L = \text{Im}(Z_{1to2})/\omega$, y cuya comparación se observa en la Figura 4.17.

En el caso de $\text{Im}(Z_{1to2})/\omega$, la predicción también fue muy buena, ya que se logró recrear las dos frecuencias de resonancia en el inductor de $a=200\mu\text{m}$, mientras que en los otros datos el error es sumamente bajo, pues se supera el 99.5% de precisión.

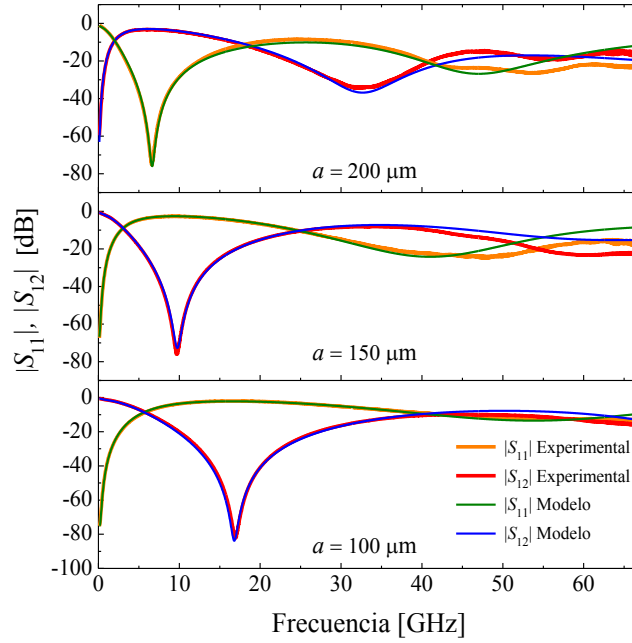


Figura 4.17. Gráficas de las comparaciones entre los parámetros S experimentales y del modelo.

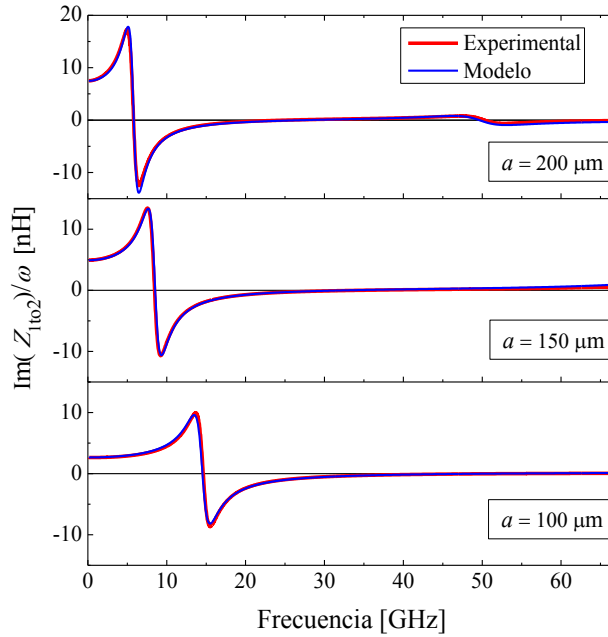


Figura 4.16. Gráficas de las comparaciones entre $\text{Im}(Z_{1to2})/\omega$ experimental y del modelo.

Otro parámetro que es muy importante es la parte real de Z_{lto2} , ya que la precisión con la que puede ser determinada, afecta de manera proporcional a la predicción del Factor Q, las gráficas de comparación se muestran en la Figura 4.18. Finalmente la figura de mérito más importante, el Factor Q, se presenta en la Figura 4.19.

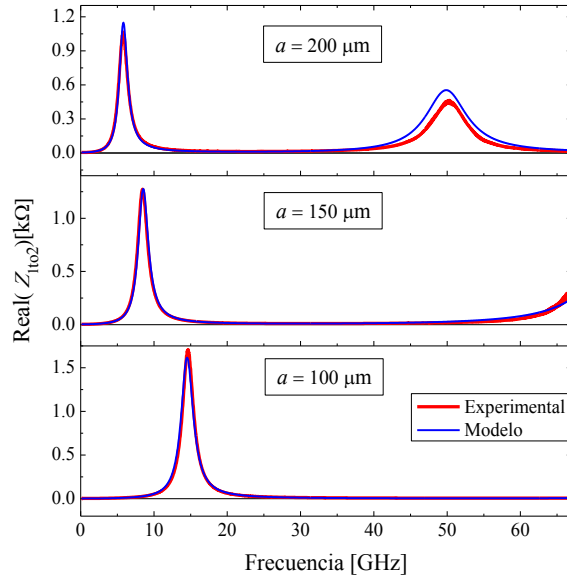


Figura 4.19. Gráficas de las comparaciones entre $\text{Re}(Z_{lto2})$ experimental y del modelo.

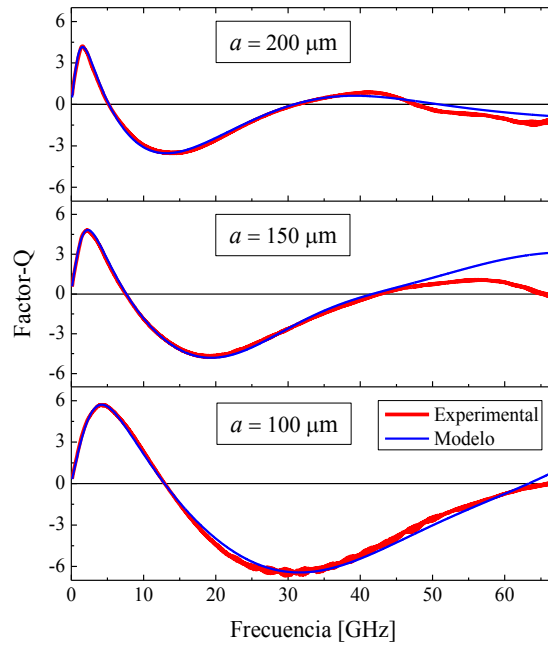


Figura 4.18. Gráficas de las comparaciones entre Factor Q experimental y del modelo.

En la figura anterior se muestra la comparación entre la predicción del modelo T y los datos experimentales del Factor Q, a frecuencias menores de 50GHz el comportamiento del inductor es predicho fielmente, sin embargo, a frecuencias más altas el comportamiento no puede ser predicho con la misma precisión.

4.4. Modelo escalable de la inductancia intrínseca

Cuando se diseña un inductor espiral plano para una aplicación de RF en las diversas tecnologías CMOS, se desea tener un modelo escalable analítico que permita saber con precisión, cual es la inductancia intrínseca del inductor que se está diseñando, en función de las dimensiones físicas que éste posee, sin embargo los actuales modelos analíticos solo predicen la inductancia de núcleo del inductor, sin tomar en cuenta la inductancia adicional que se genera por el retorno del escudo de tierra, el cual generalmente se encuentra aterrizado en muchas aplicaciones.

Esta inductancia adicional ha sido despreciada en los anteriores desarrollos, debido posiblemente a que los valores de inductancia normalmente utilizados, requieren de inductores espirales de gran tamaño, por lo que posiblemente el porcentaje de contribución de la inductancia lateral, este contemplado en el error estimado, sin embargo, las aplicaciones actuales de RF requieren de valores de inductancia cada vez menores, lo que genera una disminución en el tamaño del inductor, esto provoca que la contribución de la inductancia lateral en la inductancia intrínseca, sea cada vez mayor e importante de contemplar.

Para desarrollar un modelo escalable que prediga la inductancia intrínseca de un inductor con las características del esquema de la Figura 4.20, se ha partido de la hipótesis que al tener una espiral plana sobre un escudo de tierra solido de protección, se genera dos lazos de corriente, el primer lazo está formado por las espiras del núcleo del inductor (“Top Loop”), el segundo lazo se genera entre el metal de la espiral y el plano de tierra (“Side Loop”), los campos generados en estos lazos no interactúan de forma opuesta, por lo que la inductancia intrínseca se puede definir como la suma de las inductancias de estos dos lazos de corriente.

Como se muestra en la ampliación de un diferencial de la espira en la Figura 4.20, la disposición en la que están ubicados el metal del inductor y el plano de tierra se asemeja a la estructura de una microstrip. Por lo tanto, se plantea que la inductancia lateral (L_{side}) puede ser calculada con expresiones de inductancia para una microstrip, mientras que la inductancia superior (L_{top}) puede ser calculada con expresiones de espirales planos.

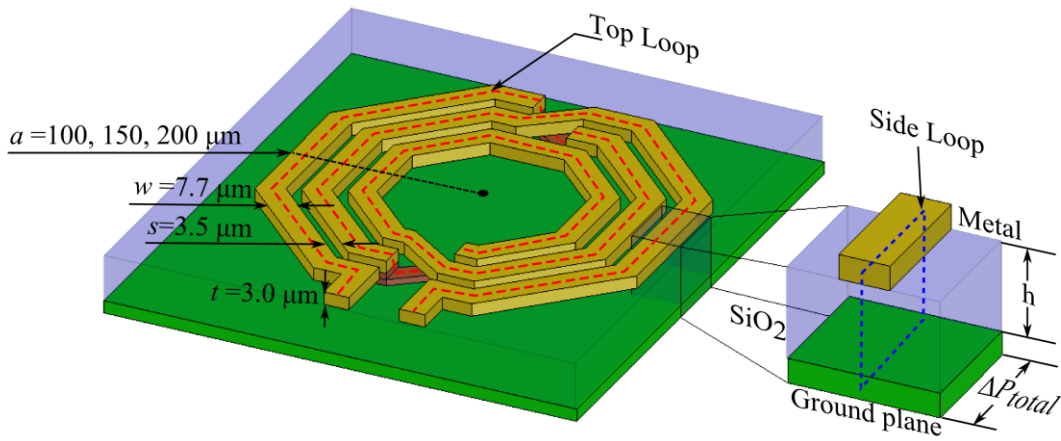


Figura 4.20. Esquema de físico de los inductores de prueba, donde se muestra los dos lazos de corriente Top Loop y Side Loop.

Por lo tanto, se utiliza la expresión (2.7) del capítulo 2, en este caso la forma de la espiral es octogonal por lo que (2.7) queda definida como:

$$L_{top} = 0.535 \mu n^2 D_{avg} \left(\ln \left(\frac{2.29}{\rho} \right) + 0.19 \rho^2 \right) \quad (4.24)$$

Donde μ es la permeabilidad relativa magnética, n es el número de las espiras del inductor espiral plano, D_{avg} es el diámetro medio entre el diámetro exterior ($D_{out} = 2a$) y el diámetro interior $D_{in} = 2(a - n(w) + (n-1)s)$ y $\rho = (n(w) + (n-1)s)/D_{avg}$. En la expresión (4.24) el cálculo de la inductancia, es sólo para inductores planos, porque ρ se define sólo en términos de w y de la distancia entre las espiras s .

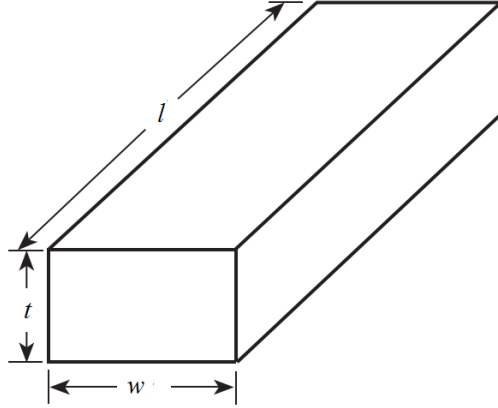


Figura 4.21. Bloque de una espira en tres dimensiones.

Para tener en cuenta el espesor t de los metales se utiliza la fórmula de Grover [30], en la cual la inductancia de un bloque de una espira, como el de la Figura 4.2, se define como:

$$L = \frac{\mu l}{2\pi} \left(\ln \left(\frac{2l}{w+t} \right) + \frac{w+t}{3l} - \frac{(w+t)^2}{24l^2} + 0.5 \right) \quad (4.25)$$

La expresión (4.25) es una ampliación en tres dimensiones de la expresión para hojas rectangulares (2.3) del capítulo 2, así que al contemplar t en ρ está se define en tres dimensiones como: $\rho = (n(w+t) + (n-1)(s+t)) / D_{avg}$. Con lo anterior se puede calcular con precisión la inductancia superior.

Para calcular la inductancia de una microstrip, se calcula su inductancia por unidad de longitud y se multiplica por la longitud total de la microstrip:

$$L_{microstrip} = \Delta L l_{total} \quad (4.26)$$

En este caso sería la longitud de la espiral, las expresiones (4.27) y (4.28) permiten calcular la inductancia por unidad de longitud de una microstrip. La expresión 4.27 es una aproximación muy sencilla propuesta en [31] y se define como:

$$\Delta L_1 = \frac{\mu}{2\pi} \ln \left(2\pi \frac{h}{w} \right) \quad (4.27)$$

La expresión (4.28) especificada en [32], tiene que cumplir que la relación $w/h > 1$, y que esta relación este entre $0.25 \leq w/h \leq 6$ para permisividades realizas de $1 < \epsilon_r \leq 16$ y es:

$$\Delta L_2 = \mu \left(\frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{w}{h} + 1.444 \right) \right) \quad (4.28)$$

Por otra parte la longitud total de la espiral es la suma de todos los perímetros de las espiras $l_{total} = P_{total}$, y se calcula con la ecuación:

$$P_{total} = k_p \sum_{i=1}^n 2a - (i w + (i-1) s) \quad (4.29)$$

Donde k_p es una constante que esta determinada por el numero de lados del poligono del inductor (η) y esta se define como $k_p = \eta \tan(\pi/\eta)$. Asi que para la diversas geometrias k_p es: Cuadrado = 4, Hexagono = 3.46, Octagono=3.31 y Circulo=3.1416, por lo tanto, para este caso $k_p = 3.46$. Haciendo un cambio de variables en (4.26), L_{side} se define como:

$$L_{sidei} = \Delta L_i P_{total} \quad (4.30)$$

Finalmente al sumar (4.24) y (4.30), se obtiene dos expresiones para la inductancia intrínseca:

$$\begin{aligned} L_{int1} &= L_{top} + L_{side1} \\ &= 0.535 \mu n^2 D_{avg} \left(\ln \left(\frac{2.29}{\rho} \right) + 0.19 \rho^2 \right) + \frac{\mu}{2\pi} \ln \left(2\pi \frac{h}{w} \right) \left(k_p \sum_{i=1}^n 2a - (i w + (i-1) s) \right) \end{aligned} \quad (4.31)$$

$$\begin{aligned} L_{int2} &= L_{top} + L_{side2} \\ &= 0.535 \mu n^2 D_{avg} \left(\ln \left(\frac{2.29}{\rho} \right) + 0.19 \rho^2 \right) + \\ &\quad \mu \left(\frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{w}{h} + 1.44 \right) \right) \left(k_p \sum_{i=1}^n 2a - (i w + (i-1) s) \right) \end{aligned} \quad (4.32)$$

Para verificar las expresiones (4.31) y (4.32) de modelo escalable se comparan con la inductancia extraída del modelo T en la Figura 4.21.

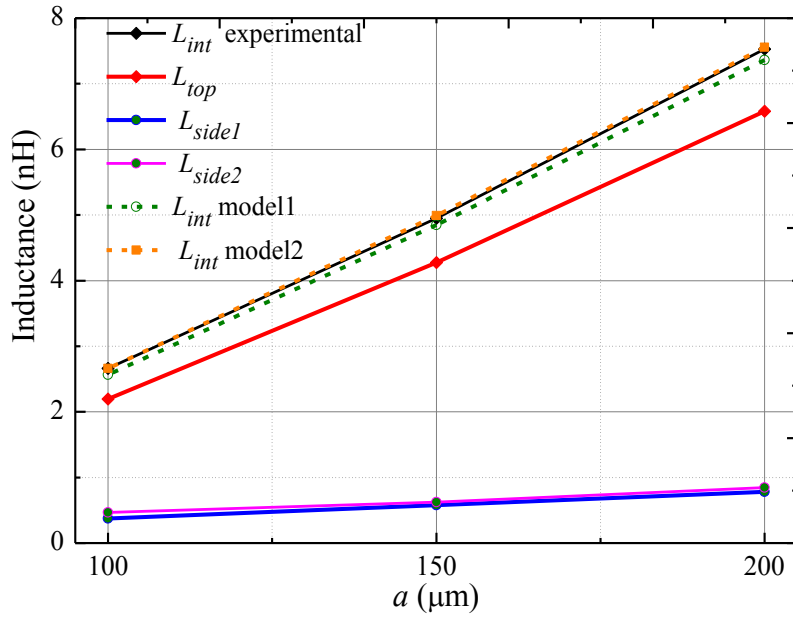


Figura 4.22. Comparación entre la inductancia intrínseca experimental y del modelo escalable de los 3 inductores.

En la Figura 4.21, se puede observar que los valores de las ecuaciones (4.31) en color verde y (4.32) en naranja predicen con un mínimo de error el valor de la inductancia intrínseca, no obstante el modelo de la ecuación (4.32) tiene un mejor desempeño. Para visualizar la contribución de la inductancia lateral en la inductancia intrínseca, se gráfica el porcentaje que tiene en los tres inductores, el cual se visualiza en la Figura 4.22.

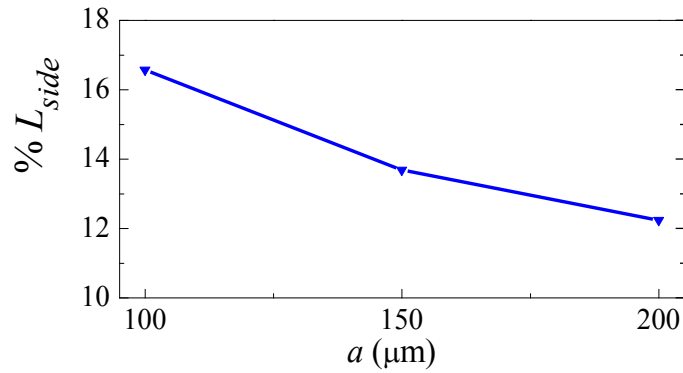


Figura 4.23. Porcentaje de L_{side} en los 3 inductores.

En la gráfica de la Figura 4.21, se observa que el porcentaje de la inductancia lateral disminuye conforme el tamaño de inductor se incrementa, esto se debe a que L_{side} tiene un comportamiento lineal, mientras que L_{top} tiene un término logarítmico, lo que hace que se incremente a una mayor tasa de crecimiento cuando el inductor aumenta de tamaño.

La predicción del modelo escalable en los tamaños y las dimensiones de los inductores de prueba, con un margen de error es muy bajo, además que este fue corroborado con dos expresiones de inductancia lateral, los cuales arrojan valores muy similares.

4.5. Conclusiones del capítulo

Los resultados de implementación del modelo del circuito T, demuestran que este tiene una capacidad de predicción muy notable, al grado de poder predecir en $L(\omega) = \text{Im} (Z_{1to2})/\omega$ y $R(\omega) = \text{Re} (Z_{1to2})$ los dos valores de las frecuencias de resonancia, por otra parte en Z_{12} , se logró una reducción significativa de las resonancias no deseadas, con lo cual se pudo extraer de manera satisfactoria los elementos de este bloque, los cuales son indispensables para que el modelo T tenga predicciones satisfactorias en el Factor Q y en los parámetros S.

De lo anterior, se puede concluir que modelo T tiene un mejor rendimiento de lo esperado, su desventaja, es que utiliza una segunda red de resonancia, cuyos elementos son difíciles de extraer, si no se tiene mediciones que contengan las dos frecuencias de resonancia, afortunadamente, el método de extracción propuesto, logro con éxito la obtención de los valores de todos los elementos, no obstante cabe mencionar, que este método tiene complicaciones cuando el tamaño del inductor se reduce, como se vio en el caso del inductor de $a=100\mu\text{m}$ en la Figura 4.9, ya que el valor del elemento C_r buscado es de el mismo orden que el ruido de las mediciones.

En cuanto a la implementación de la inductancia mutua L_m , se puede decir que este elemento es muy importante para reproducir el comportamiento del Factor Q, por parte del modelo T, puesto que en altas frecuencias Q presenta una caída muy significativa que reduce su ancho de banda, al incluir L_m en el modelo, se logró reproducir la misma forma de este efecto.

Para el caso del modelo escalable se puede concluir que la inductancia lateral puede ser predicha de manera confiable con los tipos de modelos propuestos, también se corrobora, que esta tiene un mayor porcentaje de contribución en la inductancia intrínseca conforme el tamaño del inductor se va reduciendo.

Conclusiones generales

En este trabajo se logró caracterizar de manera detallada, cada una de las dimensiones físicas de los inductores de prueba, ya que en la parte de medición se propusieron métodos que permitieron conocer los tamaños de estos dispositivos con un bajo margen de error. Este punto fue crucial, para que se pudiera corroborar de manera sustancial los modelos analíticos propuestos. De esta parte, se puede concluir que el uso de perfiladores ópticos es apto para la medición de elevaciones y profundidades en circuitos terminados, ya que no es invasivo, con lo cual, no se daña al dispositivo. También se corrobora, que es posible medir con precisión las longitudes, perímetros y áreas de una microestructura, a través de microfotografías de gran resolución, cuando se tiene un patrón de referencia en la imagen, estas dos técnicas mencionadas tienen la ventaja de no ser invasivas, lo que garantiza la integridad de los dispositivos, otra ventaja es que pueden ser optimizadas en un programa de cómputo.

Por otra parte para encontrar el tamaño y las características del plano de tierra, se hizo uso del microscopio SEM, ya que esta estructura no pudo ser medida con las dos técnicas anteriores, pues se encuentra cubierta por microestructuras llamadas dummy metal fill-cells, con la medición del microscopio SEM, se determinó que el plano de tierra es sólido y que es 1.5 veces mayor al diámetro exterior de los inductores. La desventaja del uso del microscopio SEM es que la medición es destructiva.

En el tratamiento de las mediciones eléctricas, se determinó que el mejor método de deembedding es el de 2 pasos, pues elimina los efectos capacitivos e inductivos asociados a las estructuras de los pads e interconexiones. Este punto también fue muy importante, ya que la inductancia intrínseca puede variar considerablemente, si no se

realiza una extracción adecuada, con lo cual, se impediría la corroboración de los datos experimentales con los datos de los modelos analíticos.

Una de las aportaciones más valiosas de este trabajo es la propuesta del modelo de circuito equivalente T, cuyo rendimiento alcanza los 50GHz, para alcanzar este ancho de banda, el modelo contempla una red adicional de resonancia, la cual ha sido reportada en previos trabajos, tanto en modelos π como en modelos T, sin embargo, en ellos no se establece la forma en que los elementos pueden ser extraídos, por lo que en este trabajo se propuso un método de extracción, el cual puede ser aplicado, a pesar que no se tenga datos en las mediciones de la segunda frecuencia de resonancia propia, la única desventaja de este método es que se vuelve impreciso conforme el tamaño del inductor disminuye. Otro factor clave, en la implementación de modelo T, es la topología final del circuito, la cual permite reproducir los efectos de las resonancias en el parámetro Z_{12} , esto se logra si se aplican transformaciones de delta a estrella en la topología del circuito y se resta la impedancia resultante que se encuentra en la rama de Z_{12} . Este punto trae como ventaja, una mayor facilidad de la extracción de los elementos del circuito equivalente. En este modelo, también se propuso la integración de un elemento inductivo, al que se lea relacionado con la inductancia mutua que hay entre las inductancias que van del puerto 1 al puerto 2, y que se encuentra en la rama del bloque de impedancias Z_{12} , la necesidad de incluir este elemento es visible, cuando se restan los efectos de los elementos que predominan a bajas frecuencias a la impedancia Z_{12} , con lo que se observa claramente una pendiente negativa en la parte imaginaria, la cual está relacionada con el efecto de esta inductancia mutua, por tal motivo se concluyó, que en efecto la integración de este elemento es necesario, otra ventaja que surgió al implementar este efecto inductivo, es la capacidad de reproducir el efecto de la caída del Factor Q en altas frecuencias, ya que la reproductibilidad de este efecto no ha sido lograda al implementar otros modelos que no contemplen este elemento adicional.

En la parte del modelo escalable, este trabajo hizo su mayor aportación, al comprobar que si un inductor se encuentra sobre un plano de tierra sólido que esta aterrizado, se deberá tomar en cuenta la inductancia generada por el retorno, dicha inductancia, ha sido contemplada en la inductancia intrínseca del inductor, la cual, ha sido predicha exitosamente con los modelos propuestos.

Al implementar los modelos escalables y graficar el porcentaje de contribución de la inductancia lateral respecto de la inductancia intrínseca, se pudo visualizar, que la importancia de ésta es mayor, con forme se reduce el tamaño del inductor, esto se debe, a que la inductancia lateral crece de manera lineal, mientras que la inductancia del núcleo del inductor crece de manera cuasi logarítmica, por lo tanto, si el tamaño del inductor disminuye la inductancia lateral se vuelve muy considerable.

Al comprobar la confiabilidad que el modelo escalable brinda, este puede ser fácilmente implementado, en cualquier programa de cómputo para predecir la inductancia de un inductor espiral en silicio que se esté diseñando.

Lista de Figuras

| | |
|---|----|
| Figura 1.1. Aplicaciones de Dispositivos pasivos en circuitos integrados en silicio. a) Impedancia de acoplamiento, b) carga de sintonización, c) emisor degeneración, d) filtro. | 2 |
| Figura 1.2. Distintos tipos de inductores en la tecnología de Circuitos Integrados. a) diagrama de un inductor activo, b) dimensiones de un inductor externo, c) Inductor formado con Bondwires, d) Inductor espiral fabricado sobre silicio. | 4 |
| Figura 1.3. Aplicación de escudo de tierra solido entre substrato y el inductor. | 6 |
| Figura 1.4. a) Un inductor cuadrado en color rojo se muestra el lazo de corriente debido a la geometría, b) se muestra el mismo inductor solo que de desdobra para observar el lazo de corriente entre metal del inductor y el escudo de tierra. | 7 |
| Figura 2.1. Redes de dos puertos, a) parámetros de dispersión (S), b) para metro de admitancia (Y). | 9 |
| Figura 2.2. Circuito equivalente para una red de 2 puertos. | 10 |
| Figura 2.3. Circuito equivalente para una red de 2 puertos. | 12 |
| Figura 2.4. Factor Q de inductores con el mismo valor de inductancia pero con diferentes formas geométricas [12]. | 13 |
| Figura 2.5. Comparación de la resistencia entre el inductor de forma cuadrada, octagonal y circular [14]. | 14 |
| Figura 2.6. (a) factor Q y (b) la inductancia de octágono y bobinas de cuadrados que tienen el mismo diámetro interno de 100 micras, el número de vueltas de 3,5, y el ancho de línea de 6 m [13]. | 14 |
| Figura 2.7. Modelo espiral de (a) inductor no simétrico y (b) inductor simétrico. | 15 |
| Figura 2.8. La comparación de (a) factor Q [15], (b) frecuencia auto-resonante, y (c) la capacitancia de inductores no simétricos y simétricos [16]. | 16 |
| Figura 2.9. Aproximación de los lados de la espiral por hojas simétricas de corriente. | 16 |
| Figura 2.10. Esquema de dos líneas paralelas. | 17 |
| Figura 2.11. Esquema de dos líneas paralelas en una hoja plana. | 18 |
| Figura 2.12. Esquema de dos líneas paralelas en una hoja plana y sus equivalentes distancias (AMD), (GMD) y (ASMD). | 18 |
| Figura 2.13. Equivalencia de un corrientes en grupo de tiras a una hoja de corriente. | 19 |

| | |
|---|----|
| Figura 2.14. Equivalencia de una espiral cuadrada a una hoja de corriente cuadrada y la representación de uno de sus lados para ilustra la evivalencia de $\rho l = n w + (n-1)s$ | 19 |
| Figura 2. 15. Distancias entre los lados opuestos de una hoja de corriente cuadrada..... | 20 |
| Figura 2. 16. Equivalencia de corrientes en tiras circulares a una hoja circular de corriente.20 | |
| Figura 3.1. Perfilometro 3D sin contacto Veeco Wyco NT1100 con interfaz a PC. | 24 |
| Figura 3.2. Medición con interferometria de los inductores en la oblea. | 24 |
| Figura 3.3. Medición del escalón de los metales de las espiras del inductor, el grosor (thickness) de los metales es de $t = 3\mu m$ | 25 |
| Figura 3.4. Comparación entre las mediciones de profundidad de las estructuras y los niveles metálicos de la tecnología CMOS a 65nm [23]. | 25 |
| Figura 3.5. Gráficas 3D de los datos obtenidos por el perfilador óptico..... | 26 |
| Figura 3.6. Microfotografía de los pads de un inductor de prueba. | 27 |
| Figura 3.7. Tres microfotografías de los 3 inductores de interés con las mediciones de sus respectivas apotemas..... | 28 |
| Figura 3. 8. Medición indirecta de las dimensiones de inductor, con esta aplicación se puede observar los dummy metal fill-cells y el plano de tierra de los pads. | 29 |
| Figura 3.9. Microfotografía que muestra el tamaño de los dummy metal fill-cells..... | 30 |
| Figura 3.10. Microfotografías de los planos de tierra, a la izquierda tomada con el microscopio de SEM, a la derecha tomada con el microscopio óptico después de realizar el proceso de grabado con HF a 40 °C..... | 30 |
| Figura 3.11. Esquema 3D del inductor especificando todas sus dimensiones. | 31 |
| Figura 3.12. Esquema físico que muestra una configuración del VAN para la medición de parámetros-S sobre una oblea. | 33 |
| Figura 3. 13. Diagrama eléctrico que muestra la arquitectura básica de los elementos y las conexiones típicas del VAN para la medición de parámetros-S de un DUT. | 33 |
| Figura 3.14. Esquema de la etapa de calibración, se ilustra los efectos parásitos que son removidos al efectuar esta etapa. | 34 |
| Figura 3.15. El modelo con 12 elementos de error: modelo Frontal (F) 6 elementos, modelo inverso (R) 6 elementos [24]..... | 35 |
| Figura 3.16. Esquema del sustrato de calibración para pun pich de 75 a 150 μm , con una configuración Ground-Signal-Ground (GSG), en la ampliación las estructuras necesarias para de calibración LRM. | 36 |

| | |
|--|----|
| Figura 3.17. Micro-fotografía de las estructuras dummy: a) Open, b) Short, c) Thru, d) Load. | 37 |
| Figura 3. 18. Circuitos equivalentes de las estructuras dummy: a) Open, b) Short. | 38 |
| Figura 3. 19. Método de deembedding de un paso, circuito equivalente de DUT con 3 elementos parásitos. | 39 |
| Figura 3. 20. Método de deembedding de dos pasos, circuito equivalente de DUT con 6 elementos parásitos. | 40 |
| Figura 3. 21. Parametros S11 de los tres inductores, donde S11_WD son los parámetros sin dembeeding y donde S11_2SD son los parámetros con dembeeding de 2 pasos. | 40 |
| Figura 3. 22. Comparación de la Inductancia $L = \text{Imag}(Z_{1to2})/\omega$, sin deembding y con deembedding de 2 pasos. | 41 |
| Figura 3. 23. Parametros S12 de los tres inductores, donde S12_WD son los parámetros sin dembeeding y donde S12_2SD son los paramtres con dembeeding de 2 pasos. | 41 |
| Figura 4.1. Circuito equivalente para el modelo tipo T. | 44 |
| Figura 4.2. Gráficas de los valores reales e imaginarios de los bloques de impedancia obtenidos de parámetros Z: a) $\text{Real}(Z_{1to2})$, b) $\text{Im}(Z_{1to2})/\omega$, c) $\text{Real}(Z_{12})$, b) $\text{Im}(Z_{12})/\omega$ | 45 |
| Figura 4.3. Primera representación esquemática de los circuitos asociados a los bloque de impedancia. | 46 |
| Figura 4.4. Segunda representación esquemática de los circuitos asociados a los bloque de impedancia. | 47 |
| Figura 4.5. Tercer representación esquemática de los circuitos asociados a los bloque de impedancia. | 48 |
| Figura 4.6. Gráficas de Z12: a) $\text{Real}(Z_{12})$, b) $\text{Im}(Z_{12})/\omega$, en las que se pueden en contra los valores de R_{ind} y L_{ind} | 48 |
| Figura 4.7. Cruces por cero de ω de $\text{Im}(Z_{12})/\omega$ | 49 |
| Figura 4.8. Gráficas de $\text{Real}(1/Z_{12}-1/Z_1)$ donde el punto máximo es el valor de G_r | 50 |
| Figura 4.9. Obtención del parámetro C_r | 51 |
| Figura 4.10. Obtención del parámetro R_p | 52 |
| Figura 4.11. Modelos de la topología delta a estrella, a) modelo T con conexión delta, b) modelo T con conexión estrella. | 53 |
| Figura 4.12. Parte real de Z_{12} y Z_{12n} , reducción de los efectos de las resonancias. | 54 |
| Figura 4.13. $(\text{Im}(Z_{12})/\omega)^{-1}$ para encontrar la suma de $C_{ox}+C_{os}$ | 55 |
| Figura 4.14. Gráficas para encontrar las pendientes de $k = C_{os}^2 R_{os}$ | 56 |

| | |
|---|----|
| Figura 4.15. Gráficas para encontrar las pendientes de L_m . | 57 |
| Figura 4.16. Gráficas de las comparaciones entre $\text{Im}(Z_{1to2})/\omega$ experimental y del modelo. | 59 |
| Figura 4.17. Gráficas de las comparaciones entre los parámetros S experimentales y del modelo. | 59 |
| Figura 4.18. Gráficas de las comparaciones entre Factor Q experimental y del modelo. | 60 |
| Figura 4.19. Gráficas de las comparaciones entre $\text{Re}(Z_{1to2})$ experimental y del modelo. | 60 |
| Figura 4.20. Esquema de físico de los inductores de prueba, donde se muestra los dos lazos de corriente Top Loop y Side Loop. | 62 |
| Figura 4.21. Bloque de una espira en tres dimensiones. | 63 |
| Figura 4.22. Comparación entre la inductancia intrínseca experimental y del modelo escalable de los 3 inductores. | 65 |
| Figura 4.23. Porcentaje de L_{side} en los 3 inductores. | 65 |

Lista de tablas

| | |
|--|----|
| Tabla 2. 1. Coeficientes para diversas geometrías | 21 |
| Tabla 4.1. Elementos del bloque de impedancia Z_{1to2} | 58 |
| Tabla 4.2. Elementos del bloque de impedancia Z_{12} | 58 |

Referencias

- [1] Ali M. Niknejad and Robert G. Meyer, “Design, Simulation and Applications of Inductors and Transformers for Si RF ICs”, Kluwer Academic Publishers, New York, Boston, Dordrecht, London, Moscow, 2002.
- [2] Jaime Aguilera and Roc Berenguer, “Design and Test of Integrated Inductors for RF Applications”, Kluwer Academic Publishers, New York, Boston, Dordrecht, London, Moscow, 2003.
- [3] Ahmed Helmy and Mohammed Ismail,” Substrate Noise Coupling in RFICs”, Springer 2008.
- [4] Ji Chen, “On-chip spiral inductor/transformer design and modeling for RF applications”, B.S. Fudan University, Orlando, Florida, 2001.
- [5] J. L. Gonzalez, X. Aragones, M. Molina, et al., "A comparison between grounded and floating shield inductors for mmW VCOs," in 2010 Proceedings of the ESSCIRC, 2010, pp. 250-253.
- [6] X. Sun, G. Carchon, Y. Kita, K. Chiba, T. Tani, and W. De Raedt, “Experimental analysis of above-IC inductor performance with different patterned ground shield configurations and dummy metals,” in Proc. 36th Eur. Microwave Conf., Sep. 10–15, 2006, pp. 40–43.
- [7] L. F. Tiemeijer, R. J. Havens, Y. Bouttement, and H. J. Pranger, “Physics-based wideband predictive compact model for inductors with high amounts of dummy metal fill,” IEEE Trans. Microw. Theory Techn, vol. 54, no. 8, pp. 3378–3386, Aug. 2006.
- [8] T. S. D Cheung and J. R. Long, “Shielded passive devices for silicon-based monolithic microwave and millimeter-wave integrated circuits,” IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 41, no. 5, pp. 1183–1200, May 2006.
- [9] C. P. Yue and S. S. Wong, “On-chip spiral inductors with patterned ground shields for Si-Based RF IC’s,” in Symp. VLSI Circuits Dig., 1997, pp. 85–86

-
- [10] Marian K. Kazimierczuk, High-frequency magnetic components, 2nd. ed. Wright State University, Dayton, Ohio, USA: Wiley, pp. 477-506, 2009.
- [11] Ji Chen,” On-Chip Spiral Inductor/Transformer Design And Modeling for RF Applications”, B.S. Fudan University, 2001, pp. 37-43.
- [12] Sunderarajan S. Mohan, The Design, Modeling And Optimization Of On-Chip Inductor And Transformer Circuit, Doctoral dissertation, Stanford University, 1999.
- [13] Feng Ling, Jiming Song, Telesphor Kamgaing, Yingying Yang, William Blood, Michael Petras, and Thomas Myers, Systematic analysis of inductors on silicon using EM simulations, Electronic Components and Technology Conference, 2002.
- [14] S. Chaki, S. Aono, N. Anodoh, Y. Sasaki, N. Tanino, and O. Ishihara, Experimental study on spiral inductors, Digest of IEEE International Microwave Theory and Techniques Symposium, 1995.
- [15] Ban-Leong Ooi, Dao-Xian Xu, and Pang-Shyan Kooi, A comprehensive explanation on the high quality characteristics of symmetrical octagonal spiral inductor, IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, Pages 259–262, June 2003.
- [16] Chia-Hsin Wu, Chih-Chun Tang, and Shen-Iuan Liu, Analysis of on-chip spiral inductors using the distributed capacitance model, IEEE Journal of Solid-St. Circuits, Vol. 38, Pages 1040–1044, June 2003.
- [17] E. B. Rosa, “Calculation of the self-inductances of single-layer coils,” Bull. Bureau Standards, vol. 2, no. 2, pp. 161–187, 1906.
- [18] J. C. Maxwell, A Treatise on Electricity and Magnetism, 3rd ed. New York: Dover, 1967.
- [19] C. P. Yue, C. Ryu, J. Lau, T. H. Lee, and S. S. Wong, “A physical model for planar spiral inductors on silicon,” in Proc. IEEE Int. Electron Devices Meeting, an Francisco, CA, 1996.
- [20] Cheolung Cha and Zhaoran Huang, “Test-structure free modeling method for de-embedding the effects of pads on device modeling”, Conference Paper In Proceedings-Electronic Components and Technology Conference, December 2002.
-

-
- [21] Jaime Aguilera and Roc Berenguer, "Comparison of the "Pad-Open-Short" and "Open-Short-Load" Deembedding Techniques for Accurate On-Wafer RF Characterization of High-Quality Passives", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 53, no. 2, February 2005
- [22] Rosales, M. D., et al., "De-embedding techniques on a 0.25 μm digital CMOS process," Proc. IEEE Region 10 Conference, Nov. 14–17, 2006.
- [23] Baudouin Martineau. "65nm CMOS SOI potentialities for millimeter wave wireless applications". Micro and nanotechnologies electronics. Université des Sciences et Technologie de Lille Lille I, 2008. English.
- [24] B. Bayard, "Contribution au développement de composants magnétiques pour l'électronique hyperfréquence", Thèse de Doctorat, 2000.
- [25] Jin-Woong Jeong, Sung-Kyu Kwon," Modeling of T-Model Equivalent Circuit for Spiral Inductors in 90 nm CMOSTechnology", Department of Electronics Engineering, Chungnam National Univ., Yuseong, Daejeon 305-764, Korea.
- [26] Geliang Yang, Zhigong Wang,"Modified T-Model Withan Improved Parameter Extraction Methodfor Silicon - Based Spiral Inductors", IEEE Microwave and Wireless Components letters, Vol. 24, No. 11, November 2014.
- [27] Chin-Li Wang and Chia-Cheng Chuang, " A Broadband and Scalable T-Model for Onchip Inductors", Industrial Technology and Research Institute, 195 Sec. 4, Chung Hsing Rd., Chutung, Hsinchu 310, Taiwan.
- [28] Daniel Pasquet, Philippe Descamps, Dominique Lesenechal, "Modelling of an Inductor on SiGe from the measurement to the equivalent scheme", LaMIPS, Common laboratory CRISMAT-NXP, Semiconductors-PRESTO Engineering, UMR 6508 Caen, France.
- [29] Sejas-Garcia, Torres-Torres, R. Moreira, "Systematic modeling and parameter extraction for on-chip inductors in CMOS technology", Microwave & Optoelectronics Conference (IMOC), 2013 SBMO/IEEE MTT-S International., pp. 1-5, 2013.
- [30] Marian K. Kazimierczuk, High-frequency magnetic components, 2nd. ed. Wright State University, Dayton, Ohio, USA: Wiley, pp. 477-506, 2009.
-

-
- [31] Stephen C. Thierauf, High-Speed Circuit Board Signal Integrity, Norwood, MA, USA: Artech House, Inc, pp.63 2004.
- [32] Stephen H. Hall, Garrett W. Hall, James A. McCall, High-Speed Digital System Design: A Handbook of Interconnect Theory and Design Practices, 1st. ed., Wiley-IEEE Press, pp.14,318, 2000.