

**UNIVERSIDAD DE LAS PALMAS DE GRAN
CANARIA**

**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE
INGENIEROS DE TELECOMUNICACIÓN**



BIBLIOTECA UNIVERSITARIA
LAS PALMAS DE G. CANARIA
N.º Documento _____
N.º Copia 830250

PROYECTO FIN DE CARRERA

**DISEÑO DE UNA LIBRERÍA DE INDUCTORES
INTEGRADOS EN TECNOLOGÍA UMC 0.18 μm**

Autor: D. Octavio Medina Day
Tutores: Dr. D. Javier del Pino Suárez
Dr. D. Antonio Hernández Ballester
Fecha: Julio 2005



**UNIVERSIDAD DE LAS PALMAS DE GRAN
CANARIA**

**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE
INGENIEROS DE TELECOMUNICACIÓN**



PROYECTO FIN DE CARRERA

**DISEÑO DE UNA LIBRERÍA DE INDUCTORES
INTEGRADOS EN TECNOLOGÍA UMC 0.18 μm**

HOJA DE FIRMAS

Alumno

Una firma manuscrita que parece decir "M.S." o similar.

Fdo.: D. Octavio Medina Day

Tutor

Una firma manuscrita que parece decir "A.H.B." o similar.

Fdo.: Dr. D. Antonio Hernández Ballester

Tutor

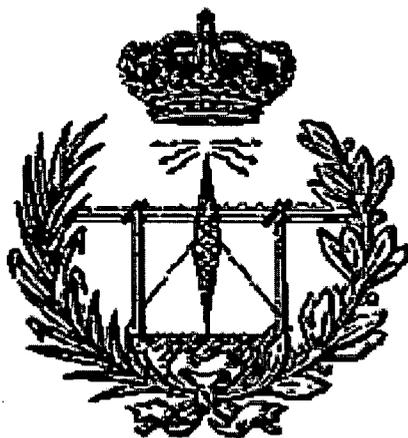
Una firma manuscrita que parece decir "J.P.S." o similar.

Fdo.: Dr. D. Javier del Pino Suárez

Fecha: Julio 2005

UNIVERSIDAD DE LAS PALMAS DE GRAN CANARIA

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS DE TELECOMUNICACIÓN



BIBLIOTECA UNIVERSITARIA
LAS PALMAS DE GRAN CANARIA
N.º Documento: _____
N.º Copia: _____

PROYECTO FIN DE CARRERA

DISEÑO DE UNA LIBRERÍA DE INDUCTORES INTEGRADOS EN TECNOLOGÍA UMC 0.18 μm

HOJA DE EVALUACIÓN

Calificación: SOBRESALIENTE 10 (M.H.)

Presidente

Fdo.:

Vocal

Fdo.: Fernando Rodríguez Guerrero

Secretario

Fdo.: BENITO GONZÁLEZ PÉREZ

Fecha: Julio 2005

Agradecimientos

Ahora que escribo el final del proyecto, me gustaría agradecer a toda la gente que ha estado ahí para lo bueno y lo malo. Espero poder expresar al menos una parte de la gratitud que siento.

En primer lugar quiero agradecer especialmente la ayuda de mis tutores Javi y Toni. Estuvieron ahí siempre que les necesité, aguantándome incluso cuando me replanteaba por n-ésima vez la misma cuestión. Supieron animarme y confiar en mis posibilidades. Ustedes son los pilares de este proyecto. Gracias por todo.

Quisiera agradecer la confianza depositada en el proyecto por la *División de Tecnología Microelectrónica* (TME) del *Instituto Universitario de Microelectrónica Aplicada* (IUMA) y por la *Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación* (ETSIT), habiendo aportado los medios necesarios para su realización.

Gracias Amaya, tu apoyo en el complicado mundo de las bobinas fue vital para no hundirme en la desesperación. Me animaste a continuar incluso cuando todo estaba negro. Gracias.

Sunil, eres genial. No sólo me ayudaste en todo lo posible con el proyecto, sino que aguantaste mis largas charlas en el laboratorio, intentando mantener mi estabilidad mental. Soportar mis paranoias no debe ser fácil, así que no hay palabras suficientes para agradecértelo.

Mónica, la alegría de la huerta.. Gracias por animarme, compartir penurias y por esos maravillosos programas del capitán Morgan. Eres una chica increíble y espero que se cumplan todos tus sueños.

Gracias José Ramón, eres parte muy importante de este trabajo. Te pasaste horas conmigo para ayudarme, consiguiendo que superara problemas imposibles. Gracias por tu generosidad.

Me gustaría mencionar lo bien que me lo han hecho pasar toda la gente de la división y del laboratorio. Los días se pasaban volando con ellos. Gracias por esos ratos a Diana, Yurena, Juanjo, Norberto, Nayra y demás proyectantes y profesores del grupo.

Gracias Davi, por estar ahí, por ser tú. Ya lo sabes, me apoyaste y me apoyaste, y mírame ahora. Lo conseguí, lo conseguimos. Eres el corazón del trabajo. No dudes que todo te irá bien. Gracias a toda tu familia también.

Gracias Victor y Javivi. Ustedes son unos tutores en potencia. Me ayudaron al máximo, perdiendo su tiempo durante interminables ratos. Pero no solo eso, me aguantaron en mis peores momentos de estrés y consiguieron que volviera a ser persona. De verdad, muchísimas gracias. Son lo mejor de lo mejor.

No puedo olvidarme de todos los amigos de la universidad que ha sido la base de apoyo para solventar mis problemas. Todos tuvieron que aguantar mis quejas, y no dudaron en animarme con fuerza. Ro, la carrera no hubiera sido la misma sin ti, ya sabes que eres mi “compi”. Isa y Chus, mis compañeras en el “trío de los panchos”, no hubiera llegado a nada sin su apoyo constante y sin nuestras aventuras compartidas entre los tres. Patri y Paco, el dúo espiritual, siempre con una sonrisa para mí, gracias por ser. Pedro Alexi, eres un tío guay. Gracias Etel, Pili, Celia y Are por ser mis niñas locas, chicas todo-terreno. Quiero darles las gracias por todo el apoyo en la carrera, en el proyecto y en los buenos ratos a Yeray, Arturo y Raúl. Tony, gracias por compartir las batallas con el proyecto. Peter y Luis son geniales, todo les irá bien seguro. Gracias a Antonio, Garoé, Himar, Alex, Raquel, Ace, Armando, Ricardo, Pedro, Tere, More, Adal... La lista es afortunadamente muy larga, por lo que daré gracias en general a todos.

Mis amigos “externos” han sido fundamentales en mi vida. Gracias por animarme constantemente y por aguantar las cosas inexplicables de mi proyecto. Me han hecho la vida más fácil. Gracias Yoyi, eres la amiga, la mejor. Gracias Javi, siempre, siempre estás ahí, no me merezco tanta amistad, gracias. Sebas, eres genial, siempre tienes una historia que contarme y me has ayudado cuando lo he necesitado. Carlos, gracias por todo, eres un tipo noble. Nayra, eres increíble, mucha suerte en la vida. Virgi, la chica con mejor saber estar que he conocido, gracias por tu amistad. Gracias Ariel, siempre me has escuchado cuando lo he necesitado. Gracias Chiri y Quique.

Teresi, mi conciencia y mi amiga. Gracias Fernando, siempre estarás para animarme. Alberto, has conseguido que me ilusionara en la vida con una afición, gracias.

Gracias muy especialmente a Gus y Alby, los amigos que uno siempre desea tener. Espero que estén ahí siempre y no perderles nunca.

Gracias a todos mis amigos. Gracias de verdad. Me faltan muchos, pero todos están conmigo.

Gracias a mi familia, son mi todo. A mis primos, Marcos, Lore y Cris, a mis tías y tíos, Ofelia, Carmen y Rory. A mis abuelos donde estén, les extraño mucho. Nico, mi hermano, gracias porque sé que me deseas lo mejor y me ayudarás siempre. Muchas, muchas gracias a mis padres, Octavio y Josephine. Soy lo que soy y llego aquí por ellos y también para ellos. Les debo mucho, y espero que este trabajo les guste y consiga que se sientan tan orgullosos de mí como yo lo estoy de ellos.

Gracias a todos,

Índice General

Parte I Memoria.....	1
Capítulo 1 INTRODUCCIÓN	3
1.1 Introducción.....	3
1.2 Inductores integrados.....	4
1.2.1 Introducción.....	4
1.2.2 Fenómenos físicos en el inductor integrado	6
1.2.3 Modelo equivalente de un inductor. Modelo clásico.....	9
1.3 Método tradicional para la obtención de una librería de inductores.....	11
1.4 Estructura de la memoria	13
Capítulo 2 MANEJO DE ADS	15
2.1 Introducción.....	15
2.2 Entorno de diseño	16
2.3 Tipos de simulaciones.....	19
2.4 El simulador electromagnético Momentum.....	21
2.4.1 Introducción.....	21
2.4.2 Modos de simulación.....	23
2.4.3 Definición de parámetros del simulador	23
2.4.4 Consideraciones en la distribución de corrientes.....	24
2.4.4.1 Efecto de borde o efecto <i>edge</i>	25

2.4.4.2 Aproximaciones en el grosor del metal. Efecto <i>skin</i>	27
2.5 Conclusiones.....	29
Capítulo 3 ESTUDIOS PREVIOS	31
3.1 Introducción.....	31
3.2 Descripción de la tecnología	31
3.3 Parámetros en el simulador Momentum.....	33
3.3.1 Definición de las capas de sustrato.....	33
3.3.2 Definición de las capas de metalización.....	36
3.3.3 Relación de las capas de <i>layout</i> con las capas de metalización.....	37
3.4 Parámetros en la simulación del sustrato.....	38
3.4.1 Variaciones del grosor del sustrato semiconductor	39
3.4.2 Disposición de las vías de interconexión entre capas metálicas.....	43
3.5 Análisis de los parámetros geométricos	44
3.5.1 Número de lados.....	44
3.5.2 Estudio de la variación del espaciado entre pistas.....	47
3.5.3 Estudio de la variación del número de vueltas	49
3.5.4 Estudio de la variación de la anchura de pista.....	50
3.5.5 Estudio de la variación del radio exterior.....	52
3.5.6 Conclusiones.....	53
3.6 Estructura de capas de metalización.....	53
3.6.1 Metal de <i>underpass</i>	54

3.6.2 Combinaciones en la estructura de metalización	58
3.7 Conclusiones	68
Capítulo 4 LIBRERÍA DE INDUCTORES.....	69
4.1 Introducción	69
4.2 Definición del sustrato de la librería.....	70
4.3 Validación de las simulaciones.....	71
4.4 Modelo paramétrico	80
4.4.1 Modelo paramétrico de la inductancia.....	81
4.4.2 Modelo paramétrico de la resistencia serie.....	83
4.4.3 Modelo paramétrico de la capacidad paralela.....	85
4.4.4 Modelo paramétrico de la capacidad entre la espiral y el sustrato	86
4.4.5 Modelo paramétrico de la resistencia del sustrato R_{sub}	87
4.4.6 Modelo paramétrico de la capacidad del sustrato C_{sub}	87
4.4.7 Resultados del modelo paramétrico.....	87
4.4.8 Algoritmo para diseñar inductancias con alto factor de calidad.....	95
4.5 Librería de inductores	96
4.6 Algoritmo de visualización	99
4.7 Conclusiones.....	102
Capítulo 5 HERRAMIENTAS DESARROLLADAS.....	105
5.1 Introducción.....	105
5.2 Software <i>IMODEL</i>	105

5.3 Herramienta de generación de inductores basada en el modelo paramétrico.....	109
5.4 Herramienta para vías distribuidas	111
5.5 Conclusiones.....	114
Capítulo 6 CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS.....	117
6.1 Introducción.....	117
6.2 Conclusiones.....	117
6.3 Líneas Futuras	120
BIBLIOGRAFÍA	123
Parte II Presupuesto.....	127
PRESUPUESTO.....	129
P.1. Trabajo Tarificado por Tiempo Empleado.....	129
P.2. Amortización del Inmovilizado Material	131
P.1.1. Amortización del Material Hardware.....	131
P.1.2. Amortización del Material Software	132
P.3. Redacción del proyecto	133
P.4. Derechos de Visado del COIT	136
P.5. Gastos de Tramitación y Envío	138
P.6. Presupuesto Antes de Impuestos	138
P.7. Presupuesto Después de Impuestos.....	139
Parte III Pliego de condiciones	141
PLIEGO DE CONDICIONES	143

Parte IV Anexos	147
Anexo A MOMENTUM Y MEDIDAS.....	149
Anexo B DESARROLLOS TEÓRICOS.....	163
Anexo C LIBRERÍA.....	173
Anexo D CONTENIDO DEL CD-ROM.....	211
Anexo E DOCUMENTO DCIS.....	213

Índice de Figuras

Figura 1.1 <i>Layout</i> de una bobina cuadrada simple.....	4
Figura 1.2 Corte de un inductor integrado con los campos magnéticos y eléctricos indicados.	7
Figura 1.3 Generación de las corrientes de torbellino.....	8
Figura 1.4 Generación de corrientes en el sustrato.....	9
Figura 1.5 Modelo clásico de dos puertos de un inductor integrado.....	10
Figura 1.6 Posibles pasos para la obtención de una librería de inductores integrados.	12
Figura 2.1 Ventana principal de trabajo del programa ADS.....	16
Figura 2.2 Pantalla del entorno de diseño esquemático.....	17
Figura 2.3 Pantalla del entorno de diseño de <i>layout</i>	17
Figura 2.4 Pantalla informativa del estado de la simulación de un diseño.....	18
Figura 2.5 Pantalla de presentación de los resultados de la simulación.....	19
Figura 2.6 Descripción del <i>method of moments</i> en la discretización de las corrientes superficiales y su representación con un modelo de circuito equivalente.....	22
Figura 2.7 Distribución de corrientes en un conductor en función de la frecuencia	25
Figura 2.8 Pantalla de opciones de mallado en Momentum.....	26
Figura 2.9 Ejemplo de mallado con y sin la opción de <i>edge</i> en Momentum.	26

Figura 2.10 Esquema de la distribución de corrientes para la aproximación de grosor cero.....	27
Figura 2.11 A alta frecuencia la corriente se desplaza hacia un borde con la aproximación de espesor nulo.....	27
Figura 2.12 Distribución de corrientes para la aproximación de grosor finito.....	28
Figura 2.13 La corriente se distribuye en una doble capa superficial en alta frecuencia para la aproximación de grosor finito.....	28
Figura 3.1 Corte transversal de la tecnología UMC 0.18 μm	33
Figura 3.2 Sección del simulador Momentum donde se define las capas de sustrato.....	35
Figura 3.3 Vista de la definición de las capas de metalización en Momentum.....	37
Figura 3.4 Vista de un inductor en el modo <i>layout</i> del programa ADS.....	38
Figura 3.5 Factor de calidad bobina L_885_35_10_2_Sh.....	40
Figura 3.6 Inductancia bobina L_885_35_10_2_Sh.....	40
Figura 3.7 Factor de calidad bobina L_885_35_10_2_Th.....	41
Figura 3.8 Inductancia bobina L_885_35_10_2_Th.....	41
Figura 3.9 Factor de calidad bobina L_100_15_15_15_Th.....	42
Figura 3.10 Inductancia bobina L_100_15_15_15_Th.....	42
Figura 3.11 Vía continua a lo largo de una pista.....	43
Figura 3.12 Vías distribuidas por toda la sección de una pista metálica.....	44
Figura 3.13 Bobina con 4 lados, $r=120 \mu\text{m}$, $n=2.5$, $w=15 \mu\text{m}$ y $s=2 \mu\text{m}$	45

Figura 3.14 Bobina con 8 lados, $r=120 \mu\text{m}$, $n=2.5$, $w=15 \mu\text{m}$ y $s=2 \mu\text{m}$	46
Figura 3.15 Bobina con 20 lados, $r=120 \mu\text{m}$, $n=2.5$, $w=15 \mu\text{m}$ y $s=2 \mu\text{m}$	46
Figura 3.16 Factor de calidad para las bobinas con distinto número de lados.....	47
Figura 3.17 Factor de calidad bobina $L_{150_35_10_s}$ con distinto valor de s	48
Figura 3.18 Inductancia bobina $L_{150_35_10_s}$	48
Figura 3.19 Factor de calidad bobina $L_{150_n_10_2}$ con distinto valor de n	49
Figura 3.20 Inductancia bobina $L_{150_n_10_2}$ con distinto valor de n	50
Figura 3.21 Factor de calidad bobina $L_{150_35_w_2}$ con distinto valor de w	51
Figura 3.22 Inductancia bobina $L_{150_35_w_2}$ con distinto valor de w	51
Figura 3.23 Factor de calidad bobina $L_{r_35_10_2}$ con distinto valor de r	52
Figura 3.24 Inductancia bobina $L_{r_35_10_2}$ con distinto valor de r	52
Figura 3.25 Factor de calidad para bobina $L_{90_35_10_2}$ utilizando metal 2.....	54
Figura 3.26 Inductancia para bobina $L_{90_35_10_2}$ utilizando metal 2.....	55
Figura 3.27 Factor de calidad para bobina $L_{90_35_10_2}$ utilizando metal 3.....	55
Figura 3.28 Inductancia para bobina $L_{90_35_10_2}$ utilizando metal 3.....	56
Figura 3.29 Factor de calidad para bobina $L_{90_35_10_2}$ utilizando metal 4.....	56

Figura 3.30 Inductancia para bobina L_90_35_10_2 utilizando metal 4.....	57
Figura 3.31 Factor de calidad para bobina L_90_35_10_2 utilizando metal 5.....	57
Figura 3.32 Inductancia para bobina L_90_35_10_2 utilizando metal 5.....	58
Figura 3.33 Factor de calidad de la bobina L_150_25_10_2 para un metal en la espira.....	59
Figura 3.34 Inductancia de la bobina L_150_25_10_2 para un metal en la espira.	60
Figura 3.35 Factor de calidad de la bobina L_150_25_10_2 para dos metales en la espira.	60
Figura 3.36 Inductancia de la bobina L_150_25_10_2 para dos metales en la espira.....	61
Figura 3.37 Factor de calidad de la bobina L_150_25_10_2 para tres metales en la espira.	61
Figura 3.38 Inductancia de la bobina L_150_25_10_2 para tres metales en la espira.....	62
Figura 3.39 Factor de calidad de la bobina L_150_25_10_2 para cuatro metales en la espira.	62
Figura 3.40 Inductancia de la bobina L_150_25_10_2 para cuatro metales en la espira.	63
Figura 3.41 Factor de calidad de la bobina L_150_25_10_2 para cinco metales en la espira.	63
Figura 3.42 Inductancia de la bobina L_150_25_10_2 para cinco metales en la espira.....	64

Figura 3.43 Factor de calidad de la bobina L_150_25_10_2 para seis metales en la espira.....	64
Figura 3.44 Inductancia de la bobina L_150_25_10_2 para seis metales en la espira.....	65
Figura 3.45 Factor de calidad de la bobina L_150_25_10_2 con distinto número de metales en paralelo en la espira.....	66
Figura 3.46 Inductancia de la bobina L_150_25_10_2 con distinto número de metales en paralelo en la espira.....	67
Figura 4.1 Nuevo método seguido para la obtención de la librería de inductores.....	70
Figura 4.2 Aproximación de grosor finito y de grosor cero.....	72
Figura 4.3 Gráficas con las estructuras simuladas.....	75
Figura 4.4 Factor de calidad para las simulaciones con aproximación de grosor nulo.....	76
Figura 4.5 Inductancia para las simulaciones con aproximación de grosor nulo.....	77
Figura 4.6 Factor de calidad para las simulaciones con aproximación de grosor finito.....	78
Figura 4.7 Inductancia para las simulaciones con aproximación de grosor finito.....	78
Figura 4.8 Comparativa del factor de calidad de las simulaciones más cercanas a las medidas.....	79
Figura 4.9 Comparativa de la inductancia de las simulaciones más cercanas a las medidas en el factor de calidad.....	79

Figura 4.10 Componentes positivas y negativas de las inductancias mutuas en una espira rectangular.....	81
Figura 4.11 Layout de un inductor con los parámetros geométricos indicados.....	83
Figura 4.12 Comparativa entre las dos opciones de profundidad para el cálculo de R_S en un inductor de 3.5 vueltas.....	85
Figura 4.13 Ejemplo del programa “ <i>Representa_inductor</i> ” para una bobina con $r=100\ \mu\text{m}$, $n=2.5$ vueltas, $s=1.5\ \mu\text{m}$ y $w=10\ \mu\text{m}$	88
Figura 4.14 Factor de calidad de la bobina L_645_15_10_2.....	89
Figura 4.15 Factor de calidad de la bobina L_76_25_10_2.....	90
Figura 4.16 Factor de calidad de la bobina L_885_35_10_2.....	90
Figura 4.17 Factor de calidad de la bobina L_1005_45_10_2.....	91
Figura 4.18 Factor de calidad de la bobina L_1125_55_10_2.....	91
Figura 4.19 Inductancia de la bobina L_645_15_10_2.....	92
Figura 4.20 Inductancia de la bobina L_76_25_10_2.....	92
Figura 4.21 Inductancia de la bobina L_885_35_10_2.....	93
Figura 4.22 Inductancia de la bobina L_1005_45_10_2.....	93
Figura 4.23 Inductancia de la bobina L_1125_55_10_2.....	94
Figura 4.24 Inductancia de las bobinas L_885_25_15_2, L_1175_25_15_2 y L_1575_25_15_2.....	94
Figura 4.25 Vista 3D de los valores del factor de calidad para todas las bobinas con valor inductivo de 3.5 nH a 2.4 GHz.	100
Figura 4.26 Curvas de nivel del factor de calidad para todas las bobinas con valor inductivo de 3.5 nH a 2.4 GHz.....	100

Figura 4.27 Vista 3D del radio externo para todas las bobinas con valor inductivo de 3.5 nH a 2.4 GHz.	101
Figura 4.28 Curvas de nivel del radio exterior para todas las bobinas con valor inductivo de 3.5 nH a 2.4 GHz.	102
Figura 5.1 Pantalla principal del programa IMODEL.	106
Figura 5.2 Cuadro para elegir el número de metales en la espiral del inductor.	106
Figura 5.3 Pantalla que permite cambiar los parámetros de la tecnología y del modelo paramétrico.	107
Figura 5.4 Gráfica ejemplo del factor de calidad e inductancia de una bobina para el barrido de frecuencias de 0.5 a 20 GHz.	108
Figura 5.5 Pantalla principal de ayuda del programa <i>IMODEL</i>	109
Figura 5.6 CDF de la herramienta de generación automática de inductores integrados.	110
Figura 5.7 Vista <i>layout</i> de un inductor de 2.5 vueltas.	111
Figura 5.8 Vista en detalle del inductor ejemplo.	112
Figura 5.9 Esquema gráfico para el cálculo del punto (A1,B1).	113
Figura 5.10 Detalle para el cálculo de la coordenada A1.	114
Figura A.1 Factor de calidad para las simulaciones con aproximación de grosor nulo bobina L_645_15_10_2.	150
Figura A.2 Inductancia para las simulaciones con aproximación de grosor nulo bobina L_645_15_10_2.	151
Figura A.3 Factor de calidad para las simulaciones con aproximación de grosor finito bobina L_645_15_10_2.	151



Figura A.4 Inductancia para las simulaciones con aproximación de grosor finito bobina L_645_15_10_2.....	152
Figura A.5 Comparativa del factor de calidad de las simulaciones más cercanas a las medidas bobina L_645_15_10_2.	152
Figura A.6 Comparativa de la inductancia de las simulaciones más cercanas a las medidas en el factor de calidad bobina L_645_15_10_2.	153
Figura A.7 Factor de calidad para las simulaciones con aproximación de grosor nulo bobina L_76_25_10_2.	153
Figura A.8 Inductancia para las simulaciones con aproximación de grosor nulo bobina L_76_25_10_2.	154
Figura A.9 Factor de calidad para las simulaciones con aproximación de grosor finito bobina L_76_25_10_2.....	154
Figura A.10 Inductancia para las simulaciones con aproximación de grosor finito bobina L_76_25_10_2.....	155
Figura A.11 Comparativa del factor de calidad de las simulaciones más cercanas a las medidas bobina L_76_25_10_2.	155
Figura A.12 Comparativa de la inductancia de las simulaciones más cercanas a las medidas en el factor de calidad bobina L_76_25_10_2.	156
Figura A.13 Factor de calidad para las simulaciones con aproximación de grosor nulo bobina L_885_35_10_2.	156
Figura A.14 Inductancia para las simulaciones con aproximación de grosor nulo bobina L_885_35_10_2.	157
Figura A.15 Factor de calidad para las simulaciones con aproximación de grosor finito bobina L_885_35_10_2.....	157

Figura A.16 Inductancia para las simulaciones con aproximación de grosor finito bobina L_885_35_10_2.....	158
Figura A.17 Comparativa del factor de calidad de las simulaciones más cercanas a las medidas bobina L_885_35_10_2.....	158
Figura A.18 Comparativa de la inductancia de las simulaciones más cercanas a las medidas en el factor de calidad bobina L_885_35_10_2.....	159
Figura A.19 Factor de calidad para las simulaciones con aproximación de grosor nulo bobina L_1125_55_10_2.....	159
Figura A.20 Inductancia para las simulaciones con aproximación de grosor nulo bobina L_1125_55_10_2.	160
Figura A.21 Factor de calidad para las simulaciones con aproximación de grosor finito bobina L_1125_55_10_2.	160
Figura A.22 Inductancia para las simulaciones con aproximación de grosor finito bobina L_1125_55_10_2.....	161
Figura A.23 Comparativa del factor de calidad de las simulaciones más cercanas a las medidas bobina L_1125_55_10_2.....	161
Figura A.24 Comparativa de la inductancia de las simulaciones más cercanas a las medidas en el factor de calidad bobina L_1125_55_10_2.....	162
Figura B.1 Pista de metal con los parámetros geométricos señalados.	163
Figura B.3 Componentes positivas y negativas de las inductancias mutuas en una espira rectangular.....	166
Figura B.4 Parámetros de dos segmentos de metal.	167
Figura B.5 Trozo de pista de metal con los parámetros geométricos representados	171

Figura C.1 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) de bobina L_150_15_50_15 para 0.5 nH.....	176
Figura C.2 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) de bobina L_210_15_50_15 para 1 nH.....	176
Figura C.3 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) de bobina L_265_15_50_15 para 1.5 nH.....	176
Figura C.4 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) de bobina L_220_25_50_15 para 2 nH.....	177
Figura C.5 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) de bobina L_240_25_475_15 para 2.5nH.....	177
Figura C.6 factor de calidad e inductancia (b) de bobina L_260_25_475_15 para 3 nH.....	177
Figura C.7 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) de bobina L_275_25_466_15 para 3.5 nH.....	178
Figura C.8 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) de bobina L_295_25_466_15 para 4 nH.....	178
Figura C.9 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) de bobina L_300_25_43_15 para 4.5 nH.....	178
Figura C.10 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) de bobina L_235_35_333_15 para 5 nH.....	179
Figura C.11 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) de bobina L_240_35_3135_15 para 5.5 nH.....	179
Figura C.12 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) de bobina L_250_35_3135_15 para 6 nH.....	179
Figura C.13 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) de bobina L_250_35_30_15 para 6.5 nH.....	180

Figura C.14 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_150_15_50 0.5 nH.....	182
Figura C.15 (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_210_15_50 1 nH.	182
Figura C.16 6 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_195_25_50 1.5 nH.....	182
Figura C.17 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_215_25_50 2 nH.....	183
Figura C.18 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_235_25_475 2.5nH.....	183
Figura C.19 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_255_25_47 3 nH.....	183
Figura C.20 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_270_25_446 3.5 nH.....	184
Figura C.21 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_225_35_37 4 nH.....	184
Figura C.22 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_220_35_32 4.5 nH.....	184
Figura C.23 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_2314_35_32 5 nH.....	185
Figura C.24 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_235_35_304 5.5 nH.....	185
Figura C.25 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_225_35_26 6 nH.....	185
Figura C.26 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_205_45_247 6.5 nH.....	186

Figura C.27 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_165_15_50 0.5 nH.....	187
Figura C.28 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_220_15_50 1 nH.....	188
Figura C.29 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_235_15_50 1.5 nH.....	188
Figura C.30 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_290_15_50 2 nH.....	188
Figura C.31 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_200_25_36 2.5nH.....	189
Figura C.32 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_215_25_35 3 nH.....	189
Figura C.33 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_220_25_30 3.5 nH.....	189
Figura C.34 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_170_35_23 4 nH.....	190
Figura C.35 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_180_35_23 4.5 nH.....	190
Figura C.36 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_180_35_20 5 nH.....	190
Figura C.37 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_185_35_19 5.5 nH.....	191
Figura C.38 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_155_45_16 6 nH.....	191
Figura C.39 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_160_45_16 6.5 nH.....	191

Figura C.40 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_150_15_48 0.5 nH.....	193
Figura C.41 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_210_15_50 1 nH.....	194
Figura C.42 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_245_15_50 1.5 nH.....	194
Figura C.43 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_180_25_36 2 nH.....	194
Figura C.44 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_185_25_30 2.5nH.....	195
Figura C.45 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_195_25_27 3 nH.....	195
Figura C.46 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_160_35_23 3.5 nH.....	195
Figura C.47 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_160_35_20 4 nH.....	196
Figura C.48 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_165_35_16 4.5 nH.....	196
Figura C.49 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_165_35_16 5 nH.....	196
Figura C.50 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_140_45_14 5.5 nH.....	197
Figura C.51 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_145_45_14 6 nH.....	197
Figura C.52 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_150_45_14 6.5 nH.....	197

Figura C.53 6 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_150_15_49 0.5 nH.....	199
Figura C.54 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_190_15_50 1 nH.....	200
Figura C.55 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_225_15_39 1.5 nH.....	200
Figura C.56 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_155_25_27 2 nH.....	200
Figura C.57 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_165_25_23 2.5nH.....	201
Figura C.58 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_135_35_19 3 nH.....	201
Figura C.59 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_135_35_16 3.5 nH.....	201
Figura C.60 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_140_35_15 4 nH.....	202
Figura C.61 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_145_35_14 4.5 nH.....	202
Figura C.62 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_130_45_14 5 nH.....	202
Figura C.63 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_120_45_10 5.5 nH.....	203
Figura C.64 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_115_55_1045 6 nH.....	203
Figura C.65 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_110_55_9 6.5 nH.....	203

Figura C.66 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_120_15_30 0.5 nH.....	205
Figura C.67 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_145_15_26 1 nH.....	206
Figura C.68 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_100_25_15 1.5 nH.....	206
Figura C.69 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_80_35_10 2 nH.....	206
Figura C.70 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_85_35_9 2.5nH.....	207
Figura C.71 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_95_35_10 3 nH.....	207
Figura C.72 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_835_45_8 3.5 nH.....	207
Figura C.73 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_835_45_7 4 nH.....	208
Figura C.74 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_835_45_6 4.5 nH.....	208
Figura C.75 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_945_45_76 5 nH.....	208
Figura C.76 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_7875_55_57 5.5 nH.....	209
Figura C.77 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_90_55_7 6 nH.....	209
Figura C.78 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_92_45_5 6.5 nH.....	209

Índice de Tablas

Tabla 2.1 Simulaciones principales en ADS	20
Tabla 3.1 Algunos parámetros de la tecnología UMC 0.18 μm señal mixta/RFCMOS.....	32
Tabla 3.2 Parámetros de los inductores simulados con distinto grosor de <i>wafer</i>	39
Tabla 3.3 Parámetros del los inductores simulados.....	45
Tabla 3.4 Parámetros del inductor simulado con separación entre pistas variable	47
Tabla 3.5 Parámetros del inductor simulado con distinto número de vueltas	49
Tabla 3.6 Parámetros del inductor simulado con distinto ancho de pista.....	50
Tabla 3.7 Parámetros del inductor simulado con distinto radio exterior.....	52
Tabla 3.8 Conclusiones obtenidas en los parámetros geométricos	53
Tabla 3.9 Parámetros del inductor simulado para los distintos niveles de metalización.....	54
Tabla 3.10 Parámetros del inductor simulado para las distintas estructuras de metalización.....	58
Tabla 3.11 Parámetros de los inductores simulados para los distintos números de capas de metalización utilizando el metal superior en ellas	67
Tabla 4.1 Parámetros del inductor utilizado en las distintas estructuras de las capas de metalización	72
Tabla 4.2 Estructuras simuladas para comparación con medidas	74
Tabla 4.3 Parámetros geométricos de los inductores con datos medidos de factor de calidad e inductancia	89

Tabla 4.4 Parámetros geométricos de los inductores con valores inductivos medidos	89
Tabla 4.5 Resumen de parámetros de la librería de inductores.....	98
Tabla 4.6 Resumen de parámetros inductores con dos metales en paralelo a 0.85 GHz.	99
Tabla 6.1 Tabla comparativa entre ambos métodos para generar una librería de inductores integrados.....	119
Tabla P.1 Coeficientes reductores para trabajo tarificado por tiempo empleado.....	130
Tabla P.2 Costes y precios de la amortización del hardware	132
Tabla P.3 Costes y precios de la amortización del software	132
Tabla P.4 Costes de mantenimiento de licencias software.....	133
Tabla P.5 Coste completo del software	133
Tabla P.6 Coeficientes reductores para la redacción del proyecto.....	134
Tabla P.7 Presupuesto incluyendo tarificado por tiempo empleado y amortización del material	135
Tabla P.8 Presupuesto incluyendo impresión y encuadernación	135
Tabla P.9 Coeficientes reductores para visado.....	137
Tabla P.10 Presupuesto incluyendo trabajo tarificado por tiempo empleado, amortización y redacción del proyecto.....	138
Tabla P.11 Presupuesto antes de impuestos	139
Tabla P.12 Presupuesto después de impuestos.....	140
Tabla A.1 Estructuras simuladas para comparación con medidas	149

Tabla A.2 Parámetros geométricos de los inductores con datos medidos de factor de calidad e inductancia	150
Tabla C.1 Inductores generados por el algoritmo y resultados utilizando simulador electromagnético para frecuencia de 0.85 GHz.....	175
Tabla C.2 Composición final de los inductores de la librería para 0.85 GHz.....	175
Tabla C.3 Inductores generados por el algoritmo y resultados utilizando simulador electromagnético para frecuencia de 0.85 GHz.....	181
Tabla C.4 Composición final de los inductores de la librería para 0.85 GHz.....	181
Tabla C.5 Inductores generados por el algoritmo y resultados utilizando simulador electromagnético para frecuencia de 1.5 GHz.....	186
Tabla C.6 Composición final de los inductores de la librería para 1.5GHz.....	187
Tabla C.7 Inductores generados por el algoritmo y resultados utilizando simulador electromagnético para frecuencia de 1.8 GHz.....	192
Tabla C.8 Composición final de los inductores de la librería para 1.8GHz.....	193
Tabla C.9 Inductores generados por el algoritmo y resultados utilizando simulador electromagnético para frecuencia de 2.4 GHz.....	198
Tabla C.10 Composición final de los inductores de la librería para 2.4GHz.....	199
Tabla C.11 Inductores generados por el algoritmo y resultados utilizando simulador electromagnético para frecuencia de 5.6 GHz.....	204
Tabla C.12 Composición final de los inductores de la librería para 5.6 GHz.....	205
Tabla C.13 Errores relativos entre los valores inductivos ofrecidos por el simulador EM y por el modelo paramétrico.....	210

Acrónimos

ADS	Advanced Design System
AMS	Austria Mikro Systems
ASITIC	Analysis and Simulation of Inductors and Transformers in Integrated Circuits
CAD	Computer Aided Design
CDF	Component Description Format
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor
CPU	Central Processing Unit
DC	Direct Current
DCIS	Design of Circuits and Integrated Systems
DCS	Defence Communication System
DECT	Digital Enhanced Cordless Telecommunications
EM	ElectroMagnético
GMD	Geometric Medium Distance
GPS	Global Positioning System
GSM	Global System for Mobile communications
IC	Integrated Circuit
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
ISM	Industrial, Scientific and Medical

IUMA	Instituto Universitario de Microelectrónica Aplicada
MMIC	Monolithic Microwave Integrated Circuit
MOM	Method Of Moments
PSG	PhosphoSilicate Glass
RF	RadioFrecuencia
RFCMOS	RadioFrequency Complementary Metal Oxide Semiconductor
RFIC	RadioFrequency Integrated Circuit
ULPGC	Universidad de Las Palmas de Gran Canaria
UMC	United Microelectronics Corporation
UMTS	Universal Mobile Telephone System

Parte I

Memoria

Capítulo 1

INTRODUCCIÓN

1.1 Introducción

El avance que se ha producido en las tecnologías de fabricación hace que sean accesibles dispositivos cada vez menores con lo que es posible realizar diseños que con similares especificaciones consumen menos, ocupan menos área y son más rápidos o de mayor ancho de banda. En definitiva, se logra alcanzar un mayor nivel de integración, que posibilita la realización de diseños y sistemas *on-chip* cada vez más complejos, debido a los requerimientos de portabilidad en los dispositivos.

El mencionado nivel de integración actual de las tecnologías comerciales es tal que permite, cada vez con más garantías, el diseño mixto analógico/digital en el mismo chip. Con ello se presenta la necesidad de integrar inductancias en los sistemas de comunicaciones en particular. En todo este desarrollo de los circuitos integrados los dispositivos activos han ido reduciendo su tamaño y prestaciones, pero para los pasivos este progreso no ha sido tan evidente, siendo hoy uno de los factores críticos en el diseño de circuitos para radio frecuencia a frecuencias de unos pocos gigahertzios (870 MHz Banda ISM, GSM, GPS, DCS-1800, DECT, UMTS, Bluetooth). En estos sistemas de comunicación es necesario disponer de inductores integrados no sólo con un área reducida, sino también con una calidad aceptable para los valores inductivos requeridos.

En este contexto se plantea el objetivo de este proyecto: concebir y diseñar una librería de inductores completamente integrados para la tecnología UMC (United Microelectronics Corporation) 0.18 μ m.

Este proyecto se realiza utilizando las herramientas y tecnologías a las que tiene acceso el Instituto Universitario de Microelectrónica Aplicada (IUMA) de la ULPGC. Se inscribe, además, en una de las líneas de investigación que tiene en marcha la División de Tecnología Microelectrónica del mismo.

1.2 Inductores integrados

1.2.1 Introducción

A la hora de diseñar un inductor integrado se genera habitualmente una serie de segmentos o arcos concéntricos con pistas de metal sobre un sustrato dado que conforman una espiral. Siempre es necesario que la tecnología de fabricación disponga de, al menos, dos niveles de metalización, ya que uno de los extremos de la espiral termina en el interior de la misma. Se denomina *underpass* o *crossunder* al trozo de metal que pasa por debajo de la espiral principal para acceder a dicho extremo interno.

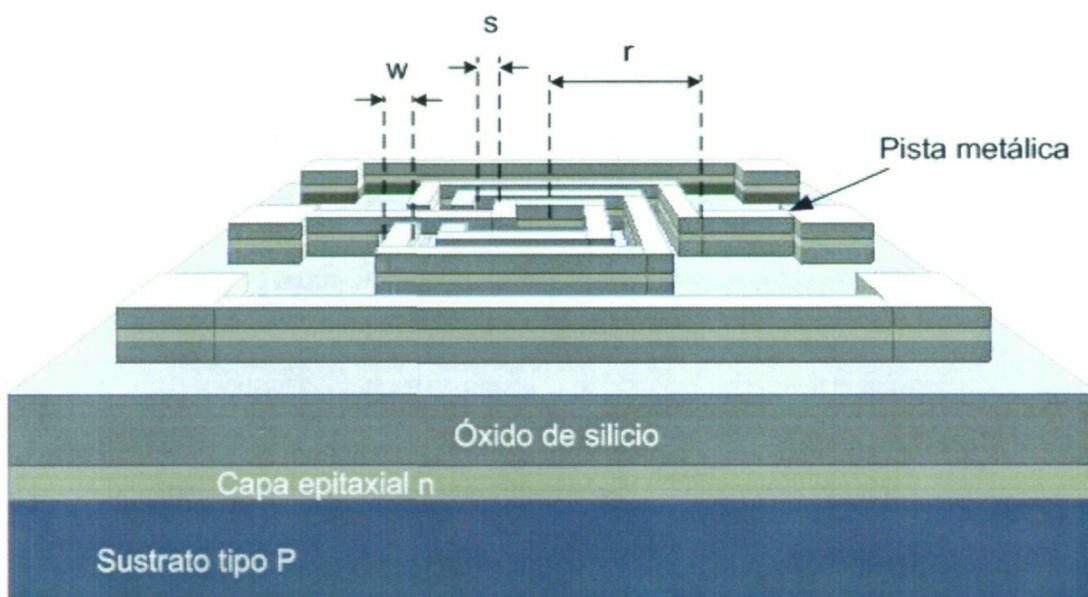


Figura 1.1 *Layout* de una bobina cuadrada simple.

Los parámetros geométricos principales del *layout* de un inductor integrado son el radio externo r , la anchura de pistas w , la separación entre las mismas s y el número de vueltas n . En nuestro caso el valor del número de vueltas es un número semientero (1.5, 2.5, 3.5...) ya que las conexiones del inductor con los *pads* o con el resto del circuito suelen estar en

los extremos opuestos del mismo. La Figura 1.1 muestra un ejemplo de una bobina cuadrada sobre un sustrato tipo P.

Un inductor viene caracterizado por su factor de calidad Q que da idea de cuánto se asemeja el componente pasivo real al ideal. Su definición general viene dada por [1]:

$$Q = 2 \cdot \pi \cdot \frac{\text{Energía almacenada}}{\text{Energía disipada en un ciclo}} \quad (1.1)$$

La definición anterior no especifica qué se almacena o qué se disipa. En todo caso, para los inductores sólo la energía magnética almacenada es de interés. Cualquier energía almacenada en el campo eléctrico, producida por las capacidades parásitas es contraproducente, si bien son inevitables en los inductores reales. Por tanto, la energía almacenada será la diferencia entre las energías de pico magnéticas y eléctricas, tal y como se indica en la ecuación (1.2).

$$Q = 2 \cdot \pi \cdot \frac{\text{Energía de pico magnética} - \text{Energía de pico eléctrica}}{\text{Energía disipada en un ciclo}} \quad (1.2)$$

Un inductor estará en autorresonancia cuando ambas energías se igualan, es decir, cuando el factor de calidad tenga valor nulo. A partir de la frecuencia donde se da esta circunstancia el inductor no almacena energía magnética que entregar a un circuito externo.

En la práctica, el factor de calidad de en un inductor se define como:

$$Q = -\frac{\text{Im}(Y_{11})}{\text{Re}(Y_{11})} \quad (1.3)$$

donde Y_{11} es la admitancia de entrada del inductor.

En muchas ocasiones, el factor de calidad en los inductores integrados sobre Si no satisface las necesidades de los usuarios debido a pérdidas que pueden incorporarse en la ecuación mediante términos adicionales dependientes de la frecuencia. De entre estas pérdidas, las más relevantes se asocian a sustratos poco resistivos y las pérdidas en las pistas metálicas asociadas a su resistividad y al efecto pelicular (*skin effect*) y las corrientes

de torbellino (*eddy currents*) [2]. Estas dos últimas fuentes de pérdidas serán presentadas posteriormente en la memoria y su efecto es difícil de modelar en inductores integrados.

1.2.2 Fenómenos físicos en el inductor integrado

En la Figura 1.2 se muestra un corte de un inductor integrado indicándose los campos eléctricos y magnéticos que aparecen cuando es aplicada una tensión en los extremos del mismo. Dichos campos son los siguientes:

- $B(t)$, este es el campo magnético producido por la circulación de corriente alterna por las espiras. Su presencia se traduce en el comportamiento inductivo de la bobina, además de provocar corrientes inducidas en las pistas de la espira y en el sustrato. Así, puesto que este campo $B(t)$ atraviesa las pistas metálicas y el sustrato, aparecen corrientes de torbellino en ambos medios.
- $E_1(t)$, este es el campo eléctrico existente en las pistas de la espira. Produce la corriente de conducción, y asociada a ella aparecen pérdidas óhmicas en las pistas debido a la resistividad de los conductores.
- $E_2(t)$, en este caso es el campo eléctrico entre las pistas de la espira. Se produce por la existencia de una diferencia de tensión entre los conductores. El campo $E_2(t)$ provoca un acoplamiento capacitivo entre ambos, actuando el óxido que los separa como dieléctrico. Este acoplamiento provoca una disminución de la frecuencia de resonancia de la bobina [3].
- $E_3(t)$, es el campo eléctrico debido a la diferencia de tensión entre el metal de la espiral del inductor y el sustrato semiconductor. Provoca el acoplamiento capacitivo entre ambos medios y pérdidas óhmicas en el sustrato. Este campo es responsable también de la resonancia del inductor [3].
- $E_4(t)$, este es el campo eléctrico entre la espira y el metal de *underpass*. Provoca una capacidad parásita asociada en paralelo a la bobina. Su efecto es en general reducido con respecto al resto de fenómenos físicos del inductor.

El factor de calidad viene limitado por la resistencia serie de la pistas metálicas. A bajas frecuencias este valor puede ser calculado de manera sencilla a partir de los datos del

fabricante. Sin embargo, a medida que se incrementa la frecuencia, el efecto pelicular y las corrientes de torbellino pueden desviar de manera importante este cálculo.

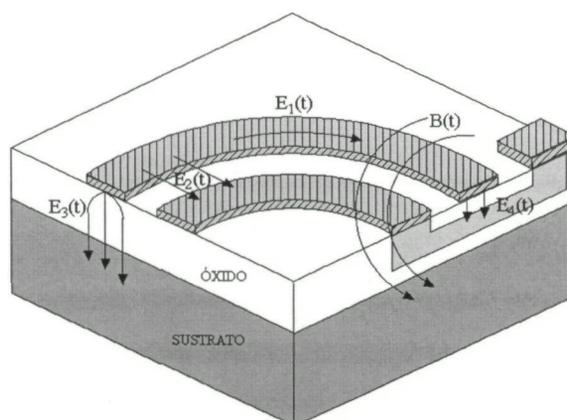
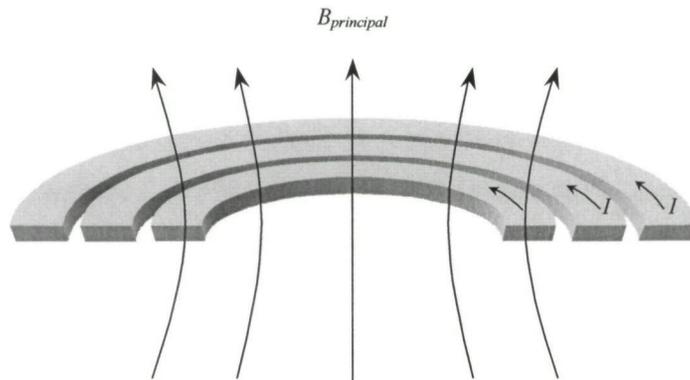


Figura 1.2 Corte de un inductor integrado con los campos magnéticos y eléctricos indicados.

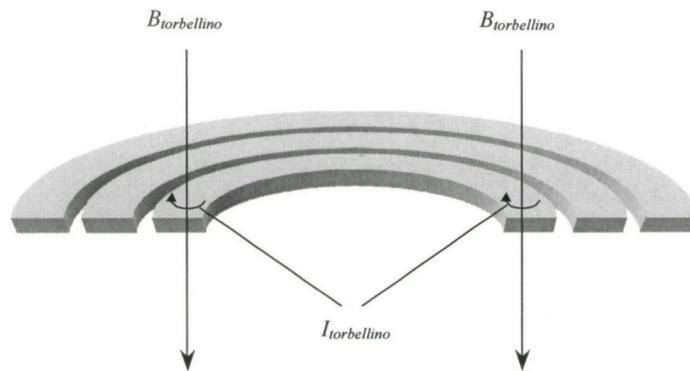
El primero de los efectos mencionados, efecto pelicular, supone una variación de la distribución de corriente en el conductor y será tratado más adelante en la memoria. Por otro lado, en la Figura 1.3 se observa la generación de las corrientes de torbellino. Este efecto se produce cuando el inductor está relleno de espiras hasta el centro del mismo. Así, una parte del campo magnético $B(t)$ atraviesa las pistas internas (ver Figura 1.3.a). Puesto que la corriente que circula por la espiral (I) varía en el tiempo, también lo hará el campo magnético generado. Por tanto, este campo magnético genera un campo eléctrico en dichas pistas internas, que a su vez genera pequeños bucles de corriente, llamadas corrientes de torbellino (ver Figura 1.3.b y Figura 1.3.c). La dirección de estos bucles de corrientes se opone al cambio del campo magnético original que los generó. Por otra parte, la magnitud del campo eléctrico que genera estas corrientes es proporcional a la derivada del campo magnético con respecto al tiempo, es decir, este efecto se acentúa con la frecuencia.

La existencia de las corrientes de torbellino en las espiras internas de la bobina provoca una distribución de corriente no uniforme en ellas. Así, en el lado interior de estas espiras la corriente principal y la de torbellino fluyen en el mismo sentido, provocando una densidad de corriente mayor. Por el contrario, en el lado exterior, ambas corrientes fluyen en sentidos opuestos y se genera una densidad de corriente menor. Con todo, la corriente en estas espiras centrales se concentra en el lado interior del conductor con lo que la resistencia serie asociada a dichas vueltas es mayor.

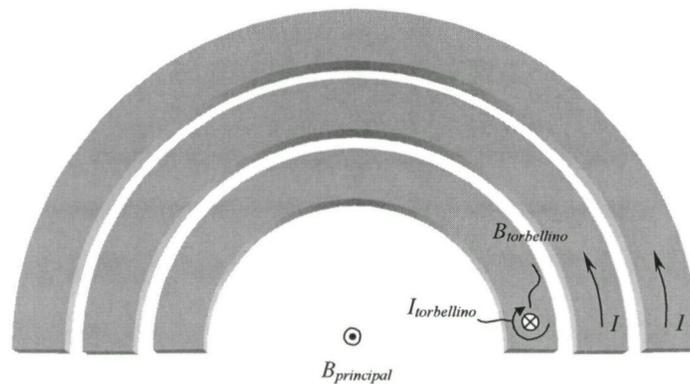
Debido a que las vueltas exteriores presentan una longitud mayor que las interiores, la resistencia asociada a éstas es mayor. Sin embargo, la resistencia de las vueltas internas aumenta con la frecuencia a causa de las corrientes torbellino, convirtiéndose en una aportación considerable a la resistencia serie de la bobina. Actualmente este efecto es difícil de modelar en los inductores, y no existe una expresión simple que lo haga.



a) Campo magnético y corriente principal.



b) Campo magnético inducido.



c) Corrientes de torbellino.

Figura 1.3 Generación de las corrientes de torbellino.

Por otro lado, el sustrato de Si es fuente de distintas pérdidas, convirtiendo energía electromagnética en calor en todo el volumen del mismo. Estas pérdidas suelen ser muy importantes en las tecnologías basadas en Si ya que los sustratos que se utilizan son poco resistivos. Así, las corrientes inducidas por el campo magnético de la bobina pueden circular libremente por el sustrato semiconductor con la consecuente aparición de pérdidas resistivas adicionales y el decremento de la inductancia.

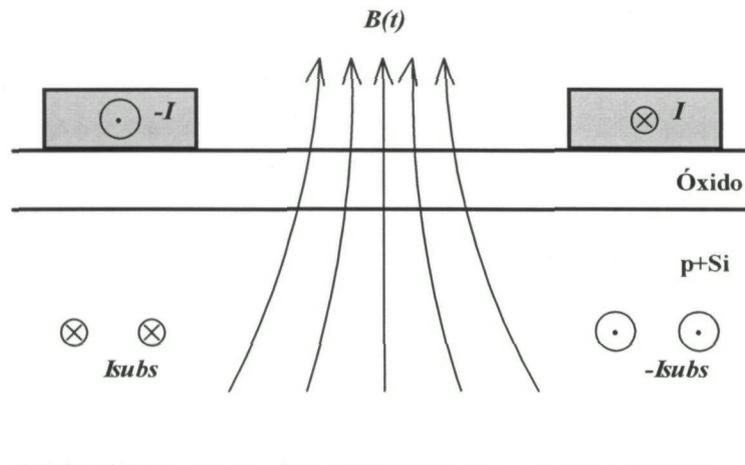


Figura 1.4 Generación de corrientes en el sustrato.

La Figura 1.4 muestra un corte transversal de un inductor plano. Se aprecia que en un instante dado la corriente del conductor fluye hacia dentro de la página por la derecha (aspa) y hacia fuera de ella en la parte izquierda (punto). El campo magnético generado por la espiral metálica da lugar aquí a una corriente espiral debajo de la misma, al igual que ocurriría con las corrientes de torbellino en los conductores interiores. Esto hace que aparezca una corriente que fluye por el sustrato en dirección tal que se oponga al campo magnético. Así, la corriente inducida circula en el sustrato en sentido opuesto a la corriente en el inductor. En sustratos semiconductores cuya resistividad sea baja el efecto de las corrientes inducidas es relevante.

1.2.3 Modelo equivalente de un inductor. Modelo clásico.

Un inductor integrado puede ser representado mediante un circuito formado por una serie de componentes electrónicos que simulen los fenómenos electromagnéticos que se producen en este elemento pasivo. De esta forma, aparecen elementos que tratan de definir

el comportamiento y los efectos producidos por las pistas metálicas, de éstas entre sí y con el sustrato semiconductor y de este último material.

En la Figura 1.5 se puede observar el modelo clásico de dos puertos o modelo de banda ancha en π [4]. Este modelo trata de dar respuesta a los fenómenos físicos vistos anteriormente en todo el rango de la frecuencia.

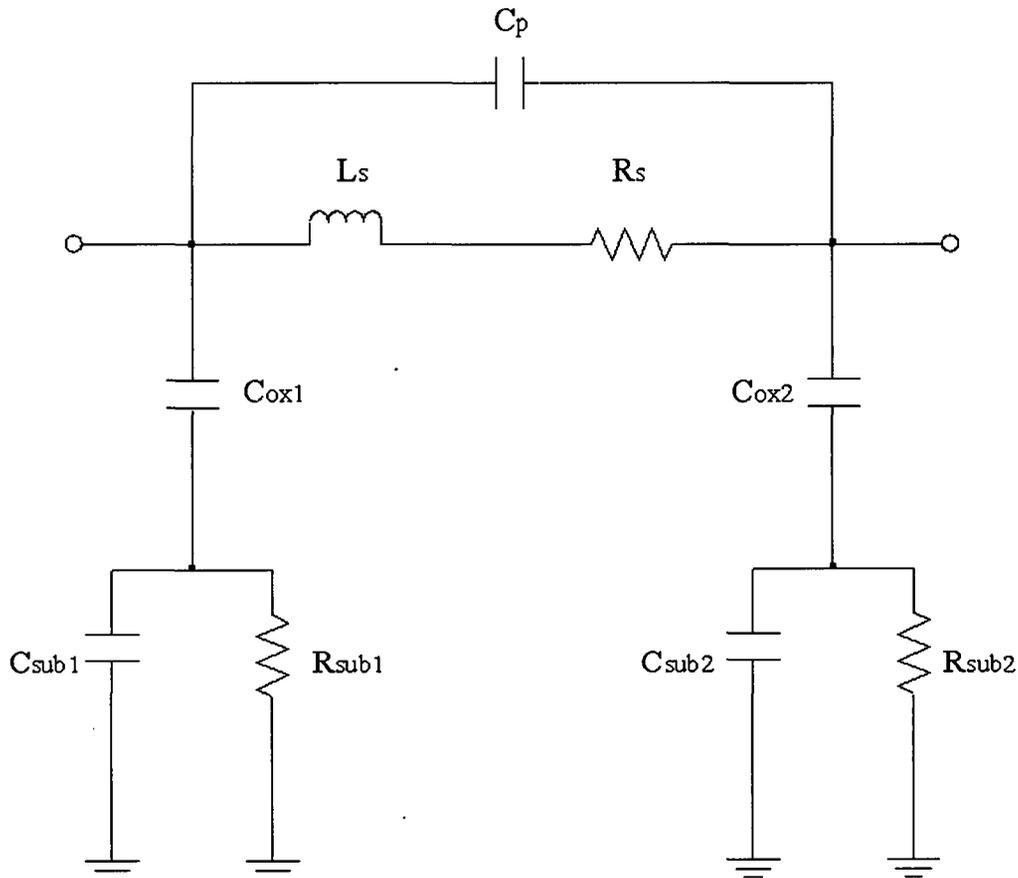


Figura 1.5 Modelo clásico de dos puertos de un inductor integrado.

La inductancia deseada se modela a través del elemento L_S . Las pérdidas óhmicas generadas en las pistas debido a la resistividad de los inductores se modelan mediante una resistencia, R_S , en serie con el elemento anterior. En paralelo a esta rama aparece el condensador C_P , el cual modela el efecto capacitivo que aparece entre las pistas de la espira (capacidad lateral) y entre éstas y el *crossunder*.

Los elementos concentrados descritos anteriormente describen los efectos de las propias pistas que conforman el inductor. Sin embargo, también aparecen una serie de efectos debido a la presencia del sustrato. De esta forma, C_{ox1} y C_{ox2} modelan las capacidades del

óxido que existe entre la espiral y el sustrato semiconductor. Por otro lado, los condensadores C_{sub1} y C_{sub2} reflejan las capacidades del propio sustrato y las resistencias R_{sub1} y R_{sub2} las pérdidas óhmicas del mismo.

El circuito anteriormente descrito no es simétrico ya que no lo es el layout de la inductancia integrada (ver Figura 1.1). La presencia de la pista de *underpass* cerca de uno de los puertos de la inductancia provoca una variación en el acoplamiento capacitivo con el sustrato entre ambos extremos. Consecuentemente, se debe tener unos valores ligeramente distintos entre los de un extremo (C_{ox1} , C_{sub1} y R_{sub1}) y otro (C_{ox2} , C_{sub2} y R_{sub2}), aunque normalmente las variaciones son mínimas ya que el área ocupada por esta pista auxiliar es reducida en comparación con el metal de la espiral.

1.3 Método tradicional para la obtención de una librería de inductores

Habitualmente el proceso de generar una librería de inductores integrados supone un gran consumo en tiempo y dinero. En la Figura 1.6 se presenta los pasos seguidos en un método típico para la obtención de una librería de inductores basada en medidas empíricas. Dichos pasos son:

- Definir los inductores que conforman la librería utilizando un simulador rápido y simple para calcular el valor inductivo. Uno de los simuladores más conocidos es el ASITIC de la Universidad de California en EE.UU. [5], [6].
- Diseñar el *layout* de estos inductores para su fabricación posterior.
- Una vez obtenidas las bobinas fabricadas se pasa al proceso de medida y caracterización de cada una. Con este paso se obtiene los parámetros S de cada uno de los inductores.
- Una vez estén caracterizados todos los elementos medidos se debe organizar la información de forma que sea accesible al usuario. Los parámetros básicos para esta división son la frecuencia de máximo factor de calidad e inductancia obtenida.
- Si el número de inductores en la librería es amplio, es posible crear una herramienta software para su uso posterior a partir de los datos medidos de la misma. De esta forma, dicha herramienta puede buscar la bobina más apropiada de

entre las existentes en la librería, en función de los requerimientos área, inductancia o factor de calidad para la frecuencia de trabajo dada.

- Es posible además obtener una herramienta similar a la anterior basada en un modelo paramétrico generado a partir de la propia librería. Este modelo ofrecería una expresión para cada uno de los elementos del circuito que conformarían el modelo equivalente circuital de un inductor integrado. Si la precisión de este modelo es aceptable, se podría superar las propias limitaciones impuestas por el rango de datos que conforma la librería a través de este software. Sin embargo, obtener un modelo paramétrico eficaz no es una tarea sencilla, y es motivo de continuo estudio [7], [8], [9].

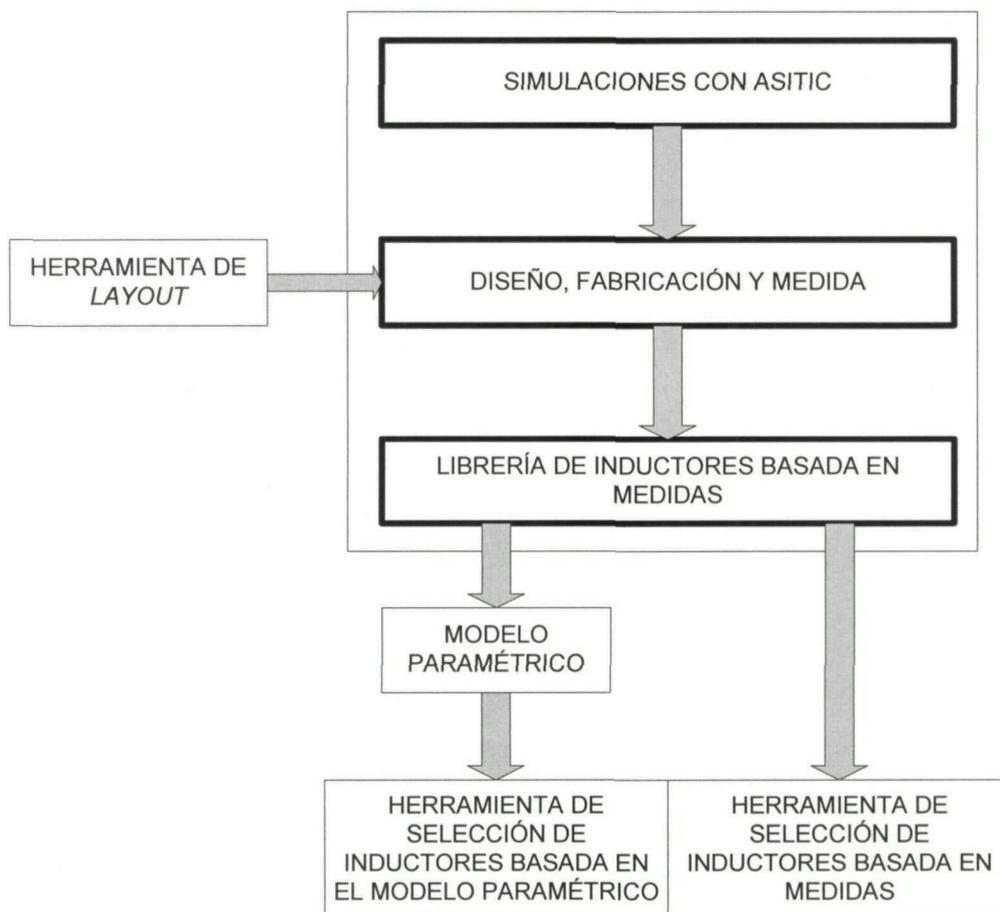


Figura 1.6 Posibles pasos para la obtención de una librería de inductores integrados.

Introducir medidas empíricas como base de la librería supone que la información de la que dispone el diseñador es bastante precisa. Sin embargo, la obtención de esta librería supone mucho esfuerzo, tanto en tiempo como económico. Además, el simulador utilizado

no ofrece resultados muy precisos sobre la respuesta de los inductores que se van a fabricar.

En el presente proyecto se propone un método alternativo al presentado anteriormente para obtener una amplia librería de inductores en tecnología UMC 0.18 μm . Dicho proceso está desarrollado en el capítulo 4. Se basa, principalmente, en la obtención de un modelo paramétrico eficaz y en el ajuste de un simulador potente en base a una serie pequeña de inductores medidos. Se pretende, por tanto, obtener una librería de inductores basada en simulaciones con una precisión aceptable. De esta forma el ahorro en tiempo y dinero es considerable con respecto al método anterior.

1.4 Estructura de la memoria

A continuación se presenta los capítulos que componen la memoria del proyecto fin de carrera:

- Capítulo 1. Introducción. Se realiza una presentación de los principios fundamentales de los inductores integrados, de la forma de proceder habitual en la confección de una librería de ellos y del modelo equivalente clásico. Además se comenta la propia organización de la memoria.
- Capítulo 2. Manejo de ADS. Los parámetros de los inductores de la librería serán obtenidos mediante el simulador electromagnético (EM) Momentum perteneciente al programa ADS (Advanced Design System). En este capítulo se presenta los conceptos generales básicos del programa, así como los particulares del simulador con respecto a su funcionamiento y capacidad de interpretar efectos EM.
- Capítulo 3. Estudios previos. Este capítulo repasa los aspectos fundamentales de la tecnología sobre la que se desarrolla el presente proyecto. Posteriormente se realiza una serie de estudios generales sobre parámetros geométricos y estructurales utilizando como base esta tecnología y el simulador comentado en el capítulo anterior. Dicha información servirá para comprender mejor el comportamiento de los inductores integrados en la banda de RF.
- Capítulo 4. Librería de inductores. Este capítulo se consagra a presentar el nuevo método seguido para obtener una librería de inductores, de forma alternativa al

método presentado en el primer capítulo. En un principio se justifica la estructura de metales utilizada en el diseño de los inductores. Posteriormente se siguen los pasos indicados en el proceso presentado. Dichos pasos pasan por el ajuste del simulador EM y la obtención de un modelo paramétrico de inductores en base a una cierta cantidad de bobinas medidas. Finaliza el capítulo presentando una serie de herramientas software basadas en el modelo anterior.

- Capítulo 5. Herramientas desarrolladas. En este capítulo se auna las herramientas software del capítulo anterior en una global con interfaz gráfica. Dicha herramienta supone una gran ayuda en el desarrollo de inductores integrados. Además, basándose en el modelo paramétrico anterior otro programa software es presentado. Dicha herramienta es desarrollada en entorno Cadence, y permite obtener un trazado *layout* de inductores integrados con alto factor de calidad. Finalmente, se ha implementado una mejora en una herramienta generadora automática de *layouts* previa, de forma que permita adaptarse a las limitaciones tecnológicas impuestas por el fabricante en cuanto a la distribución de las vías.
- Capítulo 6. Conclusiones y líneas futuras. En este apartado final se recoge las conclusiones obtenidas a lo largo de la memoria y se presenta una serie de líneas de investigación abiertas en la continuación de este proyecto fin de carrera.

Capítulo 2

MANEJO DE ADS

2.1 Introducción

Hace menos de una década que los paquetes CAD para el diseño de circuitos electrónicos ofrecen un entorno completo al usuario, permitiendo no sólo determinar la respuesta del mismo, sino definir las especificaciones iniciales o realizar el chequeo de las reglas de diseño en el *layout* final. De esta forma, las técnicas CAD son, actualmente, parte integral del ciclo de diseño de circuitos MMIC [10].

Para el diseño y simulación de la librería de inductores que se desea crear se ha decidido utilizar una de estas herramientas, la denominada Advanced Design Systems (ADS) en sus versiones 2002-C, 2003-A y 2004-A de la compañía Agilent Technologies.

ADS permite realizar todo tipo de diseños para RF, de cualquier nivel de complejidad, ofreciendo un conjunto completo de tecnologías de simulación. Así, se puede encontrar desde simulaciones en frecuencia o en el dominio del tiempo, permitiendo simulaciones electromagnéticas, tal y como se requiere en este proyecto fin de carrera.

Antes de poder confeccionar una librería de inductores integrados basada en simulaciones electromagnéticas es necesario tener un buen conocimiento del funcionamiento del programa usado. Por tanto, en el presente capítulo se expone brevemente el entorno y manejo del programa, así como las funciones principales utilizadas, incluyendo el simulador electromagnético que integra ADS y que se denomina Momentum.

2.2 Entorno de diseño

El entorno ADS ofrece una estructura sencilla y accesible al usuario en sistemas como Windows o Unix. Al comenzar un diseño se crea una carpeta en el sistema que recoge todos los elementos que le atañen. De esta forma, aparecen las subcarpetas con los datos (*data*), los esquemas de redes (*networks*) y las simulaciones (*simulation*) entre otras. Con esta estructura es posible mantener una relación jerárquica en los diseños que se realicen.

En el arranque de ADS aparece la ventana de trabajo principal (ver Figura 2.1), la cual permite crear un nuevo proyecto o abrir uno existente. Desde esta ventana también se puede acceder a todos los proyectos de ejemplo que incluye el paquete software.

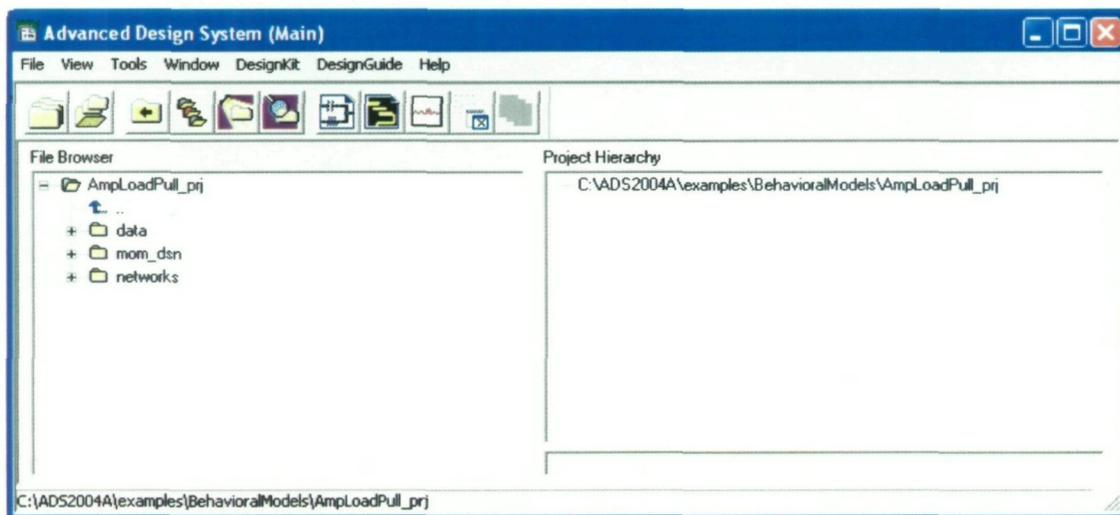


Figura 2.1 Ventana principal de trabajo del programa ADS.

Al empezar un diseño, se puede acceder al entorno esquemático (ver Figura 2.2) y/o al entorno de *layout* (ver Figura 2.3). De esta forma, es posible crear el esquemático de un circuito y simularlo, para después realizar su diseño físico con las herramientas de trazado de *layout* para que pueda ser finalmente fabricado. Por otro lado, también es posible trabajar directamente con el diseño físico, como es el caso del *layout* de inductores. Siguiendo esta opción, es posible caracterizar posteriormente el diseño *layout* generado y convertirlo en un elemento que pueda ser utilizado en un diseño esquemático como una caja negra.

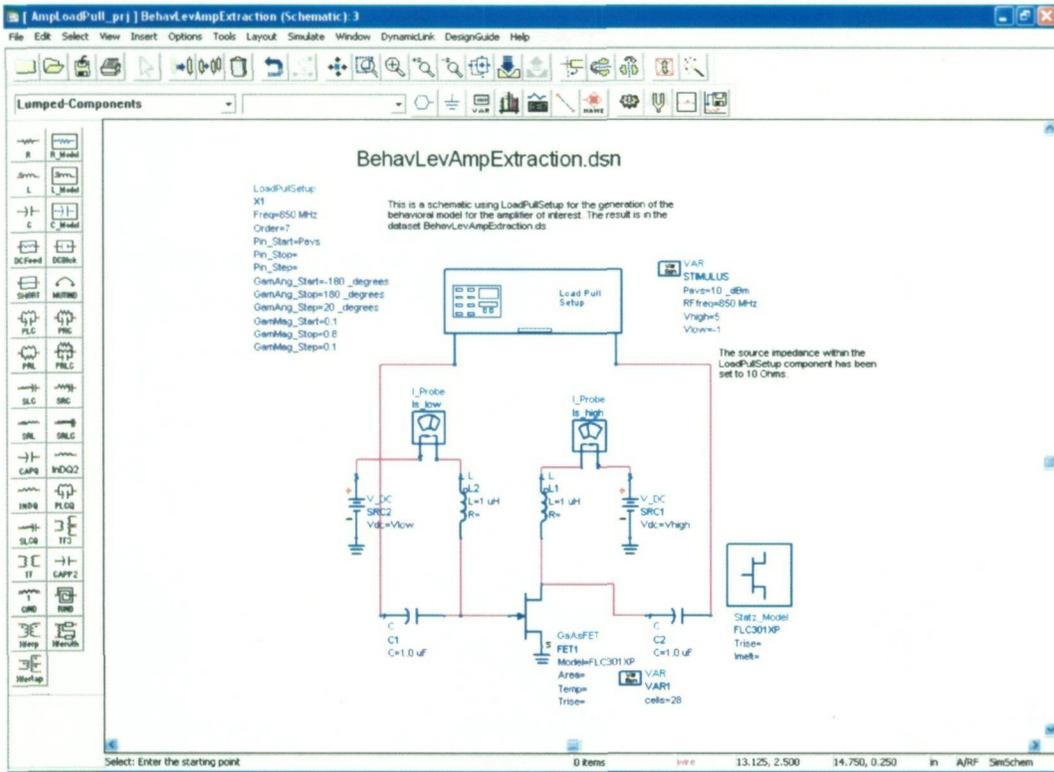


Figura 2.2 Pantalla del entorno de diseño esquemático.

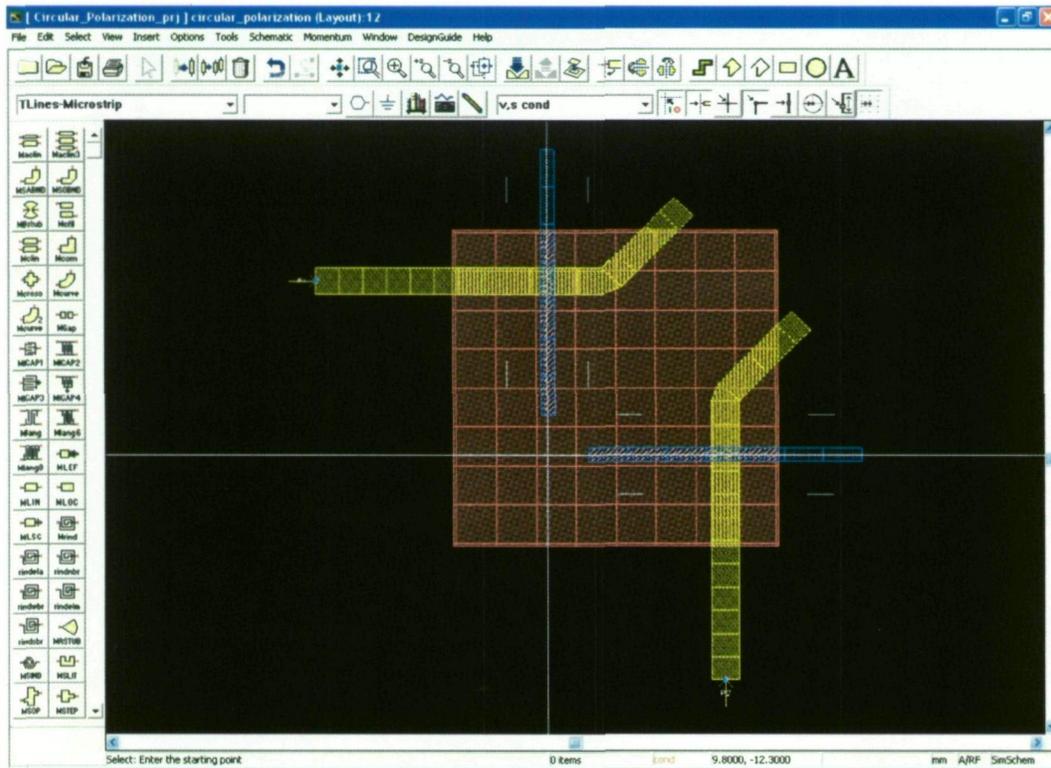


Figura 2.3 Pantalla del entorno de diseño de layout.

Los diseños esquemáticos o de *layout* pueden ser realizados utilizando las herramientas que ofrece el programa. Sin embargo, también es posible importar los mismos desde otros programas. En la ayuda de ADS se encuentra la lista completa de ficheros importables al programa [11].

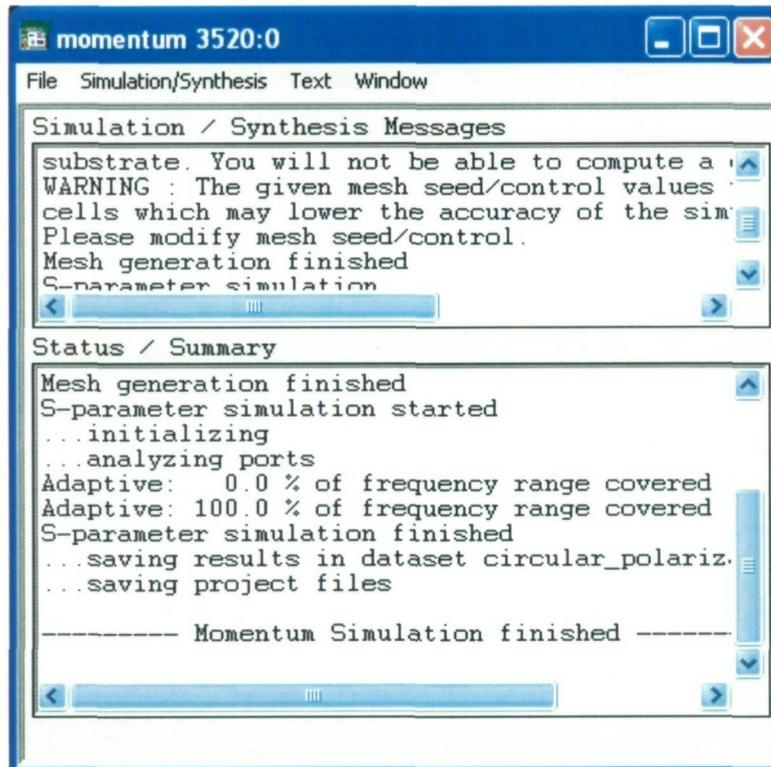


Figura 2.4 Pantalla informativa del estado de la simulación de un diseño.

Una vez se tenga el esquemático de un diseño o su *layout* se pasará a simular su funcionamiento con alguna de las herramientas del entorno. La Figura 2.4 muestra la pantalla principal donde se recoge el estado en el que se encuentra la simulación previamente seleccionada. La Figura 2.5 es un cuadro ejemplo que recoge los resultados de la simulación. En esta última ventana se puede trabajar directamente con los resultados, pudiéndose insertar gráficas, ecuaciones, listas, etc.

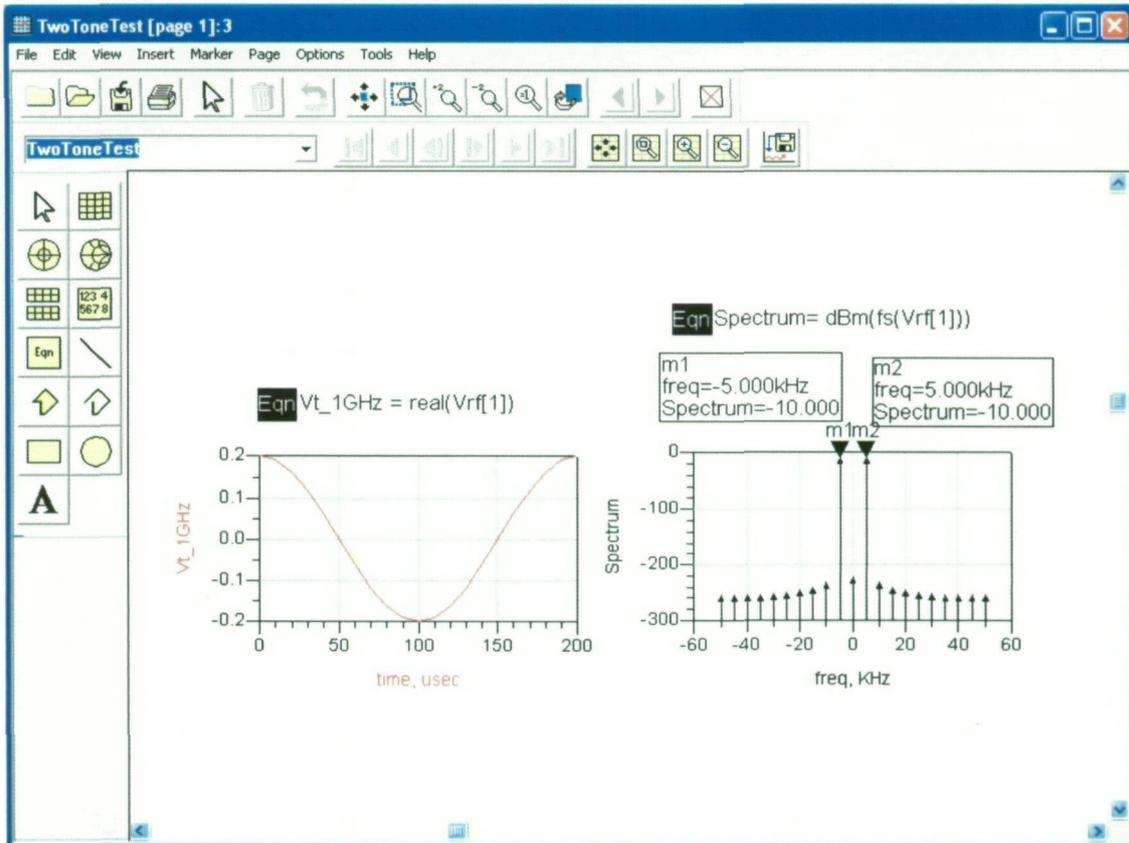


Figura 2.5 Pantalla de presentación de los resultados de la simulación.

2.3 Tipos de simulaciones

ADS permite realizar diversos tipos de simulaciones de la respuesta de un diseño. De esta forma, en la Tabla 2.1 se ofrece un resumen de las características de algunas de las mismas [13], indicándose el dominio en el que se realiza, el tipo de estímulo y el entorno de aplicación.

Como se ha indicado anteriormente, la herramienta de análisis electromagnético que se usará para confeccionar la librería de inductores se denomina Momentum. Por esta razón, en el siguiente apartado se explicará el funcionamiento de la misma.

Tabla 2.1 Simulaciones principales en ADS

Simulación	Dominio	Estímulo	Aplicaciones y ejemplos
DC (dc)	frecuencia	Múltiples niveles de tensión DC	Establece los niveles de operación, dibuja las curvas de polarización DC.
Lineal (linear)	frecuencia	Pequeña señal sinusoidal	Comportamiento en pequeña señal en estado estacionario. Puede calcular los parámetros de red, MAG, coeficientes de adaptación, círculos de ganancia, K, círculos de estabilidad, etc.
Balance Armónico (Harmonic Balance, HB)	frecuencia y tiempo	Múltiples señales grandes sinusoidales	Comportamiento de gran señal en estado estacionario de amplificadores de potencia, mezcladores, osciladores. Puede ser usado para calcular condiciones de oscilación, intermodulación, pérdidas de conversión, potencia de salida, etc.
Transitorio (transient)	tiempo	Múltiples señales de variación arbitraria en el tiempo	Respuesta transitoria de redes de componentes discretos. Puede ser usado para realizar pruebas de estabilidad en amplificadores, observar efectos de distorsión no lineal, comprobar arranque de osciladores, etc.
Convolución (convolution)	frecuencia y tiempo	Múltiples señales de variación arbitraria en el tiempo	Respuesta transitoria de redes que contienen componentes discretos y distribuidos. El mismo uso que el análisis transitorio.
Ruido (noise)	frecuencia	Pequeña/gran señal sinusoidal	Prestaciones de redes lineales o no lineales. Puede estimar la figura de ruido de redes de dos puertos, ruido de fase de osciladores, etc.
Envolvente (envelope)	frecuencia y tiempo	Múltiples señales moduladas arbitrariamente	Respuesta de redes no lineales a señales de entrada moduladas. Útil para efectos de distorsión debidos a la no linealidad.
Modo mixto (mixed mode)	tiempo	Múltiples señales sinusoidales grandes y/o entradas digitales	Prestaciones de subsistemas incluyendo componentes analógicos y digitales.
Rendimiento (yield)	tiempo	Pequeña señal o múltiples señales grandes	Estimación estadística del rendimiento del circuito a partir de las tolerancias de los componentes
Electromagnético microondas (Momentum)	frecuencia	Pequeña señal sinusoidal	Comportamiento electromagnético de diseños <i>layout</i> . Obtención de los parámetros <i>S</i> en el rango de las microondas.
Electromagnético RF (Momentum RF)	frecuencia	Pequeña señal sinusoidal	Comportamiento electromagnético de diseños <i>layout</i> con especial enfoque en la banda de radiofrecuencias. Aplicaciones típicas de diseños bobinas integradas.

2.4 El simulador electromagnético Momentum

2.4.1 Introducción

ADS dispone de un simulador EM interno denominado Momentum, utilizado para diseños *layout* de microondas. Este simulador está basado en el método de los momentos MOM (*Method Of Moments*) [11].

En general, la técnica del MOM comienza planteando la formulación integral de la ecuación integrales de la ecuación de Maxwell sobre la distribución de corrientes en las pistas metálicas [14]. Esta ecuación integral se resuelve discretizando la distribución de corrientes en las superficies de metalización. El sustrato se caracteriza mediante la función de Green, incluyendo los efectos electromagnéticos en el material (silicio en nuestro caso). De esta forma, se tienen en cuenta las capacidades con el sustrato semiconductor así como las corrientes de torbellino (de *eddy*) inducidas.

En la Figura 2.6 se ilustra este método [15]. La estructura metálica se descompone en una pila de capas con lados infinitos y en patrones de metalización finitos. A estos últimos se les aplica un mallado utilizando celdas rectangulares, triangulares o poligonales en general (ver Figura 2.6.a). A partir de este punto se transforman las ecuaciones de Maxwell en ecuaciones integrales mediante la imposición de las condiciones de contorno de estas estructuras. Utilizando las funciones *rooftop* definidas sobre cada celda del mallado, se modela las corrientes superficiales de las pistas metálicas, tal y como se ilustra en la Figura 2.6.b.

Mediante la aplicación del procedimiento de test de Galerkin se impone las condiciones de contorno. Con este paso se obtiene una ecuación de matrices de impedancia como la indicada en la Figura 2.6.c.

En la Figura 2.6.d se muestra una posible interpretación de esta ecuación en términos de un modelo de circuito equivalente. En el mismo, los nodos se corresponden con cada una de las celdas del mallado, conteniendo la carga de cada una. Se utiliza un condensador a tierra en cada nodo para modelar el acoplamiento eléctrico asociado en cada celda. Los nodos se interconectan entre sí mediante ramas que transmiten el flujo de corriente entre celdas. En cada una de estas ramas se utiliza un inductor para representar el acoplamiento



magnético asociado a las corrientes y una resistencia para representar las pérdidas en el conductor.

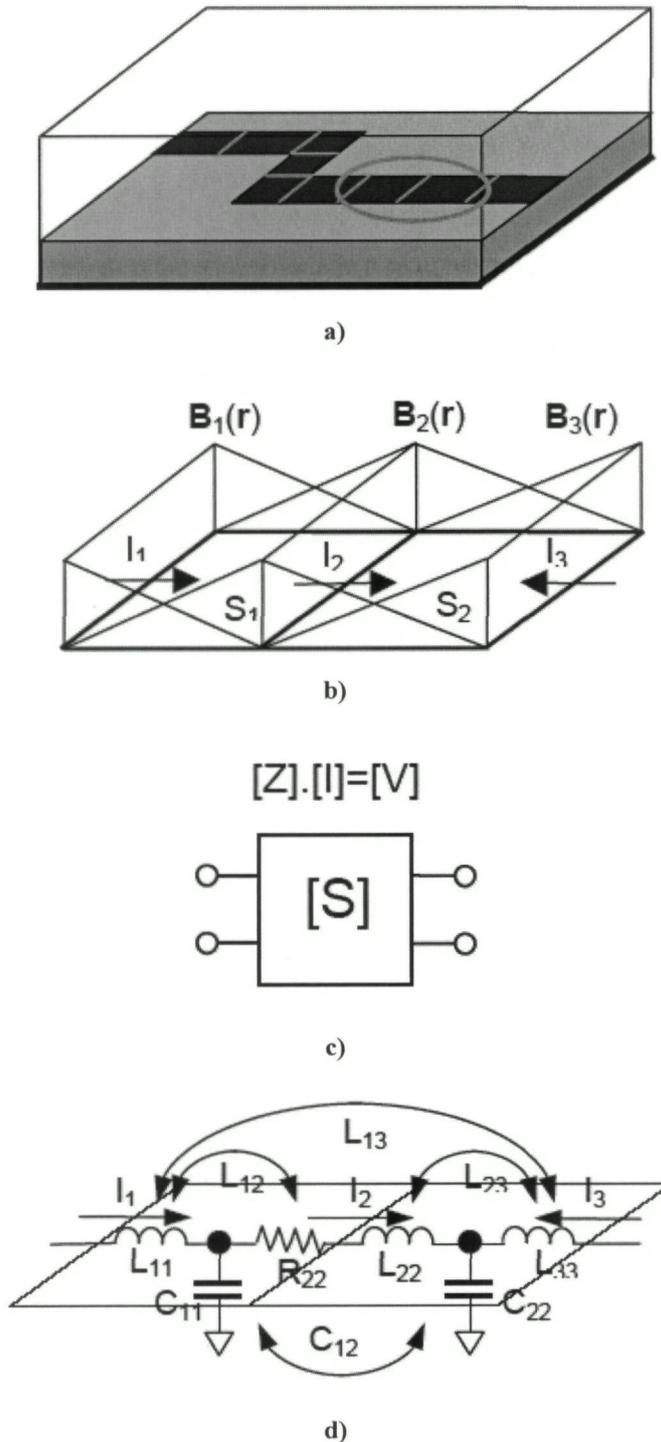


Figura 2.6 Descripción del *method of moments* en la discretización de las corrientes superficiales y su representación con un modelo de circuito equivalente.

2.4.2 Modos de simulación

Desde la versión 1.5 de ADS, Momentum incluye un modo de simulación especial para radiofrecuencia además del ya conocido simulador de microondas. Por ello, el modo de microondas se conoce como “Momentum” propiamente dicho y el modo de radiofrecuencia “Momentum RF”. Este último modo proporciona simulaciones electromagnéticas más precisas y más rápidas para los diseños que trabajen en esta banda, proporcionando incluso simulaciones más estables hasta el nivel de DC. Sin embargo, a medida que la frecuencia de trabajo aumenta alejándose del rango especificado (aumento de la radiación) este modo de simulación va perdiendo efectividad.

Momentum RF utiliza la aproximación quasi-estática de las funciones de Green, lo que supone una reducción del tiempo de CPU (Central Processing Unit) necesario en comparación con el modo de onda completa. Además proporciona una serie de algoritmos para la reducción del mallado que se traduce en una reducción del coste computacional para diseños complejos [11].

Se define circuito eléctricamente pequeño para una frecuencia dada aquel cuya dimensión física es menor que la mitad de la longitud de onda para esa frecuencia. Los inductores integrados sobre sustrato de silicio son siempre pequeños en comparación con la longitud de onda a la frecuencia máxima de interés. Por tanto, puesto que Momentum RF está indicado para circuitos eléctricamente pequeños y geoméricamente complejos, este será el modo de simulación escogido en ADS para el presente proyecto fin de carrera.

2.4.3 Definición de parámetros del simulador

La definición del sustrato consiste en describir el medio donde se realiza un circuito. Un ejemplo es el sustrato de un circuito multinivel, que consiste en capas de pistas de metal, material aislante, planos de tierra, vías que conectan las pistas y el medio que rodea el circuito. En la definición del sustrato se especifica propiedades como el número de capas en el mismo, la constante dieléctrica o el grosor de cada capa del circuito.

En Momentum la definición de este medio se hace especificando las capas de metalización y las capas de sustrato. Estas últimas definen el medio dieléctrico, planos de tierra, cubiertas, aire u otros materiales. Las capas de metalización son las capas

conductoras que se encuentran entre las de sustrato, y son usadas conjuntamente con las capas de *layout* (aquellas presentes en el trazado del *layout* del circuito). De esta forma, mapeando las capas de *layout* a las de metalización se puede posicionar las capas de *layout* del dibujo del circuito dentro del sustrato.

Los pasos necesarios para realizar la simulación de un *layout* en ADS son:

- Definir las capas de sustrato.
- Especificar la conductividad de dichas capas.
- Mapear las capas de *layout* a las capas de metalización.

Una vez hecho esto ya es posible obtener una simulación del mismo. Para ello se deberá indicar el rango de frecuencia para el cual se desea obtener los parámetros S del mismo.

En el capítulo siguiente se expone detalladamente los pasos comentados aplicando las características propias de la tecnología bajo estudio.

2.4.4 Consideraciones en la distribución de corrientes

La distribución de corrientes de un conductor metálico no siempre resulta uniforme a lo largo de toda su sección transversal. Teniendo en cuenta este punto, la profundidad de penetración δ (*skin depth*) se define como la profundidad a la cual la amplitud del campo electromagnético cae un 36.8% respecto al valor existente en la superficie del conductor. Este parámetro es inversamente proporcional a la frecuencia a la que se trabaja. Se observa que a medida que la relación entre el ancho de la pista y su grosor (w/t) aumenta en comparación con la profundidad de penetración, la distribución de corrientes deja de ser uniforme [16].

En la Figura 2.7 se ofrece una representación del modo en que las corrientes en el conductor se concentran en los laterales del mismo a medida que la frecuencia aumenta. De esta forma, aparece el denominado efecto de borde o efecto *edge* cuando la corriente se concentra en las caras laterales de la pista metálica y se habla de efecto pelicular o efecto *skin* cuando la concentración de corriente aumenta hacia los bordes superior e inferior.

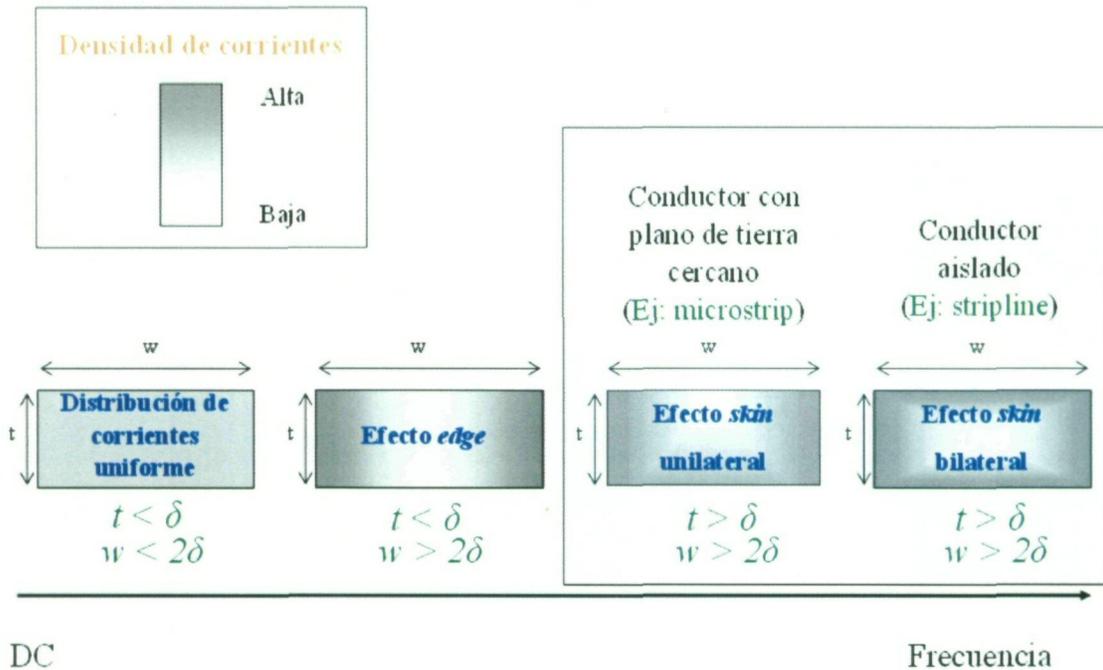


Figura 2.7 Distribución de corrientes en un conductor en función de la frecuencia

Momentum interpreta estos efectos teniendo en cuenta la frecuencia de trabajo, el grosor del metal y su anchura.

2.4.4.1 Efecto de borde o efecto *edge*

Momentum ofrece un mallado especial para poder simular de manera más precisa la distribución de corrientes en los laterales de un conductor, siendo recomendable su uso si el efecto *edge* es significativo. Para ello proporciona una opción en la interfaz de diseño (ver Figura 2.8), que genera un mallado más denso en los laterales, y un mallado menos denso en el interior. En la Figura 2.9 se muestra un ejemplo de celdas rectangulares para una pista en la que se ha fijado un número distinto de celdas por ancho de pista teniendo en cuenta y no teniendo en cuenta la opción anterior.

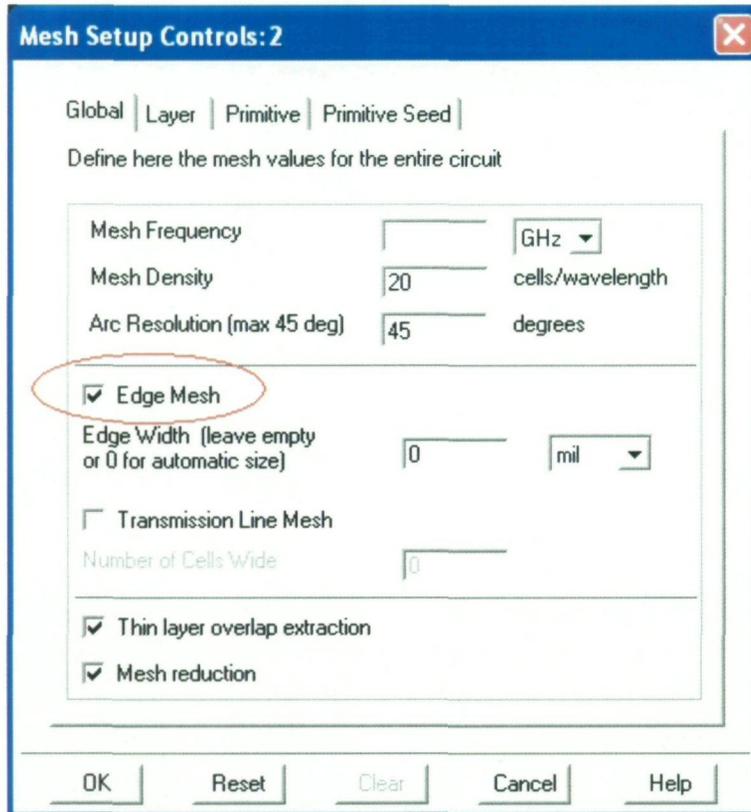


Figura 2.8 Pantalla de opciones de mallado en Momentum.

A medida que aumente el número de celdas por ancho de pista, las simulaciones tienden a ser más precisas. Por otro lado, este aumento supone un incremento en el coste computacional, que habrá que tener en cuenta.

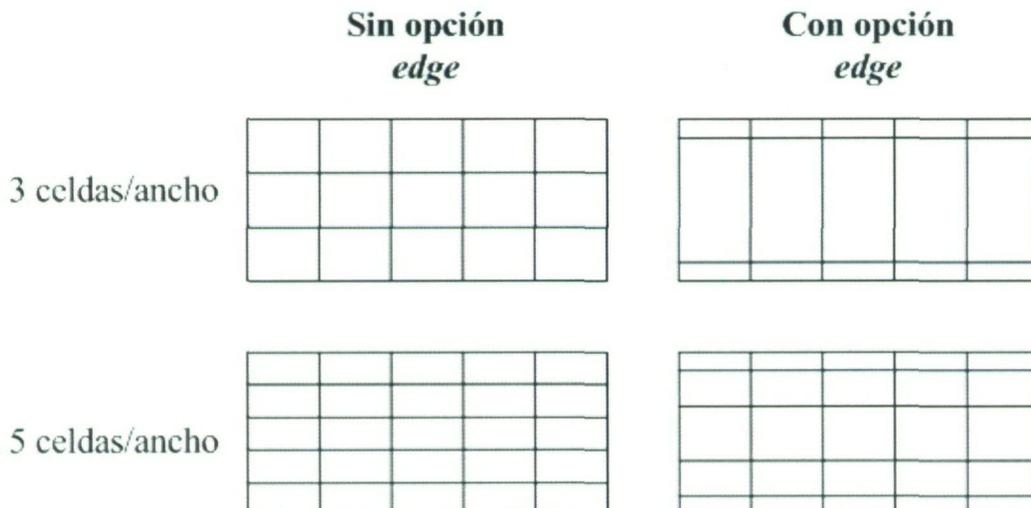


Figura 2.9 Ejemplo de mallado con y sin la opción de *edge* en Momentum.

2.4.4.2 Aproximaciones en el grosor del metal. Efecto *skin*

Un conductor con un grosor finito puede ser simulado en Momentum de dos formas distintas: con una aproximación de grosor cero (*sheet approach*) o con una aproximación de grosor finito (*thick approach*) [11], [17], [18]. Con la primera forma un conductor 3D es modelado como un conductor plano usando el modelo de Impedancia de Superficie $Z_s(t, \sigma, \omega)$ [16], donde t es el grosor real del metal, σ es la conductividad del metal y ω es la frecuencia angular (ver Figura 2.10). La impedancia de superficie Z_s tiene en cuenta el grosor y la dependencia con la frecuencia de las pérdidas del conductor (efecto *skin*).

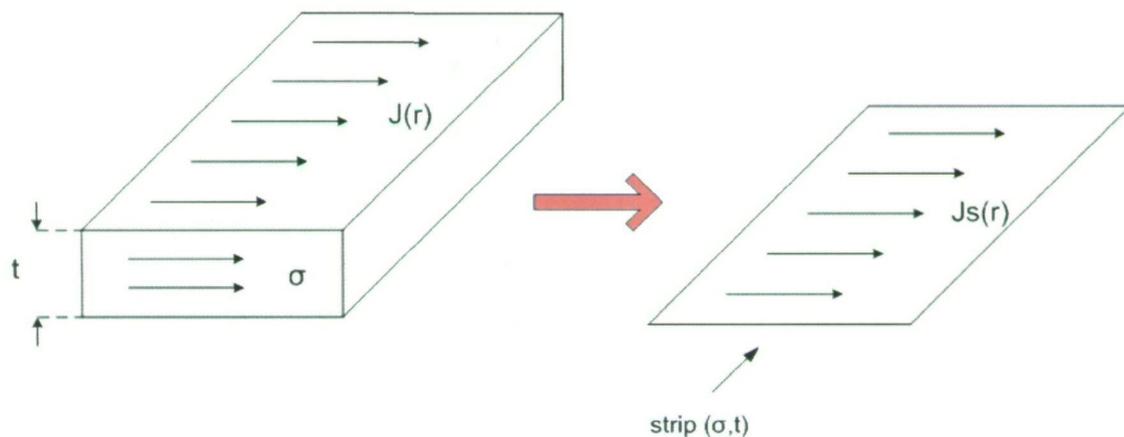


Figura 2.10 Esquema de la distribución de corrientes para la aproximación de grosor cero.

Las corrientes en baja frecuencia se propagarán en toda la sección del metal. En alta frecuencia aparece el efecto pelicular que provoca que las corrientes se distribuyan en la superficie del conductor. Teniendo en cuenta este fenómeno, la presente aproximación considera que las corrientes sólo se propagarán en una parte de la superficie de la pista (δ_s), como se indica en la Figura 2.11.

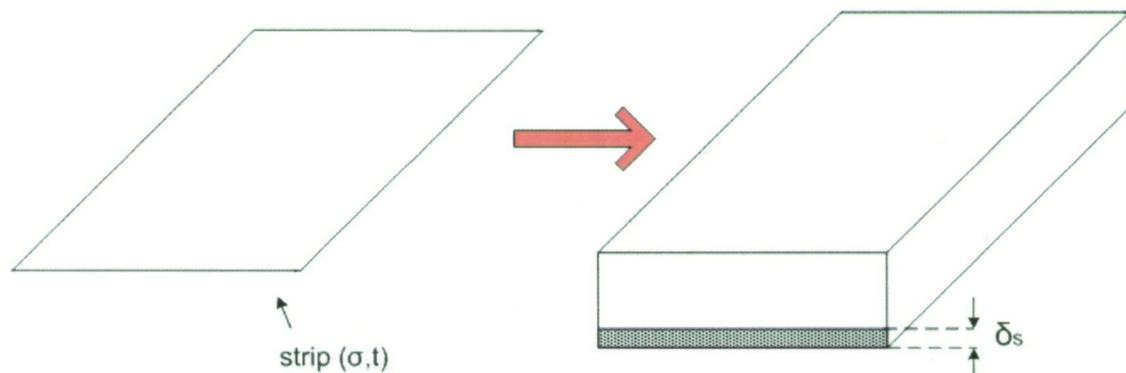


Figura 2.11 A alta frecuencia la corriente se desplaza hacia un borde con la aproximación de espesor nulo.

Con la aproximación de grosor finito se considera un conductor grueso como dos capas de metalización, cada una caracterizada por $Z_s(t/2, \sigma, \omega)$. Ambas capas son separadas por una vía definida como conductor perfecto y de grosor t como muestra la Figura 2.12. De esta forma, las corrientes en baja frecuencia se propagarán en toda la sección de la capa de metalización, y las corrientes en alta frecuencia se propagarán en una doble capa superficial (ver Figura 2.13).

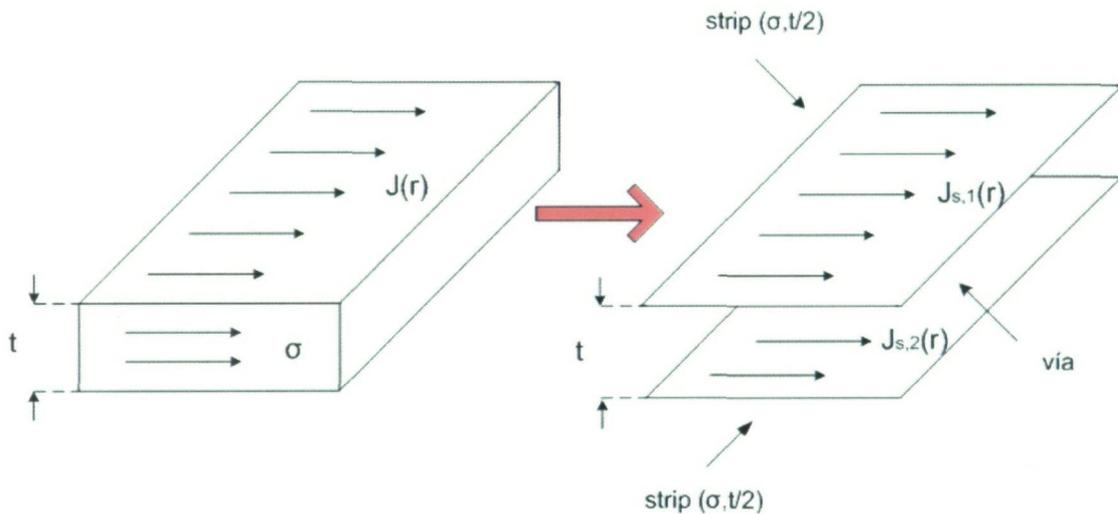


Figura 2.12 Distribución de corrientes para la aproximación de grosor finito.

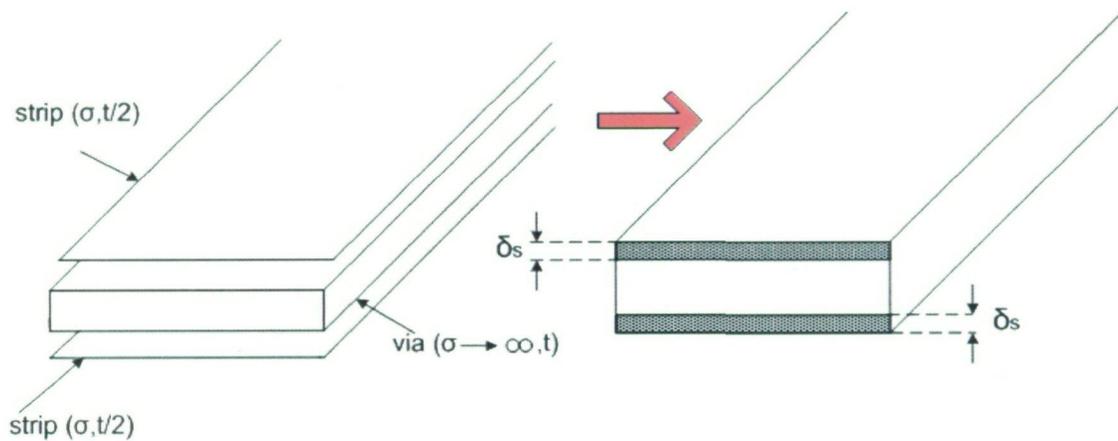


Figura 2.13 La corriente se distribuye en una doble capa superficial en alta frecuencia para la aproximación de grosor finito.

Además de la distribución de las corrientes, si los conductores se modelan como una capa de espesor nulo, no se definen las distancias del sustrato de manera correcta [13]. Por tanto, la aproximación de grosor finito tendrá en cuenta las distancias correctas al sustrato semiconductor, y serán correctamente simuladas las capacidades parásitas entre la espira y

el sustrato y entre las propias pistas de metal. Como consecuencia, el factor de calidad estará centrado en la frecuencia correcta.

En el capítulo 4 se analiza el efecto de estas aproximaciones sobre las corrientes en los niveles de metalización de la tecnología propuesta de una forma más empírica.

2.5 Conclusiones

En este capítulo se ha hecho un pequeño estudio sobre el programa que servirá de base a la librería de inductores integrados. Se ha analizado el funcionamiento general del programa ADS.

Posteriormente se ha analizado los principios básicos del simulador Momentum, definiéndose el concepto de *method of moments* y la diferencia existente en el simulador para el modo general y el particular para la banda de RF.

Se ha introducido finalmente en este capítulo la forma en que el simulador Momentum toma en cuenta uno de los efectos parásitos más importantes en un inductor integrado: el efecto pelicular.

Gracias a toda la información obtenida se conocerá mejor el funcionamiento del simulador y se podrá obtener resultados coherentes en base a la tecnología disponible.

Capítulo 3

ESTUDIOS PREVIOS

3.1 Introducción

A la hora de definir un inductor integrado entran en juego diversos parámetros tecnológicos y estructurales. En este capítulo se pretende analizar los más relevantes como ayuda en el conocimiento del funcionamiento de los mismos.

En primer lugar se analizan las diversas posibilidades de selección de los parámetros del inductor en la tecnología bajo estudio, como son el grosor del sustrato semiconductor o la distribución de las vías de interconexión entre capas metálicas. Posteriormente se evalúa el efecto de los distintos elementos geométricos de un inductor (número de lados, espacio entre pistas, número de vueltas, anchura de pistas y radio exterior) sobre la inductancia y el factor de calidad del mismo.

Finalmente, se llevará a cabo un estudio exhaustivo de las distintas alternativas de definición de un inductor con la estructura de metalización que ofrece la tecnología.

3.2 Descripción de la tecnología

La compañía United Microelectronics Corporation (UMC) es una de las fundidoras de tecnologías en semiconductor líderes del sector [19]. Dicha compañía ofrece modernas tecnologías para la fabricación de sofisticados diseños de sistemas *on-chip*, incluyendo sistemas de señal mixta/RFCMOS.

Las nuevas aplicaciones en el mercado como Bluetooth, 3G o el gran número de dispositivos de comunicación portátiles han fomentado el desarrollo de procesos avanzados

para señal mixta y RFCMOS. De esta forma, de entre las diversas soluciones tecnológicas que ofrece UMC, en el presente proyecto se ha elegido la tecnología de 0.18 μm en su modelo para señal mixta/RFCMOS, ya que ofrece grandes prestaciones con un coste no muy elevado.

Tabla 3.1 Algunos parámetros de la tecnología UMC 0.18 μm señal mixta/RFCMOS

Parámetros	Valor
Voltage Núcleo/ E/S	1.8 V/3.3 V
Condensador Metal/Metal	1 fF/ μm^2
Número de metales	6
Metal	Aluminio
Grosor Metal 1	0.48 μm
Grosor Metales 2-5	0.56 μm
Grosor Metal 6	0.88 μm
Grosor Metal 6 (Inductor)	2 μm
Tecnología Triple-well	Disponible

La tecnología UMC 0.18 μm señal mixta/RFCMOS dispone de 6 niveles de metalización. A diferencia de la tecnología orientada a diseños lógicos, este modo ofrece un nivel de metalización extra para generar condensadores, así como una definición alternativa en el metal superior orientada al diseño de inductores con alto factor de calidad. La Tabla 3.1 recoge los parámetros principales de esta tecnología y en la Figura 3.1 aparece un corte transversal de la misma.

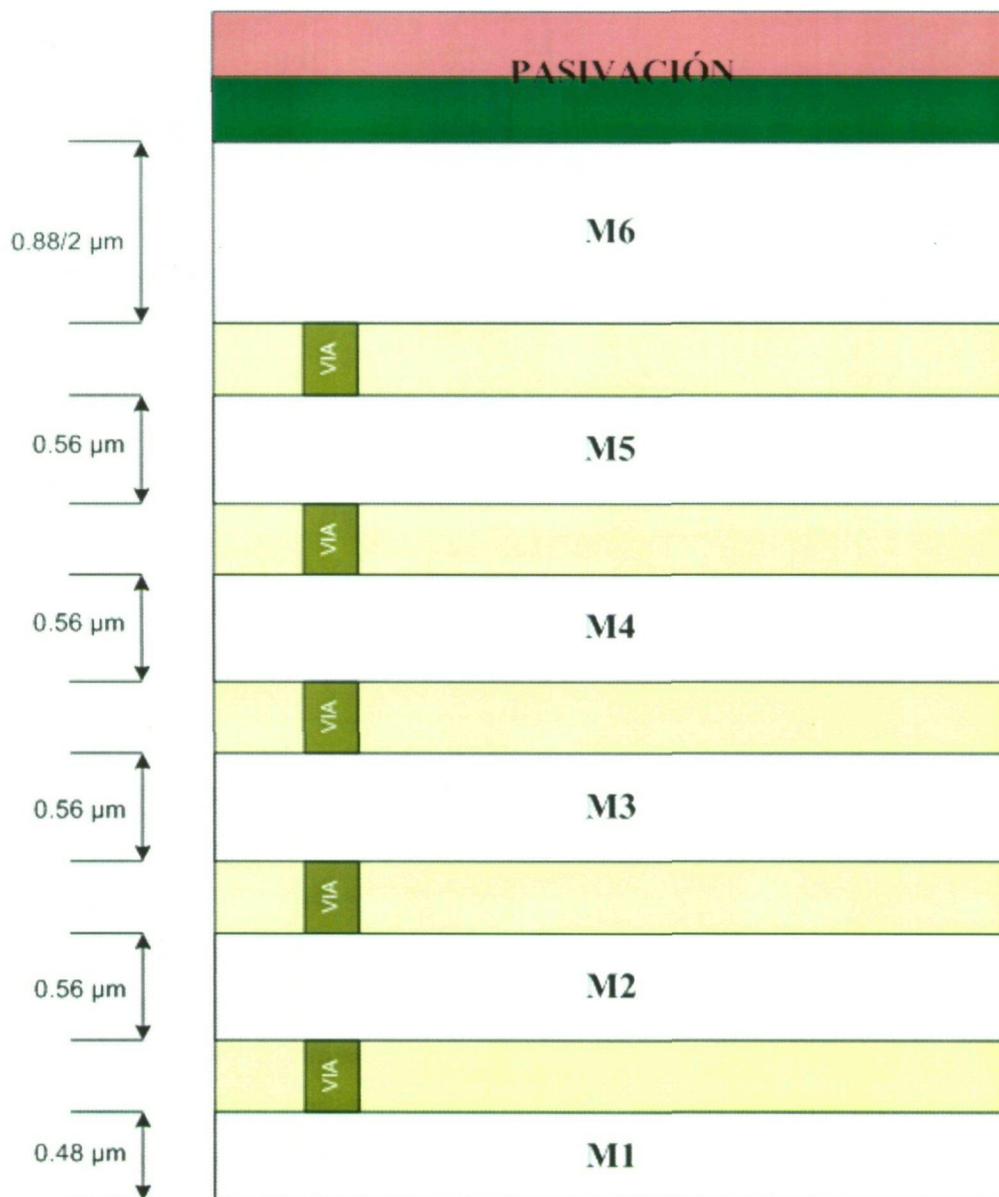


Figura 3.1 Corte transversal de la tecnología UMC 0.18 μm .

3.3 Parámetros en el simulador Momentum

En este apartado se introducirá la forma de realizar la simulación EM de un diseño *layout* a partir de la información de la tecnología disponible en Momentum.

3.3.1 Definición de las capas de sustrato

Es necesario introducir los datos de la tecnología del fabricante en el programa para poder definir las capas de sustrato. Se puede extraer los datos requeridos de la información

que acompaña a los ficheros tecnológicos. De esta forma, en el apartado de “capas de sustrato” del programa se tendrá las siguientes características:

- Sustrato semiconductor (*wafer*). Se trata de un material dopado tipo P.
- ◆ Conductividad. A partir del dato de la resistividad (ρ) del material de comienzo se puede calcular su conductividad. La ecuación (3.1) muestra este cálculo.

$$\sigma = \frac{1}{\rho} \left[\frac{S}{m} \right] \quad (3.1)$$

- ◆ Grosor, $t = 279.4 \mu\text{m}$. Existe otro valor posible para este parámetro y será estudiado en el apartado 3.4.
- Dióxido de silicio inicial (SiO_2), este material se encuentra justo debajo de la primera capa de metalización.
- Dióxido de silicio entre metales.
 - ◆ Permittividad relativa, entre cada capa de metalización existen dos deposiciones de dióxido de silicio (SiO_2) distintas, donde una de ellas es usada para conseguir la uniformidad de la capa y poder depositar la siguiente capa de metal. Ambas deposiciones tienen distintas permitividades relativas. Puesto que sólo es posible la definición de una capa de sustrato entre metales en el programa, se ha decidido poner un dióxido de silicio con una permitividad relativa de 3.9 (típica de este material en los procesos de fabricación [20]). Se toma este valor de 3.9 en lugar de un valor inferior para que en las simulaciones las capacidades obtenidas representen un peor caso para el valor de factor de calidad estimado. Con una permitividad relativa mayor las capacidades son mayores y el factor de calidad es menor.
- Pasivación. Esta capa es depositada en último término para proteger la superficie del circuito de posibles contaminantes que puedan empeorar el funcionamiento del circuito [21]. En esta tecnología existen dos capas utilizadas como pasivación:
 - ◆ Cristal de fosfosilicato PSG (*Phosphosilicate Glass*)
 - ◆ PE- Si_3N_4

Además de las capas propias de la tecnología, se debe definir dos capas básicas en Momentum:

- Espacio libre (*Free_Space*), que representa el plano superior en la definición del sustrato. Se define en el programa como *open boundary*, y sirve para representar una capa de grosor infinito, como el aire.
- GND, que en nuestro caso representa el plano inferior del sustrato. Se define como *closed boundary*, y representa el plano de tierra u otros límites cerrados. Su grosor es nulo.

En la Figura 3.2 se puede apreciar el cuadro donde se introduce los parámetros característicos de las diversas capas.

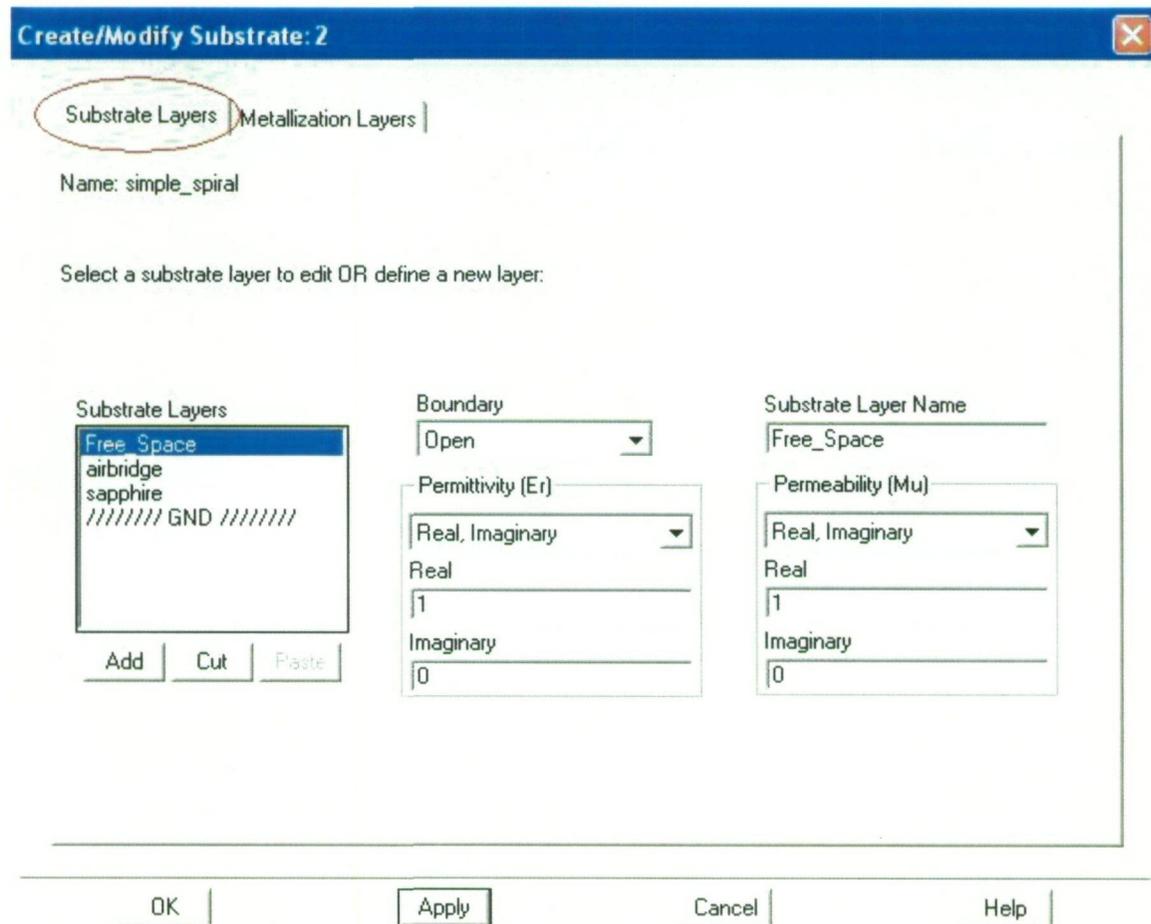


Figura 3.2 Sección del simulador Momentum donde se define las capas de sustrato.

3.3.2 Definición de las capas de metalización

En este apartado se indicará la conductividad y grosor de las capas de metalización, así como el de las vías que los conectan [22].

Las vías entre capas de metalización poseen un grosor y una conductividad distinta a estas últimas, y han de ser introducidos en el simulador.

En cuanto a la conductividad de las capas metálicas, el fabricante proporciona el dato de la resistencia por cuadro R_{\square} . Para calcular la conductividad de cada capa a partir de este valor se aplica la siguiente expresión:

$$\sigma = \frac{1}{R_{\square} \cdot t} \quad (3.2)$$

En cuanto al grosor de estas capas se tiene (metales numerados desde el más cercano al sustrato semiconductor hasta el más alejado o superior):

- Metal 1, metal más próximo al sustrato semiconductor.
 - ◆ Grosor, $t = 0.48 \mu\text{m}$.
- Metales del 2 al 5.
 - ◆ Grosor, $t = 0.56 \mu\text{m}$.
- Metal 6 (metal superior), esta capa presenta dos alternativas de fabricación distintas:
 - ◆ Alternativa 1. Esta sería la opción más común en esta tecnología.
 - Grosor, $t = 0.88 \mu\text{m}$.
 - ◆ Alternativa 2. Esta opción es una capa especialmente indicada para la fabricación de inductores integrados en aplicaciones RF.
 - Grosor, $t = 2 \mu\text{m}$.

La resistencia de la capa de metal superior de la tecnología es inferior a la del resto de capas, lo que la convierte en el nivel ideal para la fabricación de inductores integrados ya que junto a su mayor lejanía del sustrato semiconductor produce una reducción

significativa de los efectos perniciosos provocados por las capacidades que se producen con este material.

En la Figura 3.3 se muestra el cuadro del programa donde se debe introducir los datos comentados anteriormente.

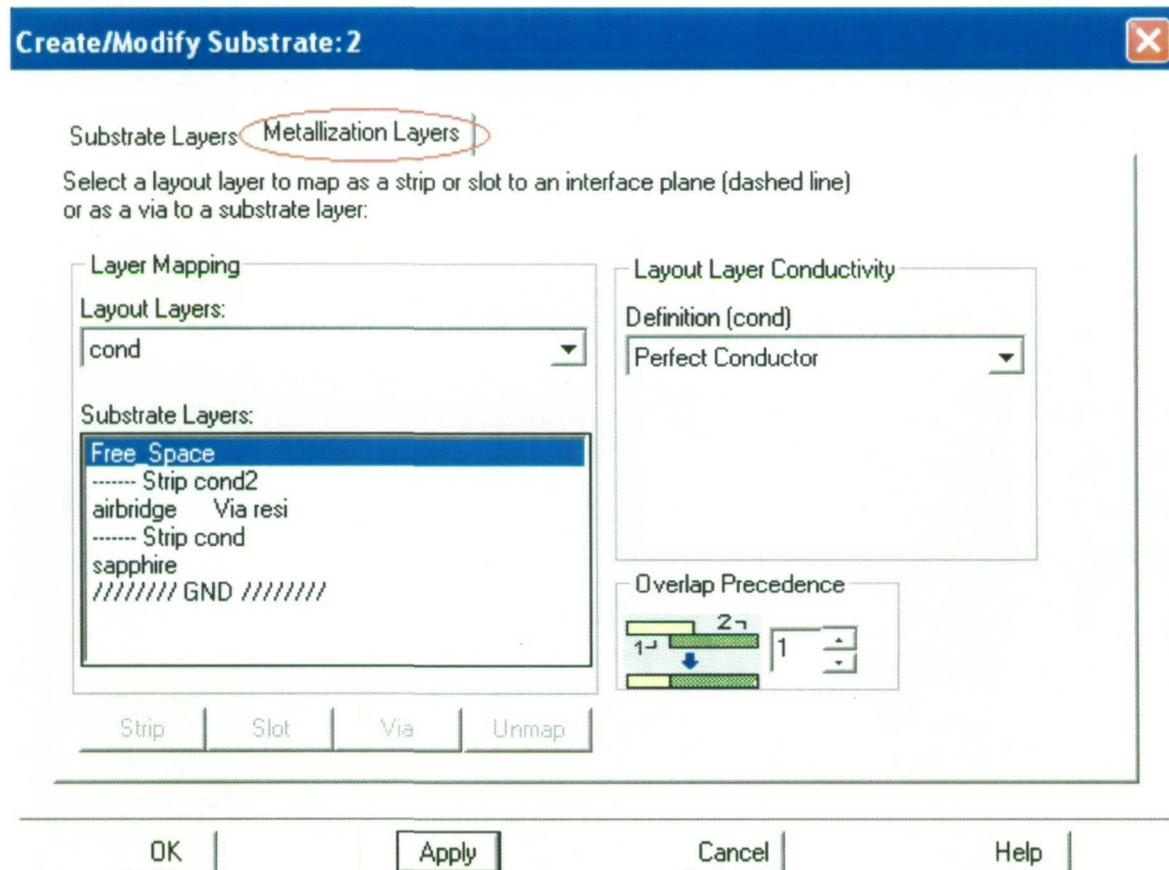


Figura 3.3 Vista de la definición de las capas de metalización en Momentum.

3.3.3 Relación de las capas de *layout* con las capas de metalización

Previamente al establecimiento de la correspondencia entre las capas de *layout* y las capas de metalización, se deberá importar a ADS el diseño físico creado con algún programa compatible, como el generador automático de *layouts* para inductores [23] o, generado con las herramientas de que dispone el software de trazado físico del propio programa, alternativamente se puede seleccionar los elementos predefinidos que ofrece.

Posteriormente y una vez definidas las capas del sustrato, se utilizará las opciones del programa para asignar las distintas capas del *layout* del inductor a las distintas capas de metalización que se quiera emplear.

En el siguiente paso será necesario insertar los puertos de entrada y salida del inductor, que deberán estar conectados a la capa de metalización pertinente. La Figura 3.4 muestra la vista final del *layout* de un inductor en el programa ADS.

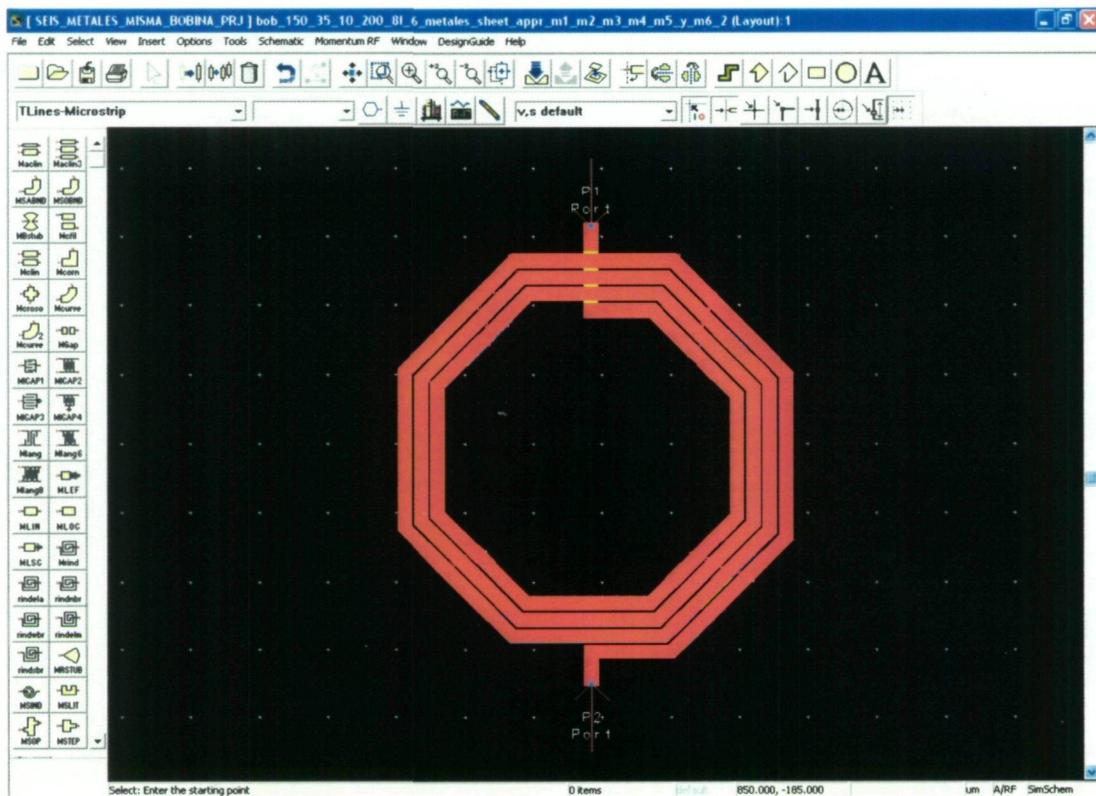


Figura 3.4 Vista de un inductor en el modo *layout* del programa ADS.

3.4 Parámetros en la simulación del sustrato

Una vez introducidos los parámetros característicos de la tecnología y asociados a un diseño determinado se podrá proceder a la extracción de los parámetros S del mismo. Previamente se habrá definido la aproximación elegida de entre las ofrecidas por Momentum en cada capa metálica, tal y como se explicó en el capítulo anterior.

En el presente apartado se indica el efecto que produce la variación del grosor del sustrato semiconductor sobre la inductancia y el factor de calidad de una espira. Por

último, en el apartado siguiente se especifica la forma utilizada para la distribución de las vías de interconexión entre capas metálicas.

3.4.1 Variaciones del grosor del sustrato semiconductor

Europractice es una iniciativa de la Comisión Europea para fomentar la competitividad de empresas y centros europeos mediante la introducción de avances tecnológicos en electrónica [24]. Dicha organización constata que, para la tecnología UMC 0.18 μm , el grosor estándar del sustrato semiconductor es de 29 mils (736.6 μm). Sin embargo, existe la posibilidad de que el grosor sea de 11 mils (279.4 μm), y muchos circuitos utilizan esta medida. Por tanto, se dispone de dos grosores: 736.6 μm y 279.4 μm .

A partir de estos datos, se ha realizado una serie de simulaciones para comprobar las diferencias que pudiera haber en el factor de calidad y en el valor de la inductancia al variar el tamaño del sustrato semiconductor. Para ello, se ha elegido una serie de inductores con distintas características y se ha realizado simulaciones con los dos grosores de sustrato disponible. En la Tabla 3.2 se refleja el nombre y características de los inductores propuestos para este análisis. En las Figuras 3.5 a 3.10 se muestra los resultados obtenidos.

Tabla 3.2 Parámetros de los inductores simulados con distinto grosor de *wafer*

Nombre	r(μm)	n	w(μm)	s(μm)	Aproximación	Metales
L_885_35_10_2_Sh	88.5	3.5	10	2	Sheet	6
L_885_35_10_2_Th	88.5	3.5	10	2	Thick	6
L_100_15_15_15_Th	100	1.5	15	1.5	Thick	6/5/4

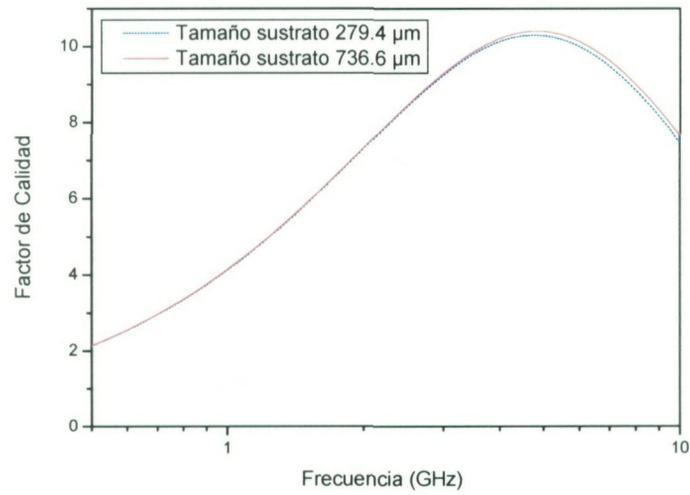


Figura 3.5 Factor de calidad bobina L_885_35_10_2_Sh.

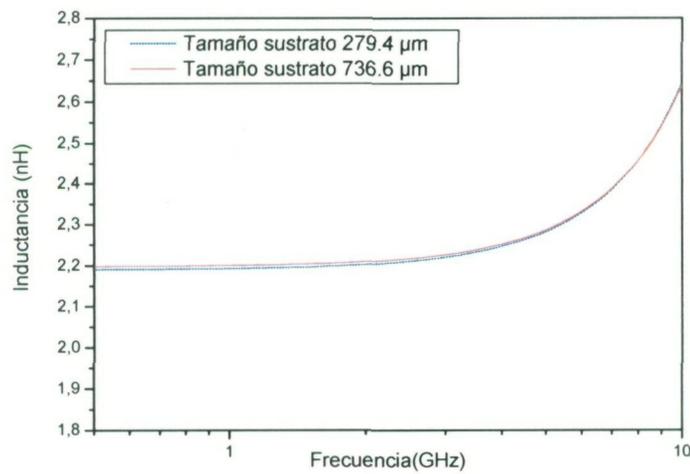


Figura 3.6 Inductancia bobina L_885_35_10_2_Sh.

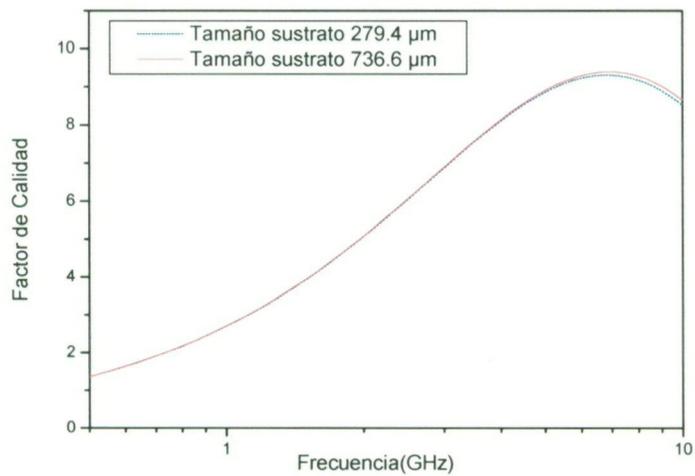


Figura 3.7 Factor de calidad bobina L_885_35_10_2_Th.

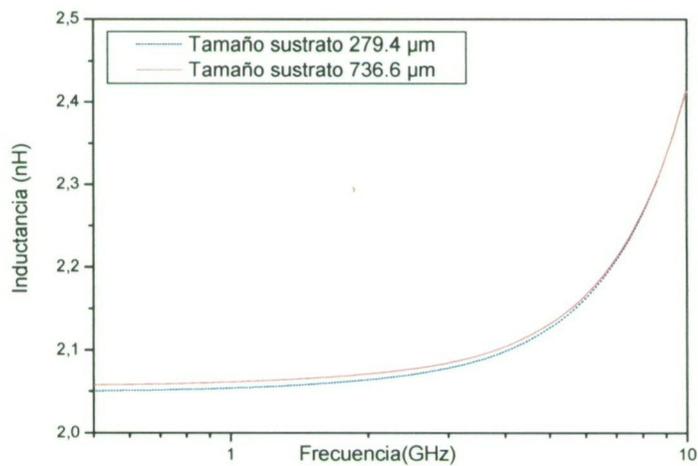


Figura 3.8 Inductancia bobina L_885_35_10_2_Th.

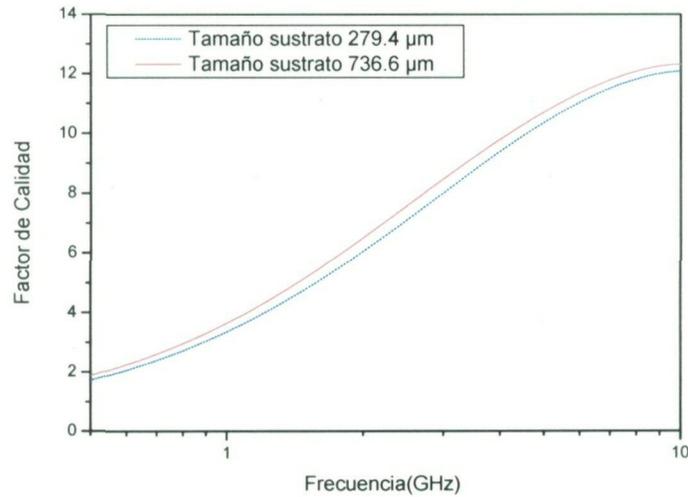


Figura 3.9 Factor de calidad bobina L_100_15_15_15_Th

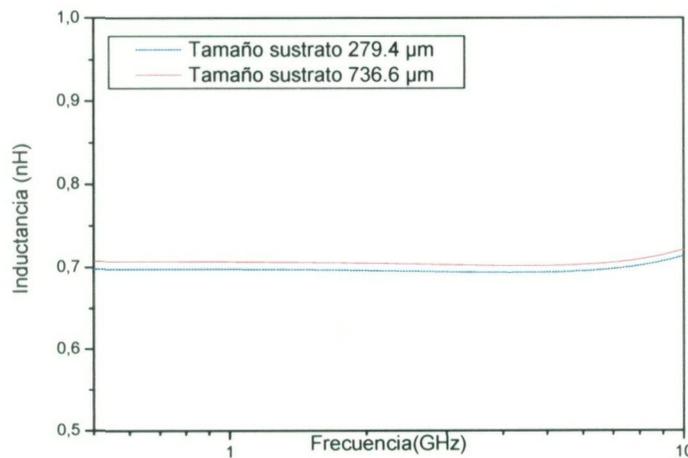


Figura 3.10 Inductancia bobina L_100_15_15_15_Th.

Como se puede apreciar en las figuras anteriores las diferencias no son significativas. El hecho de utilizar un sustrato semiconductor con un mayor grosor supone un aumento de los valores de inductancia y de factor de calidad. Esto se debe a la reducción de los efectos negativos producidos por la capacidad de sustrato semiconductor C_{SUB} . En todo caso y para evitar posibles sobreestimaciones en el valor generado en las simulaciones con respecto a las medidas, en este proyecto se utilizará el material de comienzo de menor grosor.

3.4.2 Disposición de las vías de interconexión entre capas metálicas

Las pérdidas entre metales disminuyen si los inductores se fabrican en distintos niveles de metal conectados mediante vías [3]. De esta manera se aumenta la sección efectiva del metal y por tanto disminuye su resistencia asociada. En [2] y [25] se demuestra que para un inductor formado por varias capas de metalización en paralelo la utilización de una vía continua que los interconecte a lo largo de toda la espiral (respetando las limitaciones tecnológicas) supone un aumento del factor de calidad. En la Figura 3.11 se puede observar una vista de esta disposición para un trozo de una pista de metal.

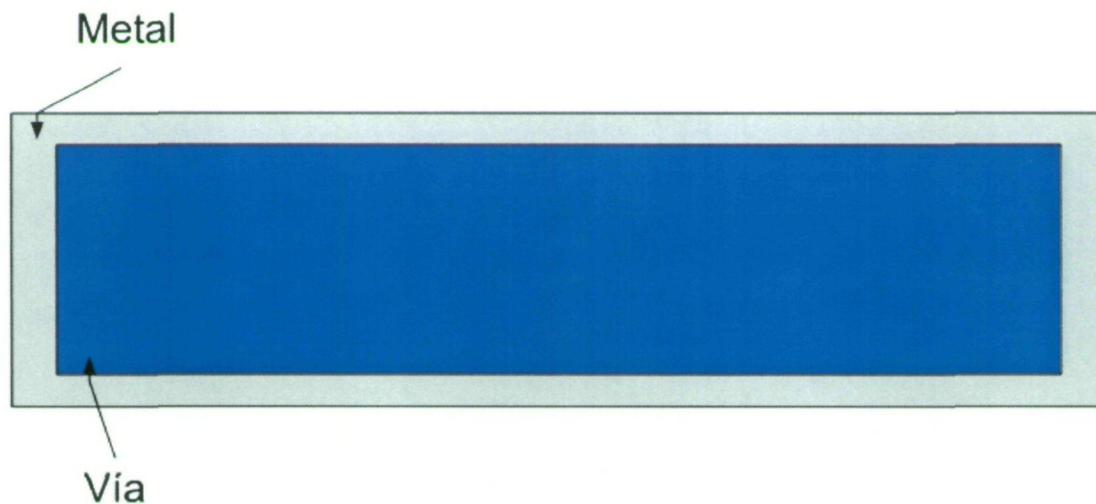


Figura 3.11 Vía continua a lo largo de una pista.

Sin embargo, según las reglas de diseño de la tecnología UMC 0.18 μm [22], sólo es posible tener vías de con un área mínima fija. Además también se define una distancia mínima entre las mismas. Por tanto, en el caso de tener más de una capa de metalización en la espira, la solución finalmente elegida para la distribución de las vías de interconexión, será la de la disposición de las mismas a lo largo de toda la estructura. Para ello se tendrá en cuenta las reglas de diseño mencionadas, tal y como se aprecia en la Figura 3.12. De esta forma se conseguirá un cierto aumento del valor del factor de calidad, en comparación con el supuesto de disponer vías sólo al principio y al final de la espiral, debido a la reducción de la resistencia del conjunto.

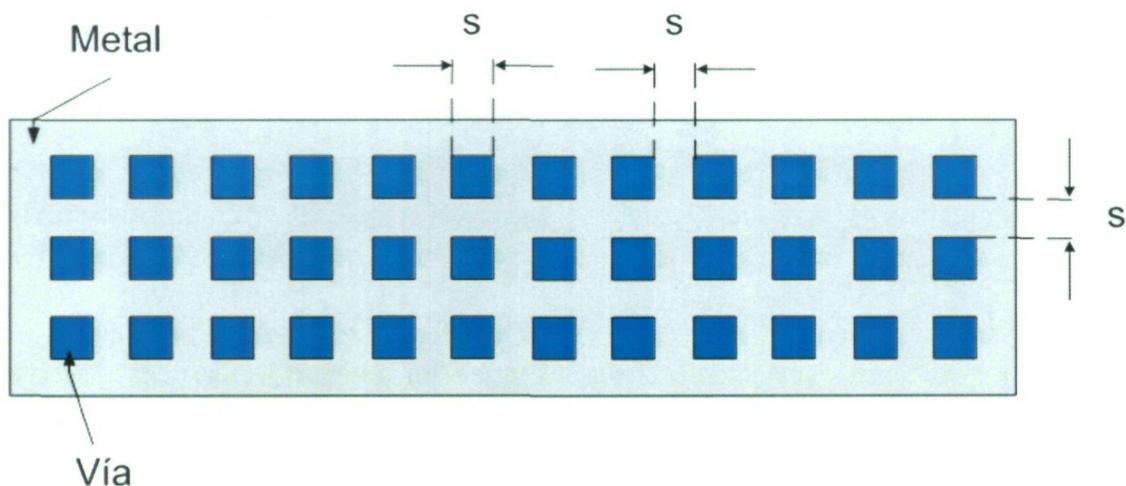


Figura 3.12 Vías distribuidas por toda la sección de una pista metálica.

Es destacable que la solución anterior sólo es válida a la hora del diseño *layout* de los inductores para su fabricación, ya que el programa Momentum presenta problemas de cómputo con dicha estructura en las vías de interconexión. Por lo tanto, debido a que los cambios no son significativos, se ha decidido utilizar una estructura como la que aparece en la Figura 3.11 para las simulaciones.

3.5 Análisis de los parámetros geométricos

En este apartado se estudiará el efecto sobre la inductancia y factor de calidad de los distintos parámetros geométricos de una bobina. Así, se ha tomado una geometría fija de un inductor y se ha variado el parámetro que se desea estudiar. Los parámetros son el número de lados, la separación entre pistas metálicas (s), el número de vueltas (n), la anchura de las pistas (w) y el radio exterior (r).

3.5.1 Número de lados

Estudios anteriores sobre inductores integrados disponibles en la literatura demuestran que la forma óptima de los mismos, desde el punto de vista del factor de calidad, es la geometría circular [26]. Esto es debido a que el perímetro es mayor en esta geometría que en otras como la cuadrada. A pesar de que la resistencia y el área ocupada son mayores, el factor de calidad mejora debido al mayor aumento de la inductancia con respecto a la resistencia.

Para contrastar esta cuestión, se presenta un análisis simple en el que se simula diversos inductores con distintos número de lados (cuanto mayor es este número la geometría se aproxima más a la circular). Las características de dichos inductores se muestran en la Tabla 3.3. Las Figuras 3.13 a 3.15 muestran las estructuras simuladas.

Tabla 3.3 Parámetros del los inductores simulados

Nombre	$r(\mu\text{m})$	n	$w(\mu\text{m})$	$s(\mu\text{m})$	Aproximación	Número de lados
L_120_25_15_2_Sh_4l	120	2.5	15	2	Sheet	4
L_120_25_15_2_Sh_8l	120	2.5	15	2	Sheet	8
L_120_25_15_2_Sh_20l	120	2.5	15	2	Sheet	20

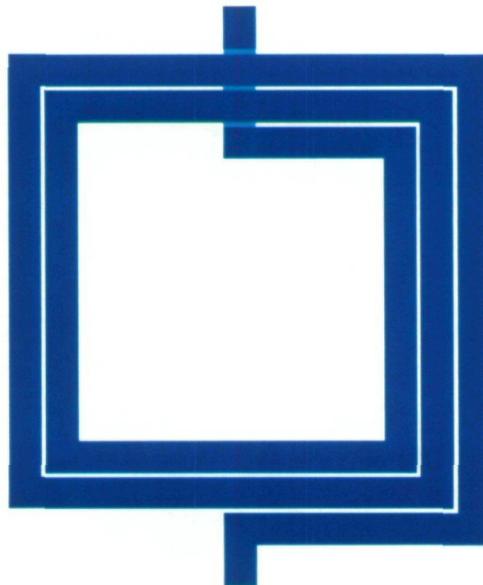


Figura 3.13 Bobina con 4 lados, $r=120 \mu\text{m}$, $n=2.5$, $w=15 \mu\text{m}$ y $s=2 \mu\text{m}$.

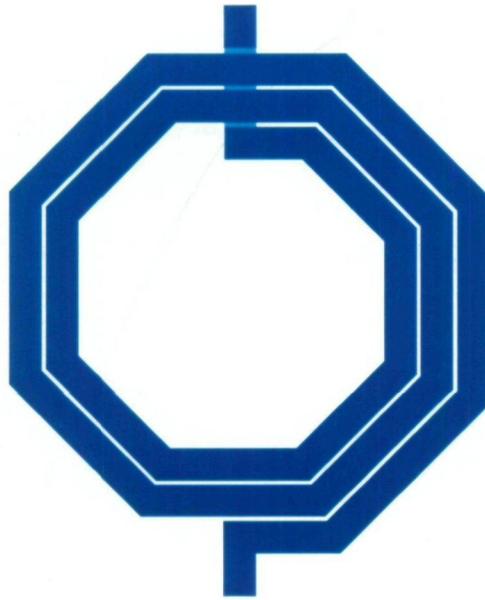


Figura 3.14 Bobina con 8 lados, $r=120\ \mu\text{m}$, $n=2.5$, $w=15\ \mu\text{m}$ y $s=2\ \mu\text{m}$.

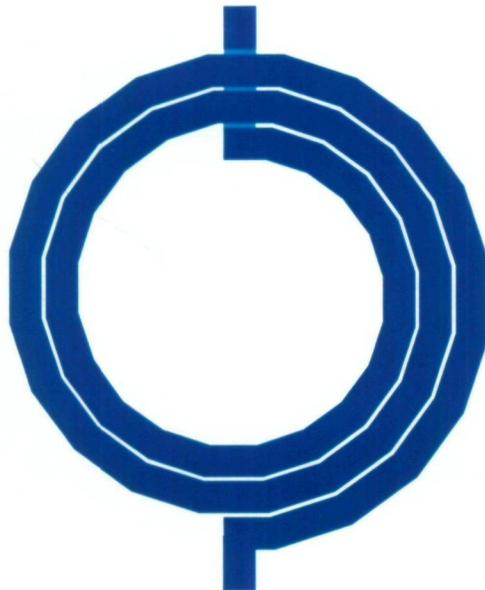


Figura 3.15 Bobina con 20 lados, $r=120\ \mu\text{m}$, $n=2.5$, $w=15\ \mu\text{m}$ y $s=2\ \mu\text{m}$.

En la Figura 3.16 se puede apreciar como el factor de calidad mejora a medida que la geometría del inductor se aproxima a la circular. Sin embargo en el presente proyecto, se ha decidido utilizar inductores de 8 lados pues gran parte de los grupos de investigación en el tema trabajan con este tipo de geometría (octogonal), con ello se facilita establecer comparaciones. Además la diferencia existente en el factor de calidad de una espiral de 8 lados y otra con un número mayor es poco significativa.

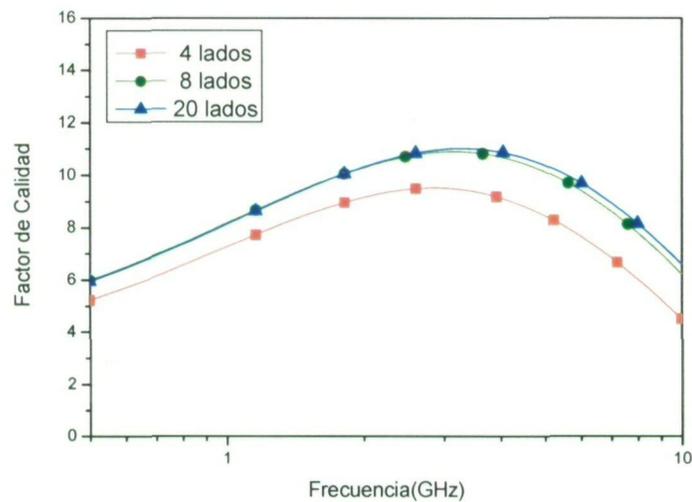


Figura 3.16 Factor de calidad para las bobinas con distinto número de lados.

3.5.2 Estudio de la variación del espaciado entre pistas

Este parámetro recoge la distancia entre las pistas de metalización que conforman el inductor. Su variación influye tanto en el valor de la inductancia como en el del factor de calidad.

Para realizar el análisis de este parámetro se ha simulado una bobina cuyas especificaciones aparecen en la Tabla 3.4. Dicho inductor se ha generado utilizando el metal superior de la tecnología, y utilizando el metal inmediatamente inferior como *underpass*.

Tabla 3.4 Parámetros del inductor simulado con separación entre pistas variable

Nombre	$r(\mu\text{m})$	n	$w(\mu\text{m})$	Aproximación
L_150_35_10_s	150	3.5	10	Sheet

Tal y como se observa en la Figura 3.17, para altas frecuencias una mayor separación entre las pistas metálicas puede ser interesante desde el punto de vista del factor de calidad del inductor. Esto es debido a que la cercanía entre pistas metálicas supone un aumento de los acoplos capacitivos por lo que se reduce la frecuencia de resonancia. Sin embargo, las variaciones debidas a este parámetro en el valor máximo del factor calidad no son significativas, hecho también comprobado en [2] y [15].

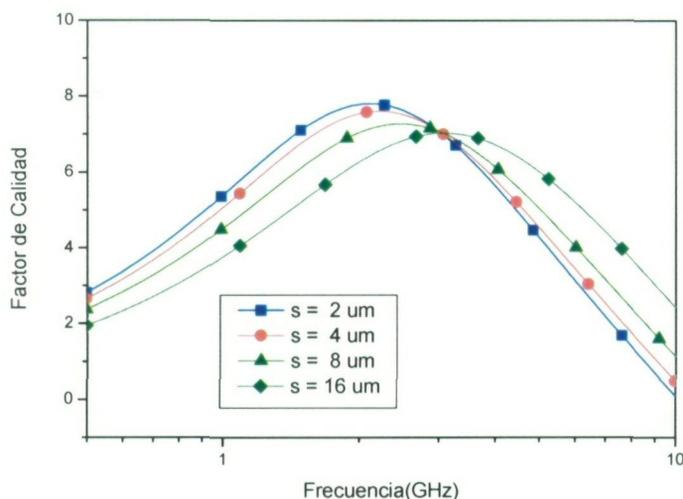


Figura 3.17 Factor de calidad bobina L_150_35_10_s con distinto valor de s.

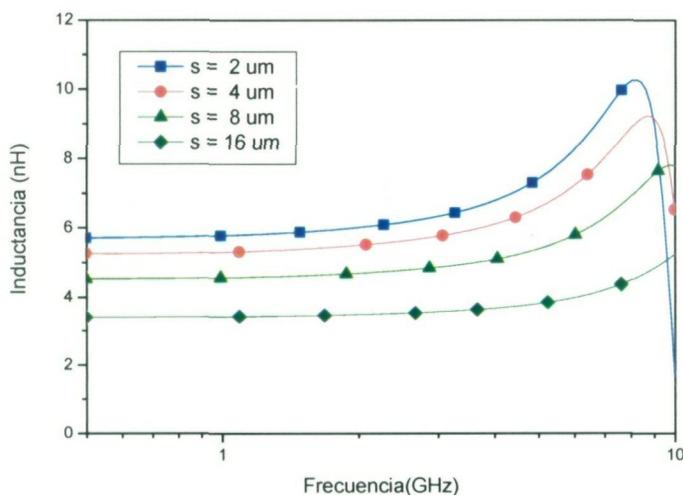


Figura 3.18 Inductancia bobina L_150_35_10_s.

Como se aprecia en la Figura 3.18, el valor de la inductancia disminuye al aumentar la separación entre las pistas debido a la disminución de la inductancia mutua [13], [27]. Además, hay que indicar que el aumento de la separación supone un aumento del área ocupada (en el caso de que se permita variar el radio). Por tanto, habrá que tener en cuenta estos efectos a la hora de definir la separación entre pistas de un inductor.

3.5.3 Estudio de la variación del número de vueltas

Este experimento consiste en tomar un inductor con una anchura de pista, un radio externo y una separación de pistas determinados e ir variando el número de vueltas de la espiral para comprobar el efecto sobre la inductancia y el factor de calidad de la misma. En concreto se ha simulado la bobina de la Tabla 3.5 para un valor de n igual a 1.5, 2.5, 3.5, 4.5, 5.5 y 6.5 vueltas en la espiral.

Tabla 3.5 Parámetros del inductor simulado con distinto número de vueltas

Nombre	$r(\mu\text{m})$	$w(\mu\text{m})$	$s(\mu\text{m})$	Aproximación
L_150_n_10_2	150	10	2	Sheet

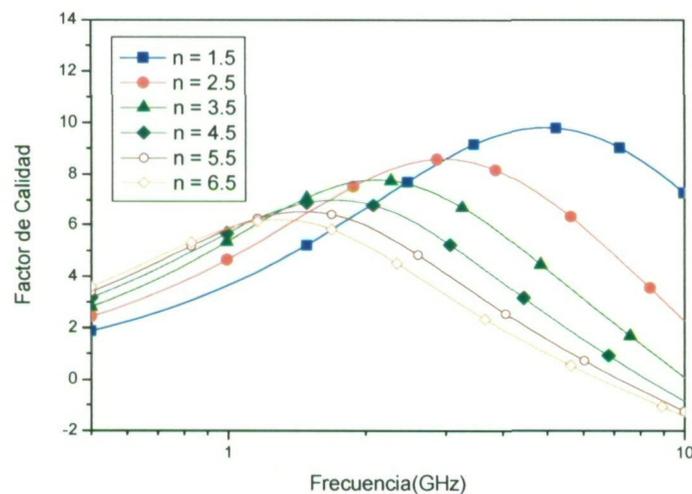


Figura 3.19 Factor de calidad bobina L_150_n_10_2 con distinto valor de n .

Como se puede apreciar en la Figura 3.19 a medida que aumenta el valor de n el valor máximo en el factor de calidad es cada vez menor, al igual que la frecuencia donde se alcanza el mismo. Esto se puede explicar a tenor de la cantidad de metal que existe en la espira. En alta frecuencia el efecto negativo de las capacidades generadas entre las pistas y entre el metal de la espira y el sustrato semiconductor domina sobre la respuesta de la bobina. Es por esto que a mayor número de vueltas y de superficie metálica en la bobina, mayores serán dichas capacidades parásitas, por lo que el valor de Q disminuye.

Sin embargo, la inductancia es lógicamente mayor para inductancias con mayor número de vueltas (aumenta la inductancia mutua entre pistas), aunque debido a que la frecuencia

de resonancia se reduce a medida que crece n para una misma bobina, esto no es así a altas frecuencias (ver Figura 3.20).

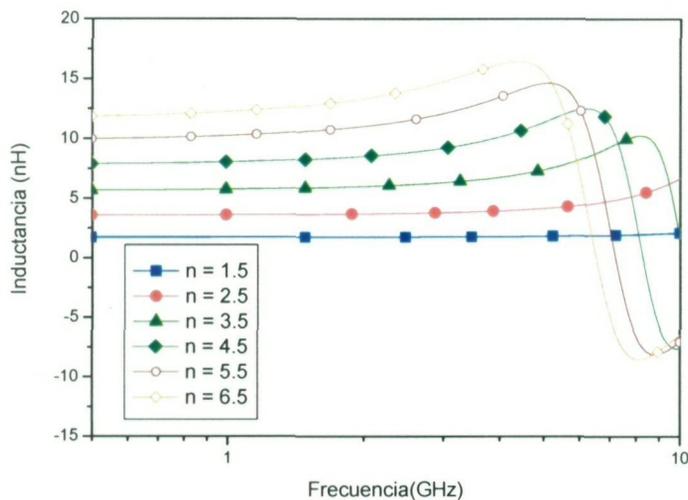


Figura 3.20 Inductancia bobina L_150_n_10_2 con distinto valor de n .

3.5.4 Estudio de la variación de la anchura de pista

En este análisis se pretende comprar el efecto de la variación de la anchura de pista para un inductor con los parámetros de la Tabla 3.6 con un valor de w de 5, 10, 15 y 20 μm .

Tabla 3.6 Parámetros del inductor simulado con distinto ancho de pista

Nombre	$r(\mu\text{m})$	n	$s(\mu\text{m})$	Aproximación
L_150_35_w_2	150	3.5	2	Sheet

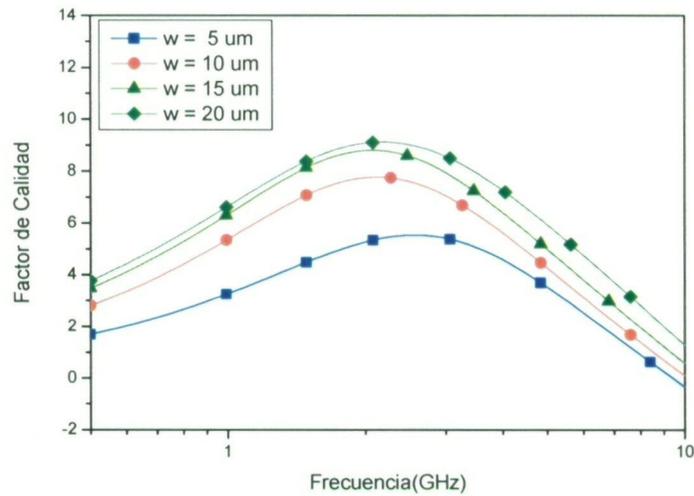


Figura 3.21 Factor de calidad bobina L_150_35_w_2 con distinto valor de w .

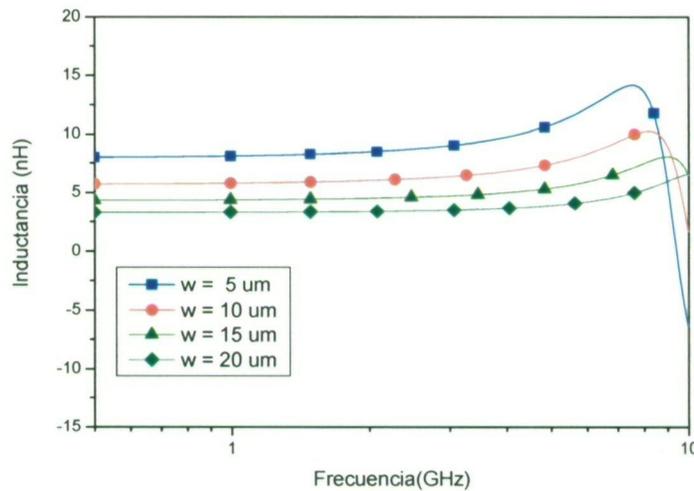


Figura 3.22 Inductancia bobina L_150_35_w_2 con distinto valor de w .

En la Figura 3.21 se observa que, para el inductor simulado, a medida que aumenta el ancho de la pista de la espiral, el factor de calidad incrementa su valor. Sin embargo, a tenor de la Figura 3.22 se aprecia que la inductancia se reduce, ya que el área encerrada en la espiral es menor. Por tanto, reducir el ancho de la pista metálica supone un aumento en el valor inductivo, aunque hay que tener en cuenta la reducción en la frecuencia de resonancia debido al aumento evidente de la capacidad entre las pistas metálicas.

3.5.5 Estudio de la variación del radio exterior

En este apartado se variará el radio externo del inductor de la Tabla 3.7 para ver el efecto generado en la inductancia y en el factor de calidad.

Tabla 3.7 Parámetros del inductor simulado con distinto radio exterior

Nombre	n	w(μm)	s(μm)	Aproximación
L_r_35_10_2	3.5	10	2	Sheet

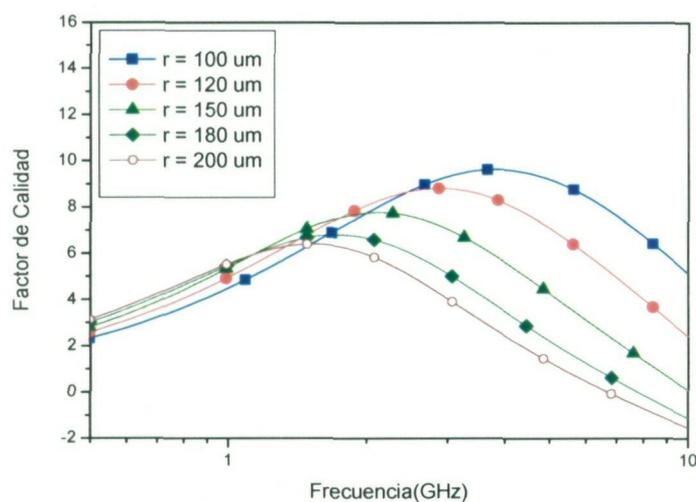


Figura 3.23 Factor de calidad bobina L_r_35_10_2 con distinto valor de r.

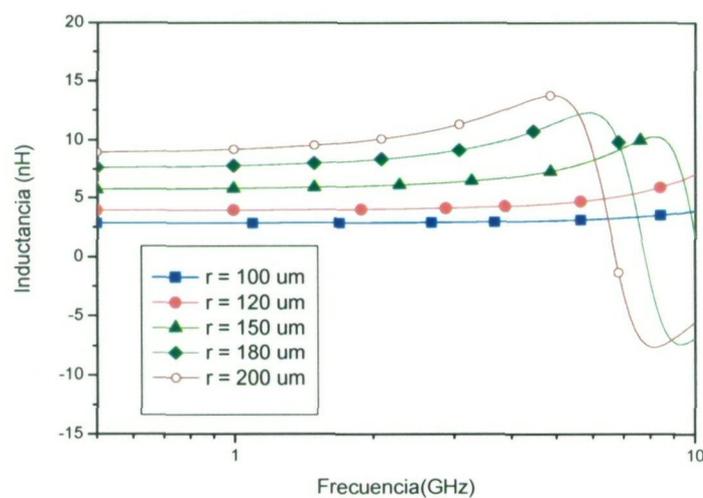


Figura 3.24 Inductancia bobina L_r_35_10_2 con distinto valor de r.

La Figura 3.23 y la Figura 3.24 muestran el factor de calidad y la inductancia del inductor simulado, respectivamente. Se aprecia que la inductancia se reduce para radios pequeños debido a que el área encerrada por la espiral es menor. Por el contrario, al reducir el radio el valor máximo del factor de calidad aumenta y se consigue a frecuencias mayores, existiendo una frecuencia de resonancia mayor por la reducción de la capacidad existente entre las pistas y entre la espiral y el sustrato.

3.5.6 Conclusiones

A partir de los resultados de los apartados anteriores se puede llegar a diversas conclusiones reflejadas en la Tabla 3.8 y comprobadas también en [27]. Un diseñador debe llegar a un compromiso en el valor de w , n , s y r para alcanzar los objetivos de inductancia, factor de calidad y área ocupada deseadas. De manera general se puede decir que ocupar mayor área compartida entre las pistas metálicas supone un incremento en el valor inductivo, a costa de una reducción en el máximo valor de factor de calidad alcanzado y de la frecuencia de resonancia. Sin embargo un diseñador siempre debe tener en cuenta la frecuencia de trabajo a la que funcionará el inductor.

Tabla 3.8 Conclusiones obtenidas en los parámetros geométricos

Parámetro		Q_{MAX}	L	$f_{\text{RESONANCIA}}$
↑ Separación de pistas s	⇒	-	↓	↑
↑ Número de vueltas n	⇒	↓	↑	↓
↑ Anchura de pistas w	⇒	↑	↓	↓
↑ Radio exterior r	⇒	↓	↑	↓

3.6 Estructura de capas de metalización

El objetivo del presente apartado es el análisis del efecto en los inductores de la utilización de los distintos niveles de metalización que ofrece la tecnología UMC 0.18 μm , ya sea de forma aislada o en paralelo.

En un primer lugar se discute qué capa de metalización es la óptima para el *underpass* en un inductor. En el siguiente subapartado, se buscará la combinación de capas metálicas que ofrece mejores resultados en cuanto al factor de calidad e inductancia.

3.6.1 Metal de *underpass*

En una tecnología donde existen múltiples capas de metalización, es posible realizar un inductor con una de las capas intermedias o con una combinación de ellas. Normalmente se utiliza el metal inmediatamente inferior al de la propia espira para que actúe como *underpass*. Sin embargo también es posible utilizar el metal inmediatamente superior para esta tarea. Con el propósito de discernir qué metal es el más adecuado para implementar el *underpass*, si se desea fabricar un inductor cuya espira esté formada por una de las capas de metalización intermedias, se ha utilizado la estructura especificada en la Tabla 3.9.

Tabla 3.9 Parámetros del inductor simulado para los distintos niveles de metalización

Nombre	r(μm)	n	w(μm)	s(μm)	Aproximación
L_90_35_10_2	90	3.5	10	2	Thick

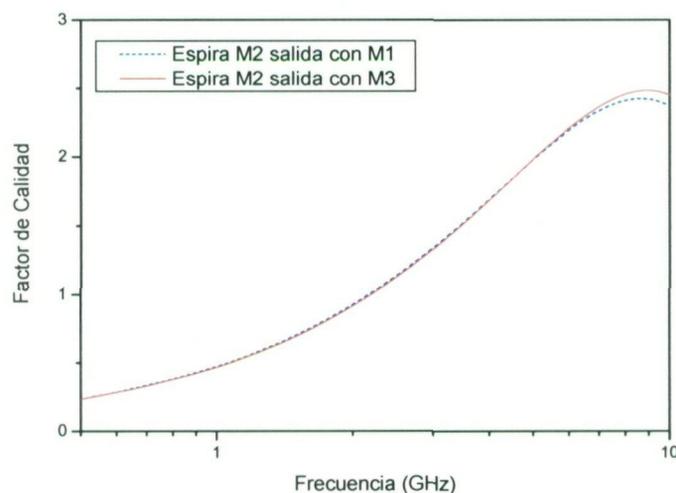


Figura 3.25 Factor de calidad para bobina L_90_35_10_2 utilizando metal 2.

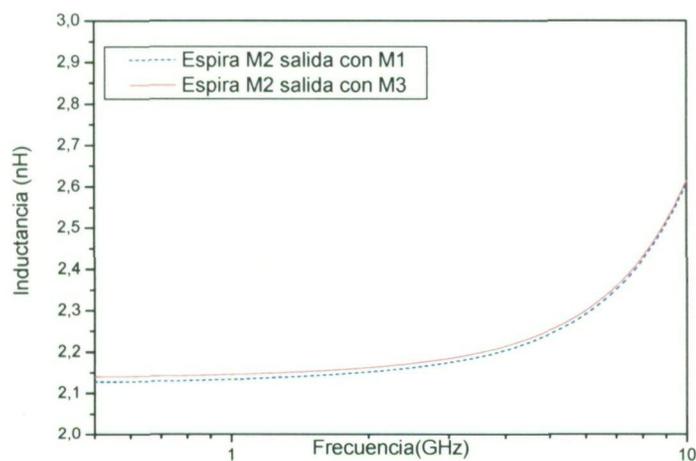


Figura 3.26 Inductancia para bobina L_90_35_10_2 utilizando metal 2.

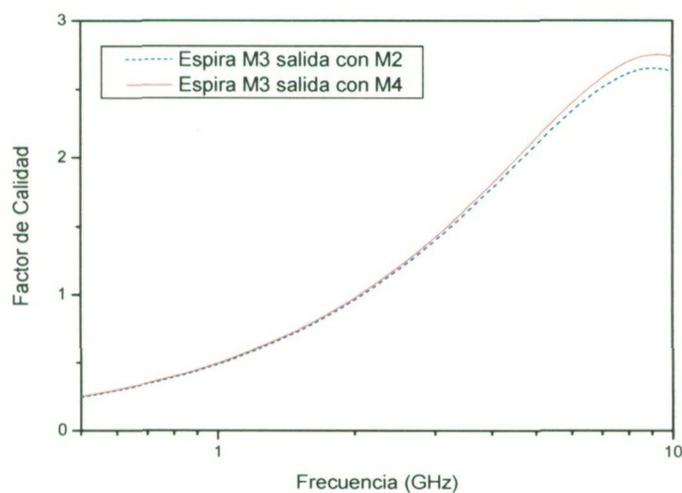


Figura 3.27 Factor de calidad para bobina L_90_35_10_2 utilizando metal 3.

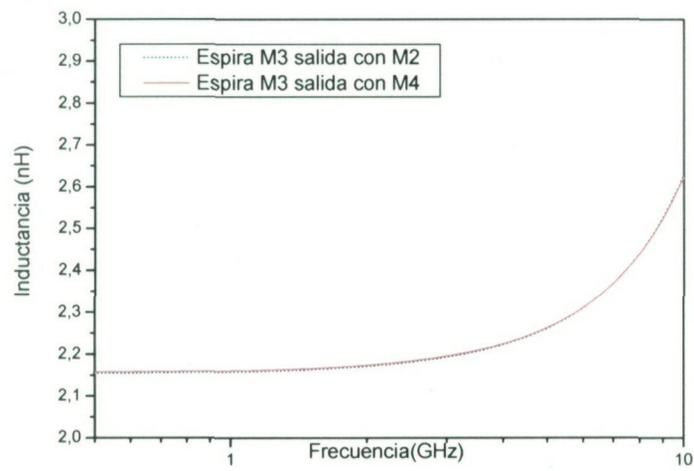


Figura 3.28 Inductancia para bobina L_90_35_10_2 utilizando metal 3.

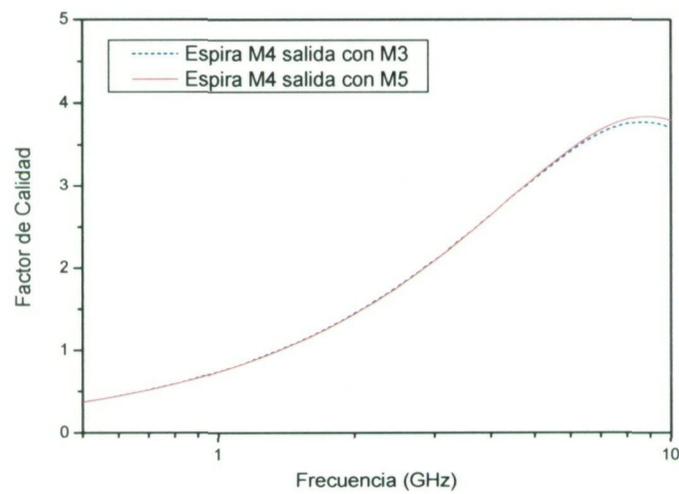


Figura 3.29 Factor de calidad para bobina L_90_35_10_2 utilizando metal 4.

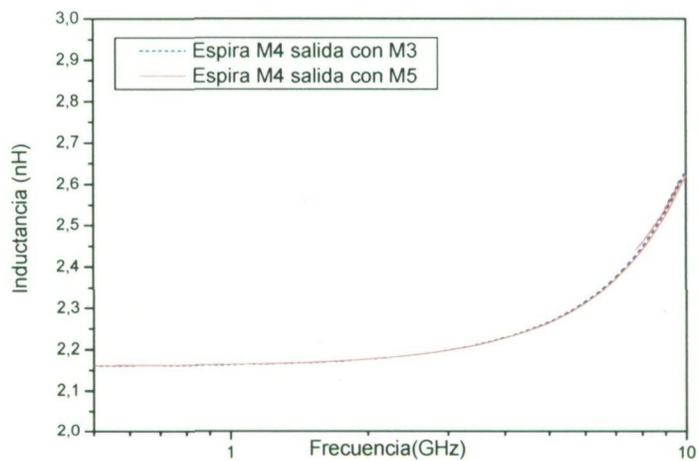


Figura 3.30 Inductancia para bobina L_90_35_10_2 utilizando metal 4.

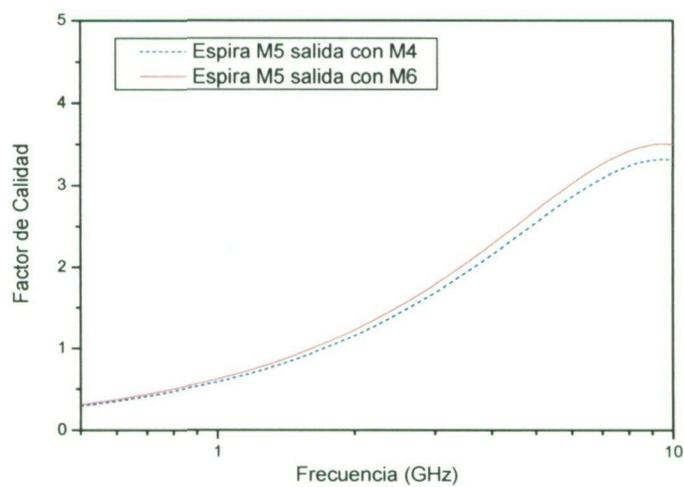


Figura 3.31 Factor de calidad para bobina L_90_35_10_2 utilizando metal 5.

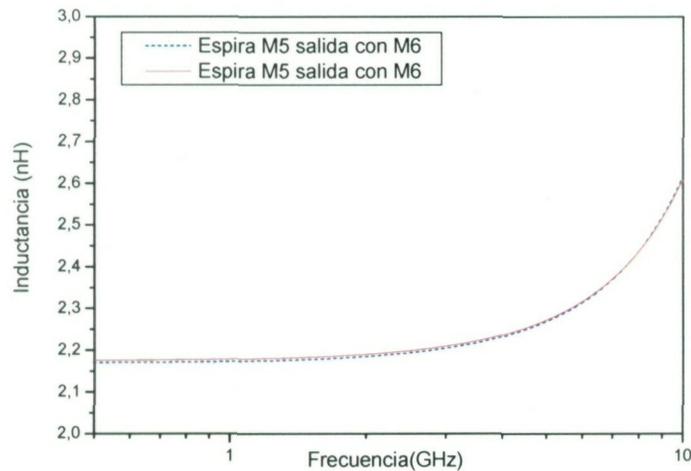


Figura 3.32 Inductancia para bobina L_90_35_10_2 utilizando metal 5.

Como se aprecia en las Figuras 3.25 a 3.32, tanto para el factor de calidad como para la inductancia, es mejor utilizar como metal auxiliar aquel que se encuentra más alejado del sustrato. Sin embargo las diferencias entre utilizar la capa de metalización inmediatamente superior o inferior son bastante reducidas.

3.6.2 Combinaciones en la estructura de metalización

El estudio propuesto trata de averiguar el efecto que produce el uso de los distintos niveles de metalización, aisladamente o en paralelo, sobre el factor de calidad e inductancia de una bobina dada. De esta forma, se ha tomado una geometría fija (ver Tabla 3.10) la cual forma un inductor que presenta un máximo valor de factor de calidad inferior a 10 GHz. Esta bobina se ha simulado para cada uno de los metales de la tecnología. Posteriormente se ha ampliado el estudio agrupando dichos metales en paralelo, en conjuntos de dos, tres, cuatro, cinco y seis metales. Además, la tecnología bajo estudio presenta dos opciones para el metal superior, por lo que se ha contemplado ambas posibilidades en el presente análisis.

Tabla 3.10 Parámetros del inductor simulado para las distintas estructuras de metalización

Nombre	r(μm)	n	w(μm)	s(μm)	Aproximación
L_150_35_10_2	150	3.5	10	2	Sheet

Los metales se han nombrado de forma creciente desde el inferior, metal 1 (M1), al superior, metal 6 (M6). Para esta última capa, se ha denominado M6_1 a la opción de menor grosor y M6_2 a la de mayor grosor.

En los casos analizados con un único metal en la espiral se utiliza el metal contiguo más cercano al sustrato semiconductor para formar la pista de *underpass*. De forma excepcional para el caso del metal 1, el metal auxiliar utilizado ha sido el metal 2. En el resto de inductores con más de un metal en la espiral, el metal inferior ha hecho las veces de metal de salida.

En las Figuras 3.33 a 3.44 se muestra los factores de calidad e inductancias de todas las estructuras de metalización propuestas para la bobina fijada.

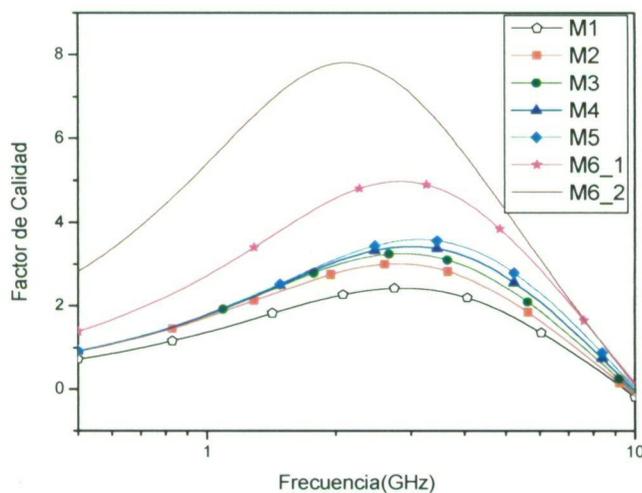


Figura 3.33 Factor de calidad de la bobina L_150_25_10_2 para un metal en la espiral.

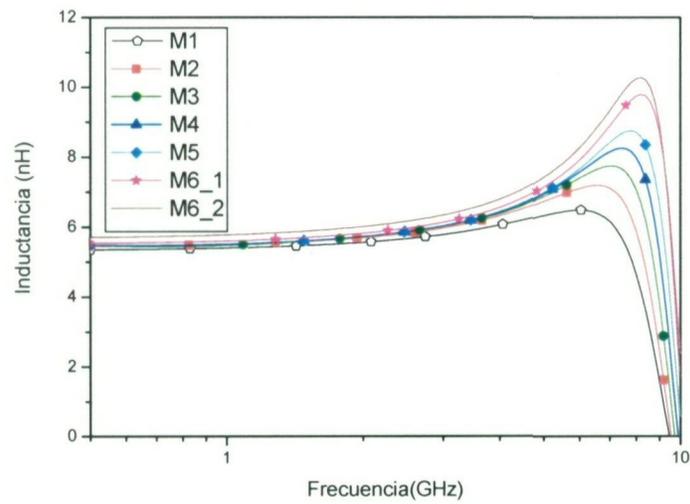


Figura 3.34 Inductancia de la bobina L_150_25_10_2 para un metal en la espira.

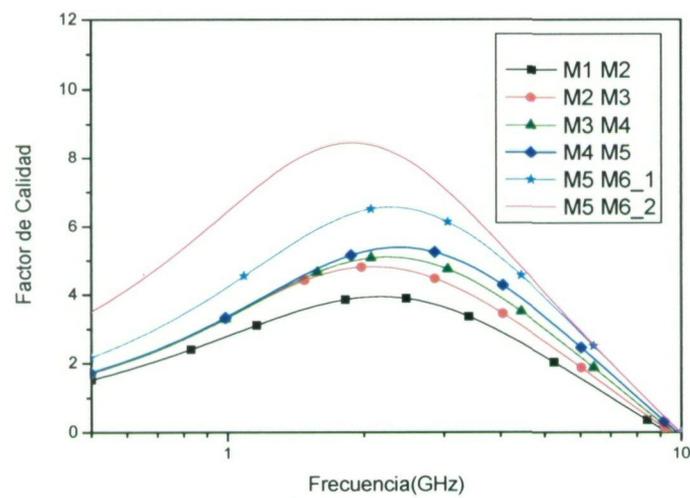


Figura 3.35 Factor de calidad de la bobina L_150_25_10_2 para dos metales en la espira.

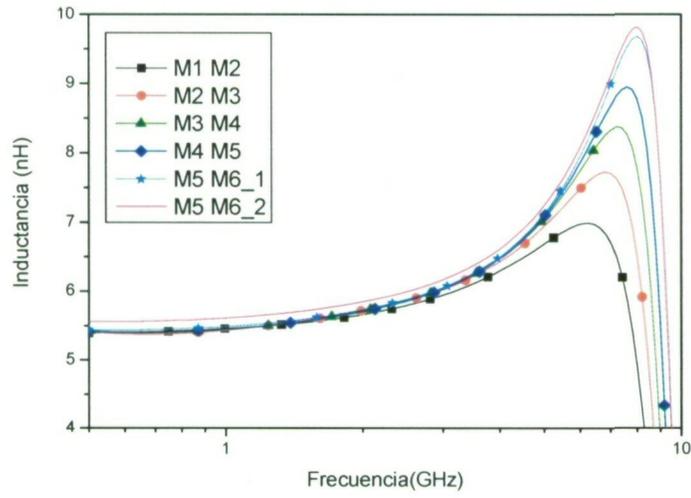


Figura 3.36 Inductancia de la bobina L_150_25_10_2 para dos metales en la espira.

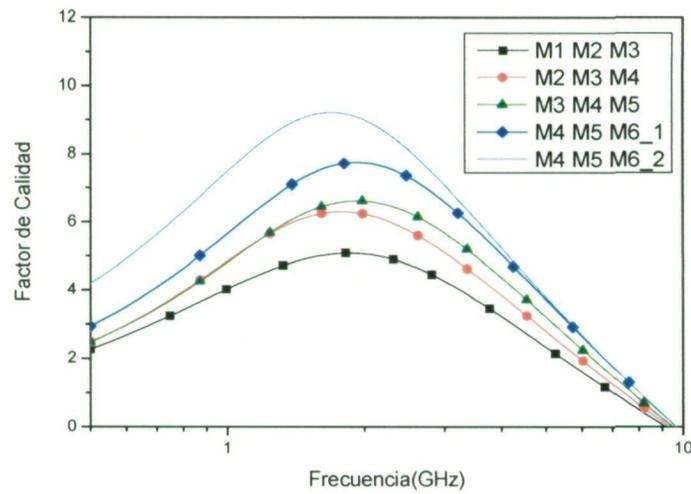


Figura 3.37 Factor de calidad de la bobina L_150_25_10_2 para tres metales en la espira.

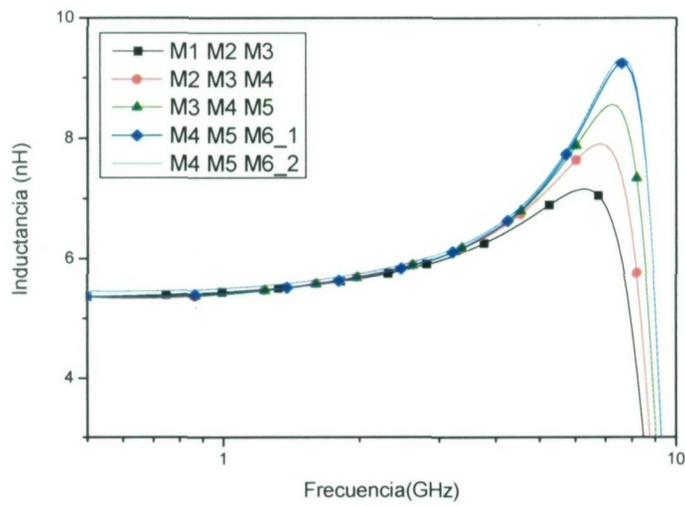


Figura 3.38 Inductancia de la bobina L_150_25_10_2 para tres metales en la espira.

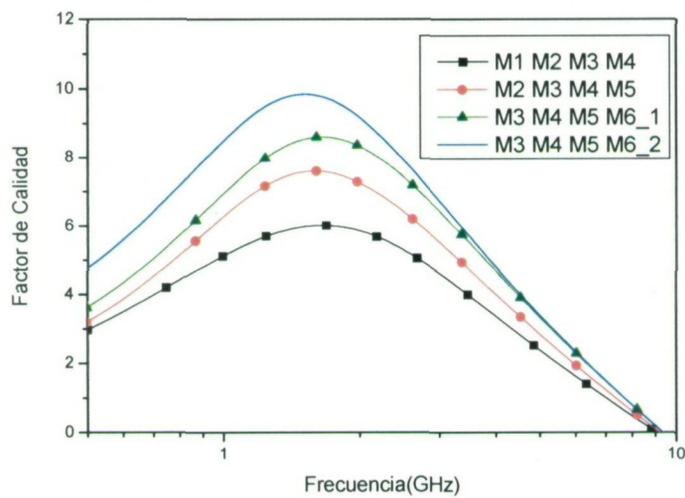


Figura 3.39 Factor de calidad de la bobina L_150_25_10_2 para cuatro metales en la espira.

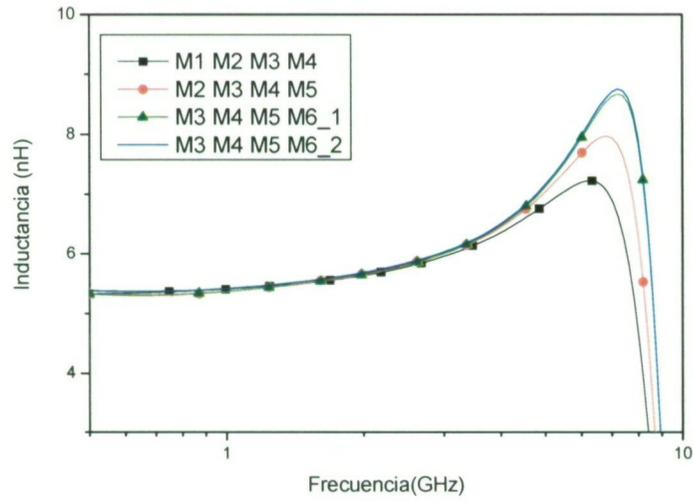


Figura 3.40 Inductancia de la bobina L_150_25_10_2 para cuatro metales en la espira.

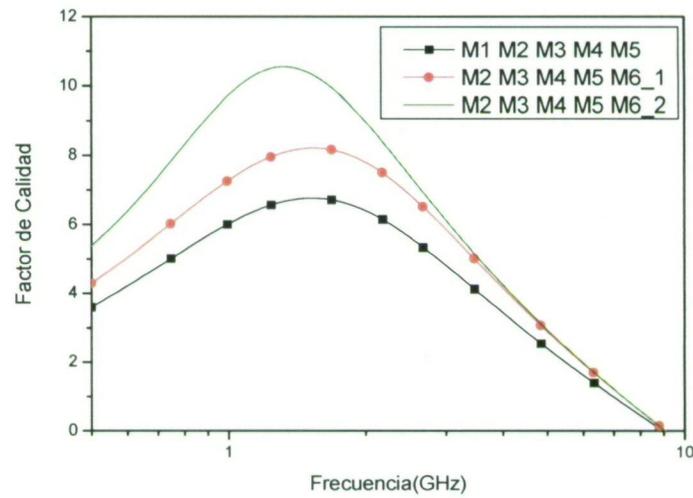


Figura 3.41 Factor de calidad de la bobina L_150_25_10_2 para cinco metales en la espira.

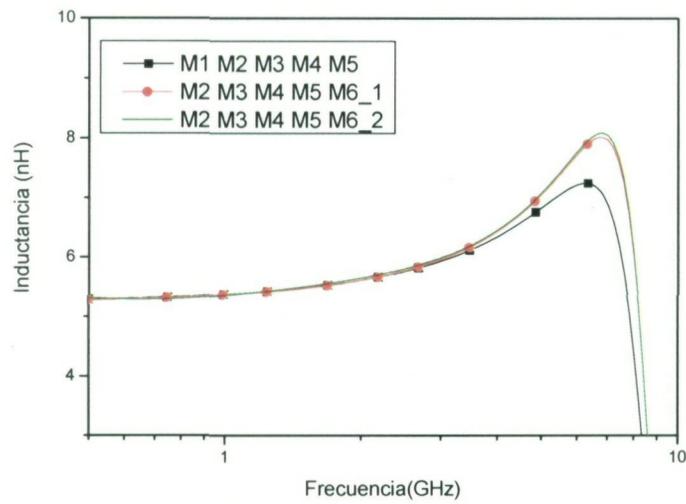


Figura 3.42 Inductancia de la bobina L_150_25_10_2 para cinco metales en la espira.

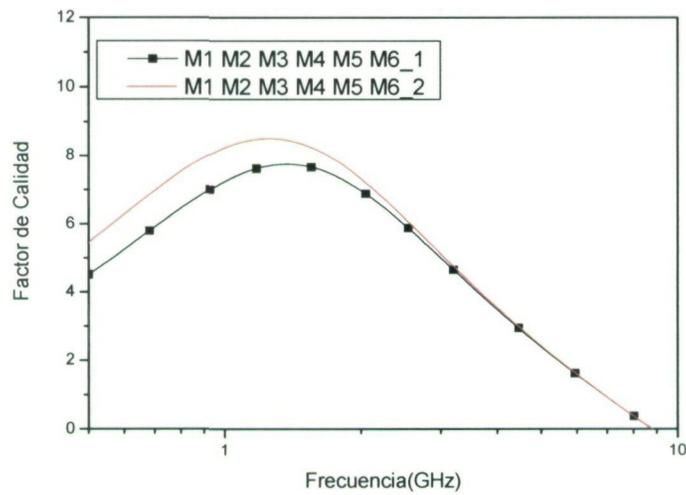


Figura 3.43 Factor de calidad de la bobina L_150_25_10_2 para seis metales en la espira.

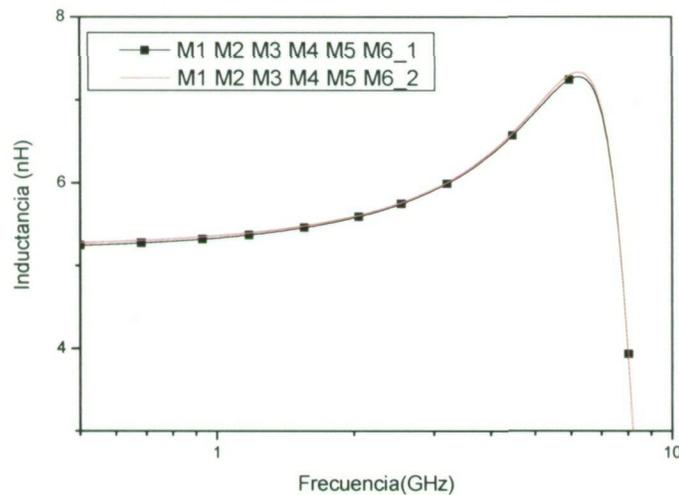


Figura 3.44 Inductancia de la bobina $L_{150_25_10_2}$ para seis metales en la espira.

En el caso de utilizar un único metal para formar el inductor, se observa que utilizar el metal superior de mayor grosor es siempre la mejor opción (ver Figura 3.33). Por tanto, se comprueba que dicho metal es el más apropiado, gracias a su mayor distanciamiento del sustrato semiconductor, su menor resistencia y su mayor grosor.

En general, se observa también que aquellas combinaciones de metales en paralelo que incluyen al metal 6 de mayor grosor alcanzan mayores factores de calidad. De esta forma, se ha tomado cada uno de estos casos (para un metal, dos metales, etc) y se ha comparado conjuntamente en una misma gráfica (ver Figura 3.45). Además de estos casos, se ha analizado la situación cuando se construye la bobina con los cinco metales superiores y se utiliza el metal inferior (metal 1) como metal de *underpass*, denominándose el caso de “5 metales+” en la gráfica correspondiente.

Se observa que a bajas frecuencias, utilizar un inductor formado por varias capas de metal en paralelo supone un aumento del factor de calidad (ver Figura 3.45). Sin embargo dicha afirmación no es cierta a altas frecuencias, de forma que, al añadir capas de metalización a la estructura de la espiral, se reduce la frecuencia de resonancia. Esto supone una caída en el valor del factor de calidad en una zona del rango de frecuencias inferior. Este efecto es debido al uso de más de un metal en la estructura, provocando un mayor acercamiento al sustrato semiconductor y mayores pérdidas. En alta frecuencia estas

pérdidas de sustrato tienden a dominar en la respuesta del inductor, y suponen una caída en el factor de calidad [3].

Se observa en la Figura 3.45 que la disposición que utiliza todos los metales para formar la espiral supone una degradación considerable en el factor de calidad con respecto a la progresión existente en las otras disposiciones. Esto es debido a que esta estructura utiliza el metal inferior de la tecnología, el cual presenta una mayor resistencia y un menor grosor que el resto de metales superiores. Todo esto, junto a su mayor cercanía al sustrato semiconductor, afecta negativamente al valor del factor de calidad alcanzado. Así, en [28] para una tecnología de 5 metales se constata también que evitar el uso del metal más próximo al sustrato semiconductor supone una mejora debido a las mismas causas.

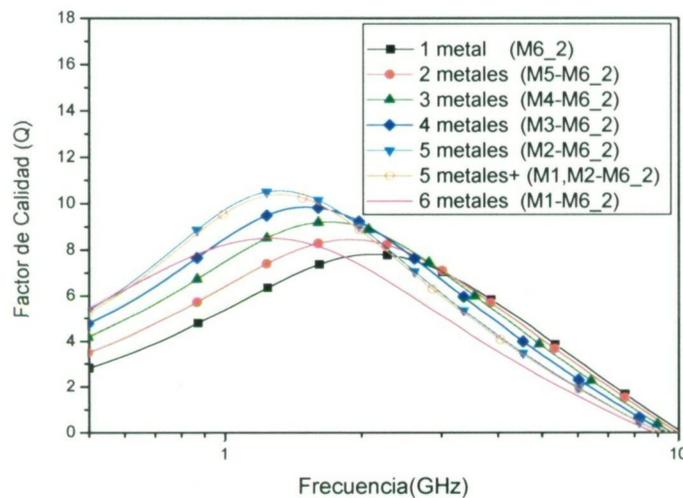


Figura 3.45 Factor de calidad de la bobina $L_{150_25_10_2}$ con distinto número de metales en paralelo en la espira.

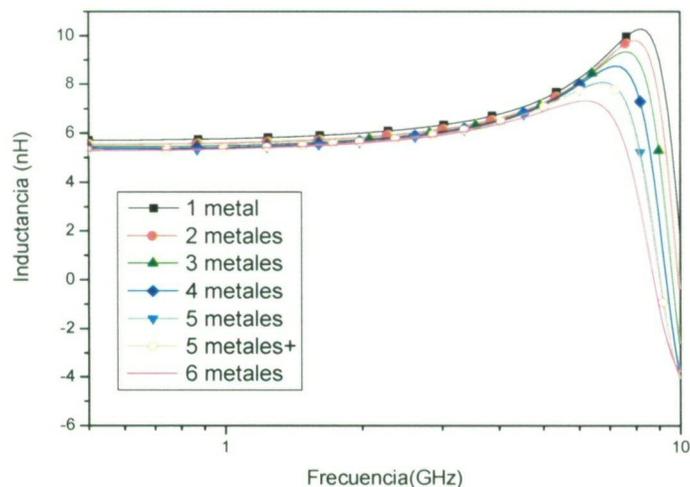


Figura 3.46 Inductancia de la bobina L_150_25_10_2 con distinto número de metales en paralelo en la espira.

En la Figura 3.45 se puede apreciar que el factor de calidad mejora si se utiliza más de un metal en la espira de un inductor. Estas capas de metalización puestas en paralelo suponen, por el contrario, una pequeña disminución en el valor de la inductancia obtenida, tal y como muestra la Figura 3.46. Esta variación en la inductancia no es significativa, tal y como también se ha expuesto en [29], pero puede deberse a que a medida que aumenta el grosor del conductor la inductancia mutua se reduce [16].

Para contrastar estas conclusiones, se ha simulado otras inductancias utilizando el mismo procedimiento (ver Tabla 3.11). De esta forma, se utilizó una espiral formada sólo por el metal superior especial para cada una de ellas y, posteriormente, se ha ido colocando en paralelo al mismo metal el resto de capas metálicas. Los resultados obtenidos confirman las conclusiones obtenidas.

Tabla 3.11 Parámetros de los inductores simulados para los distintos números de capas de metalización utilizando el metal superior en ellas

Nombre	$r(\mu\text{m})$	n	$w(\mu\text{m})$	$s(\mu\text{m})$	Aproximación
L_90_35_10_2	90	3.5	10	2	Thick
L_120_45_15_2	120	4.5	15	2	Thick

3.7 Conclusiones

En el presente capítulo se ha introducido la tecnología bajo la que se generará la librería de inductores integrados, explicándose la forma en que el simulador electromagnético Momentum integra los parámetros de la misma.

En base a los análisis realizados los resultados aportados más relevantes son:

- El grosor del sustrato semiconductor afecta mínimamente al valor de la inductancia o del factor de calidad de la bobina, consiguiéndose valores ligeramente superiores para grosores mayores. Para la librería de inductores se ha decidido tomar el valor mínimo de $279.4 \mu\text{m}$ para evitar sobreestimaciones.
- Utilizar una única vía de interconexión entre dos metales a lo largo de toda la sección compartida de las mismas supone una ligera mejora en el factor de calidad.
- El factor de calidad aumenta si lo hace el número de lados con el que se define el inductor integrado.
- La definición del resto de parámetros geométricos de un inductor para alcanzar un alto factor de calidad dependerá de los requisitos de inductancia y frecuencia de trabajo fijados.
- De forma general, utilizar el metal superior de mayor grosor de la tecnología supone un aumento en el factor de calidad, tanto si se utiliza de forma aislada o en paralelo con otros metales en la espiral del inductor.
- Utilizar diversos metales en paralelo tiende a mejorar el factor de calidad de los inductores, si bien el número apropiado a usar en la estructura depende de la geometría del inductor, de la frecuencia de trabajo impuesta y de las características de los metales.

Capítulo 4

LIBRERÍA DE INDUCTORES

4.1 Introducción

Como se explicó en el capítulo de introducción, usualmente las librerías de inductores integrados están formadas por valores medidos. La obtención de las mismas supone un gran coste en tiempo y dinero si se desea que estén compuestas por un amplio número de estructuras. En el presente capítulo se explica los pasos seguidos para conseguir una librería de inductores integrados en la tecnología UMC 0.18 μm siguiendo un método alternativo al indicado. Este nuevo esquema permite reducir costes y ofrecer valores precisos en un amplio rango de bobinas.

La Figura 4.1 muestra un diagrama de bloques del nuevo método introducido. Este método se sustenta en una pequeña serie de inductores medidos. Con dichas medidas será posible ajustar diversos parámetros en el simulador EM Momentum para que sea más preciso. Dicho simulador será la base de la librería final de inductores.

Por otro lado, no cabe duda que, en vez de tener una librería de inductores, disponer de un modelo de circuito escalable compuesto por diversos elementos obtenidos a partir de la propia geometría de un inductor y de la tecnología, supondría poseer una valiosa herramienta para el diseño. Utilizando el modelo clásico de circuito equivalente de dos puertos de un inductor presentado en el primer capítulo, se ha construido un modelo paramétrico que ofrece una expresión evaluable para cada elemento del circuito. Para poder ajustar estas ecuaciones se ha utilizado la misma base de datos empíricos disponibles.

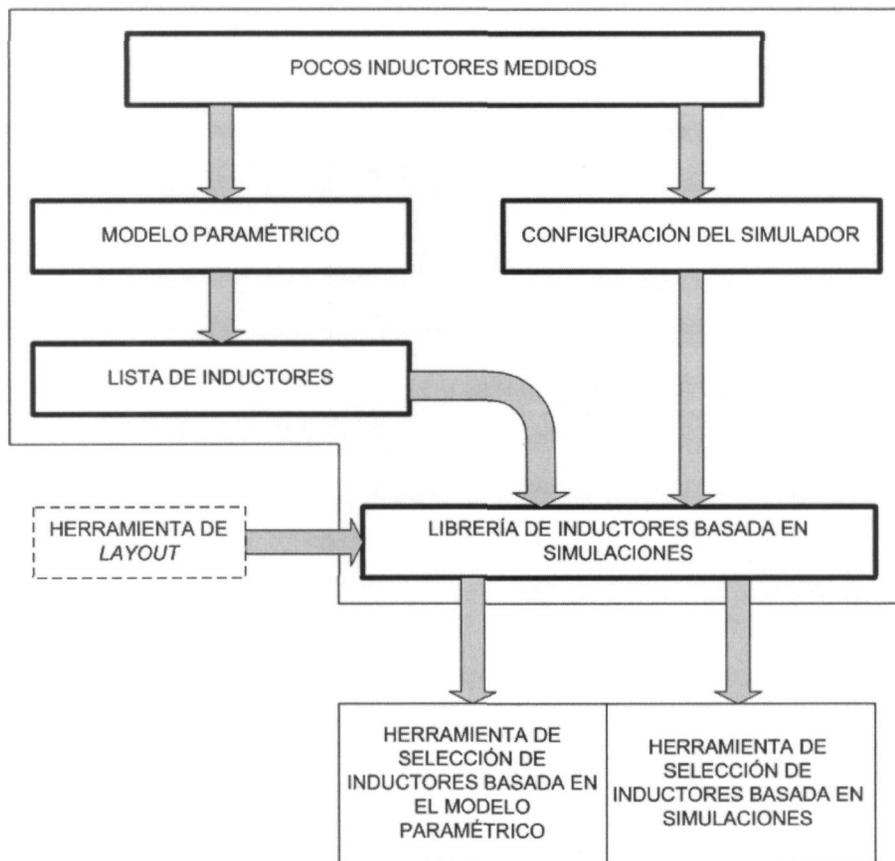


Figura 4.1 Nuevo método seguido para la obtención de la librería de inductores.

Gracias a los resultados arrojados por este modelo paramétrico ha sido posible utilizarlo para generar un algoritmo que permita definir los parámetros geométricos de los inductores con alto factor de calidad. Este algoritmo ha sido de ayuda en la concepción de la librería de inductores desarrollada en este mismo capítulo. De esta forma, en el apartado 4.4.7 se presenta los resultados obtenidos por el modelo. Además, a partir del modelo desarrollado ha sido posible crear una serie de herramientas software para facilitar el diseño de inductores integrados.

Finalmente y gracias a la ayuda de una herramienta generadora de *layouts* de inductores integrados, se ha obtenido el factor de calidad e inductancia de las bobinas de la librería utilizando el simulador Momentum.

4.2 Definición del sustrato de la librería

A partir de las simulaciones realizadas en el capítulo anterior, se observa que, desde el punto de vista del factor de calidad, a bajas frecuencias es preferible utilizar varias capas

de metalización en paralelo para formar un inductor integrado. Sin embargo, esta afirmación no es válida para frecuencias altas ya que, a medida que se añaden metales en paralelo, la frecuencia de resonancia disminuye, con lo que el factor de calidad tiende a ser nulo a frecuencias inferiores. Además, el número de metales utilizados para maximizar el factor de calidad en cada punto de la frecuencia está también determinado por la estructura geométrica de la propia de la bobina.

Se ha indicado que la tecnología seleccionada ofrece una configuración alternativa en su metal superior especialmente diseñada para la generación de inductores integrados. Haciendo uso de esta capa se consigue mayores factores de calidad e inductancias y se aconseja el uso de dicho metal para tal efecto.

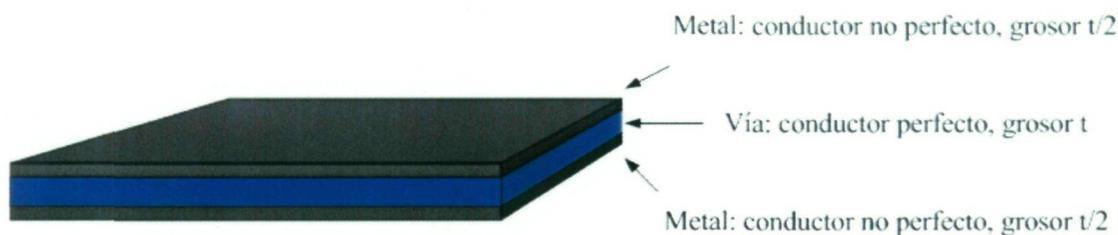
Para el presente proyecto fin de carrera se dispone de medidas experimentales correspondientes a inductores integrados realizados con el metal especial comentado [30]. A pesar de que estos datos no están completos en cuanto a la definición de todos los parámetros utilizados, son una buena orientación en la comparación con las simulaciones obtenidas.

Por todos los motivos mencionados se ha decidido emplear exclusivamente dicho metal superior para la formación de la librería de inductores integrados en tecnología UMC 0.18 μm . El metal inmediatamente inferior (metal 5) será el metal de *underpass* en las espirales que se generen.

4.3 Validación de las simulaciones

Como ya se explicó en el capítulo 2, el simulador Momentum dispone de dos opciones de definición de cada capa de metal de la tecnología en función de la aproximación deseada: aproximación de grosor nulo y aproximación de grosor finito (ver Figura 4.2). La compañía Agilent Technologies ofrece una serie de indicaciones tecnológicas y geométricas a tener en cuenta a la hora de optar por el uso de una aproximación u otra. Sin embargo, dichas indicaciones no son estrictas y son revisadas en cada nueva versión del programa ADS. Por tanto, sería conveniente utilizar las medidas disponibles para encontrar la definición apropiada en la estructura de las capas de metalización.

Aproximación de Grosor Finito



Aproximación de Grosor Cero



Figura 4.2 Aproximación de grosor finito y de grosor cero.

En la Tabla 4.1 figuran los parámetros de uno de los inductores medidos. A partir de los mismos se ha simulado distintas estructuras de sustrato en el programa ADS para la misma bobina, con el fin de buscar aquella que más se aproxime al factor de calidad y a la inductancia medida. Con objeto de facilitar la comprensión del trabajo realizado, y para sistematizar los distintos casos que es posible encontrar se definirá una serie de configuraciones de capas a las que se denominará opciones.

Tabla 4.1 Parámetros del inductor utilizado en las distintas estructuras de las capas de metalización

Nombre	$r(\mu\text{m})$	n	$w(\mu\text{m})$	$s(\mu\text{m})$
L_1005_45_10_2	100.5	4.5	10	2

Las distintas estructuras de capas del sustrato simuladas son las siguientes:

- Opción 1. Todas las capas metálicas con aproximación de grosor finito (*thick approximation*): dicha aproximación asume que cada capa de metal está compuesta por dos láminas con aproximación *sheet* y con la mitad de grosor que el definido en la tecnología ($t/2$) (Figura 4.2). Ambas capas están separadas por una vía de conductividad perfecta y grosor t .
- Opción 2. Todas las capas de metal con aproximación de grosor cero (*sheet approximation*): en este caso todas las capas metálicas se definen con dicha aproximación y con grosor t indicado en el simulador (Figura 4.2).

- Opción 3. Los cuatro primeros metales inferiores con aproximación *thick* y los dos metales superiores con aproximación *sheet*. De esta forma, los metales que conforman los inductores son aproximados por estructuras planas y al resto (considerados óxido finalmente) se aplica una aproximación de grosor finito.
- Opción 4. El mismo caso que el anterior pero considerando la vía de interconexión entre los metales superiores de un grosor mayor. En concreto, su grosor correspondería a la suma del grosor de la propia vía más el correspondiente al metal 5. De esta forma, se considera de manera distinta la distancia al sustrato semiconductor que la proporcionada por la aproximación de grosor nulo.
- Opción 5. Es el caso en que todas las capas inferiores al de la espiral están definidas como de grosor finito, incluyendo al metal del *underpass*. El metal superior tendrá aproximación de grosor finito.
- Opción 6. Los cuatro primeros metales inferiores con aproximación *sheet* y los dos metales superiores con aproximación *thick*.
- Opciones 7, 8, 9 y 10. Todas las capas de metalización con aproximación *sheet* o *thick* pero con la máxima y mínima conductividad posible especificada por el fabricante en los dos metales superiores. De esta forma podemos observar el rango de variación en los resultados del simulador para los casos en que la conductividad final del circuito se desvíe del estándar.

Las distintas opciones definidas no son todas las posibles, pero sí son las más relevantes para nuestro propósito.

Tabla 4.2 Estructuras simuladas para comparación con medidas

Opción	M1	M2	M3	M4	M5	M6	Grosor vía	Conductividad M5-M6
1	Thick	Thick	Thick	Thick	Thick	Thick	Estándar	Estándar
2	Sheet	Sheet	Sheet	Sheet	Sheet	Sheet	Estándar	Estándar
3	Thick	Thick	Thick	Thick	Sheet	Sheet	Estándar	Estándar
4	Thick	Thick	Thick	Thick	Sheet	Sheet	Mayor	Estándar
5	Thick	Thick	Thick	Thick	Thick	Sheet	Estándar	Estándar
6	Sheet	Sheet	Sheet	Sheet	Thick	Thick	Estándar	Estándar
7	Thick	Thick	Thick	Thick	Thick	Thick	Estándar	Máxima
8	Thick	Thick	Thick	Thick	Thick	Thick	Estándar	Mínima
9	Sheet	Sheet	Sheet	Sheet	Sheet	Sheet	Estándar	Máxima
10	Sheet	Sheet	Sheet	Sheet	Sheet	Sheet	Estándar	Mínima

La Tabla 4.2 muestra un resumen con las características de todas las opciones expuestas. Dichas características determinan la aproximación utilizada para cada capa de metalización en el simulador, el grosor de la vía de interconexión entre el metal de la espira y el *underpass* y la conductividad de estos metales. En la Figura 4.3 se muestra una gráfica con cada una de las opciones.

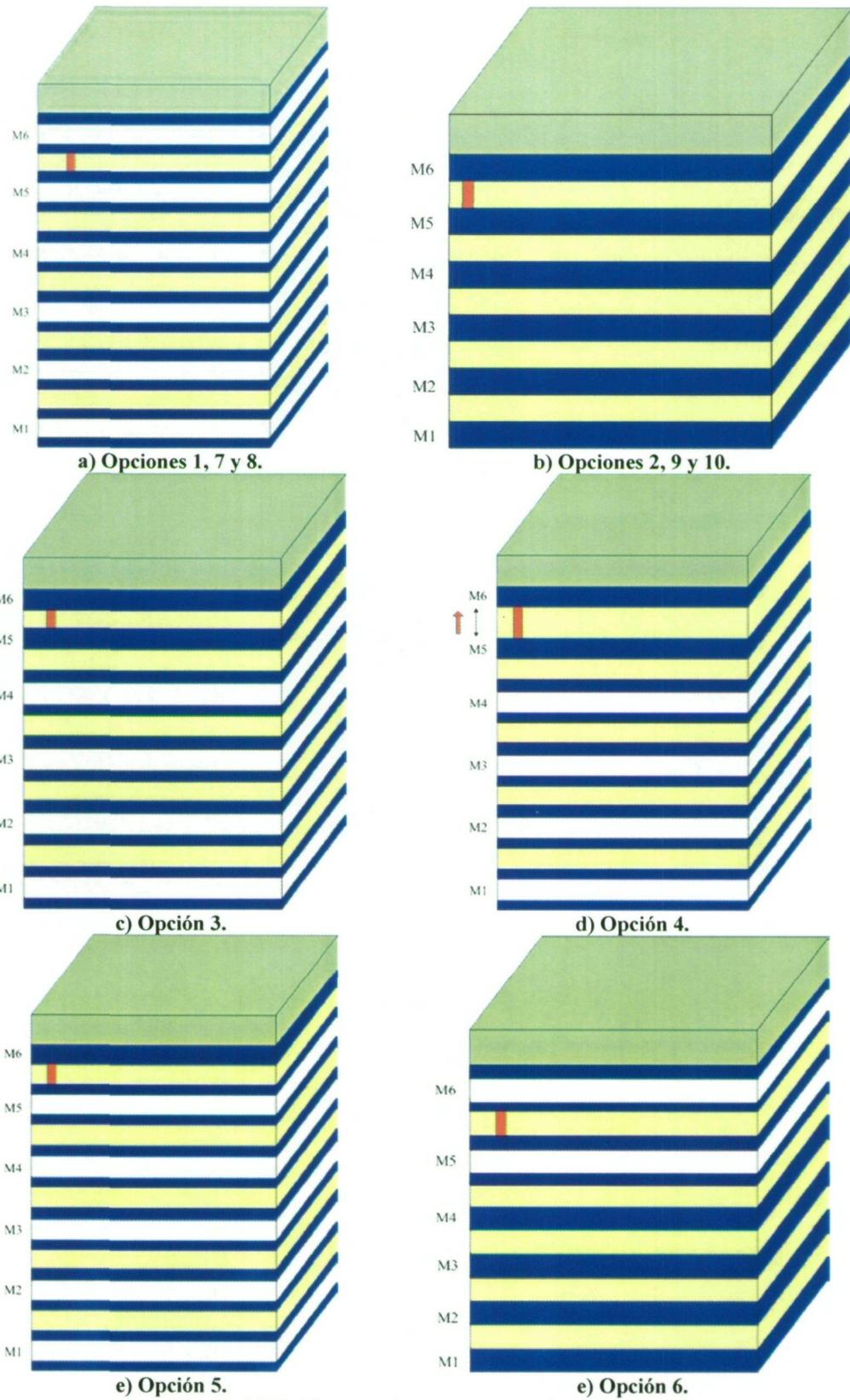


Figura 4.3 Gráficas con las estructuras simuladas.



En la Figura 4.4 se muestra los el resultados de las simulaciones para el factor de calidad con la aproximación de grosor nulo (opciones 2, 9 y 10). Utilizando la conductividad típica dada por el fabricante se consigue un mejor acercamiento a las medidas experimentales. En baja frecuencia, el valor simulado es bastante preciso. Esto significa que la resistencia eléctrica de la pista en baja frecuencia (R_{DC}) está correctamente calculado con esta aproximación. Sin embargo, el valor de la frecuencia donde se alcanza el máximo valor de Q (f_{Qmax}) no es tan preciso, se observa que la frecuencia de resonancia está subestimada. Esto es así porque a partir de esta frecuencia las capacidades que se producen entre las pistas de metal y el sustrato semiconductor tienen un gran peso en el cálculo del factor de calidad, que es una consecuencia de que esta aproximación no especifica correctamente las distancias existentes entre estos elementos, con lo que la capacidad calculada no es precisa.

Los valores de inductancia simulados se aproximan bastante bien a las medidas en todos los casos (ver Figura 4.5) en los que se utiliza la aproximación *sheet* para todas las capas metálicas.

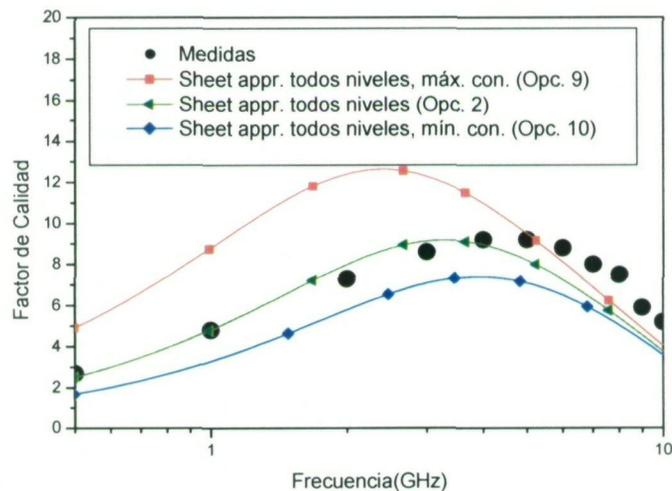


Figura 4.4 Factor de calidad para las simulaciones con aproximación de grosor nulo.

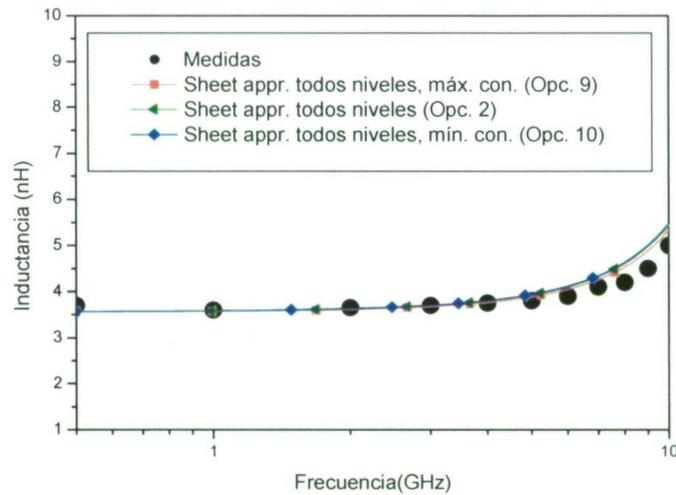


Figura 4.5 Inductancia para las simulaciones con aproximación de grosor nulo.

La Figura 4.6 muestra las aproximaciones de grosor finito (*thick appr.*) para el cálculo del factor de calidad (opciones 1, 7 y 8). Al igual que para la aproximación anterior, las simulaciones con el valor estándar de conductividad de las pistas metálicas se ajustan mejor a las medidas experimentales. Esta aproximación arroja una frecuencia a la que se alcanza el máximo factor de calidad parecida a la frecuencia medida. Sin embargo, los valores están subestimados prácticamente en todo el rango de frecuencias. Esto es debido a que la resistencia eléctrica en baja frecuencia no está calculada de manera correcta, este error se arrastra durante gran parte del barrido en frecuencias.

Una vez alcanzado el máximo valor del factor de calidad (en alta frecuencia) los valores simulados son bastante próximos a los medidos, obteniendo una pendiente menos pronunciada que en el caso anterior. Esto puede ser debido a una mejor estimación de las capacidades con el sustrato semiconductor, lo que implica que esta aproximación define de manera más apropiada la distancia existente entre este medio y la capa de metal del inductor. En la Figura 4.7 se observa que los valores inductivos también son bastante próximos a las medidas, aunque no de manera tan precisa como el caso de la aproximación anterior.

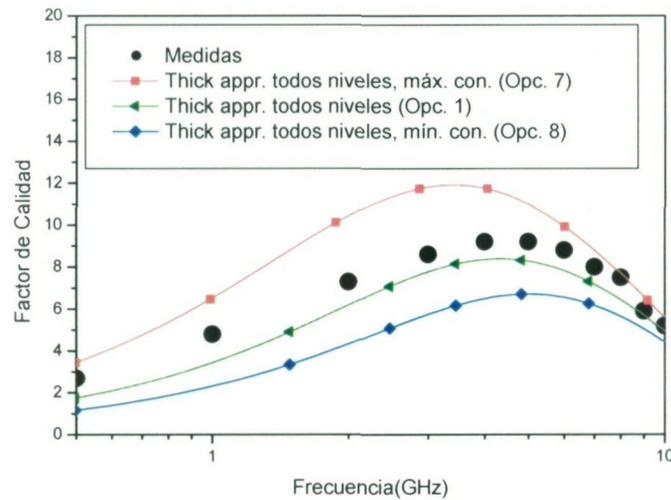


Figura 4.6 Factor de calidad para las simulaciones con aproximación de grosor finito.

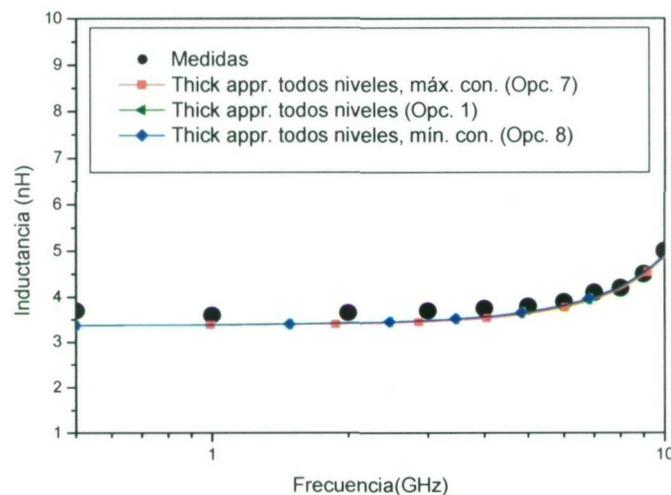


Figura 4.7 Inductancia para las simulaciones con aproximación de grosor finito.

En la Figura 4.8 se muestra el factor de calidad simulado según las opciones 1, 2, 3, 4 y 5 y el obtenido de las medidas experimentales. Se observa que la estructura que dispone de la vía de interconexión con mayor grosor (opción 4) supone una ligera mejora sobre la opción 3 y la opción 6. La opción 4 consigue un buen valor de la resistencia en DC, y en alta frecuencia la pendiente del factor de calidad no es tan pronunciada como el caso de todos los metales *sheet* (opción 2). La opción que dispone de todos los metales con aproximación de grosor finito excepto el superior (opción 5) fue planteada para otra tecnología en [13] y también arroja buenos resultados con respecto a las medidas, aunque

en este caso la opción 4 es ligeramente más precisa. Por tanto, será esta última estructura la elegida para construir la librería de inductores integrados.

La Figura 4.9 muestra los valores inductivos generados por las simulaciones anteriores. En general este parámetro está bastante bien simulado, y ninguna de las aproximaciones se desvía de forma notoria de las medidas.

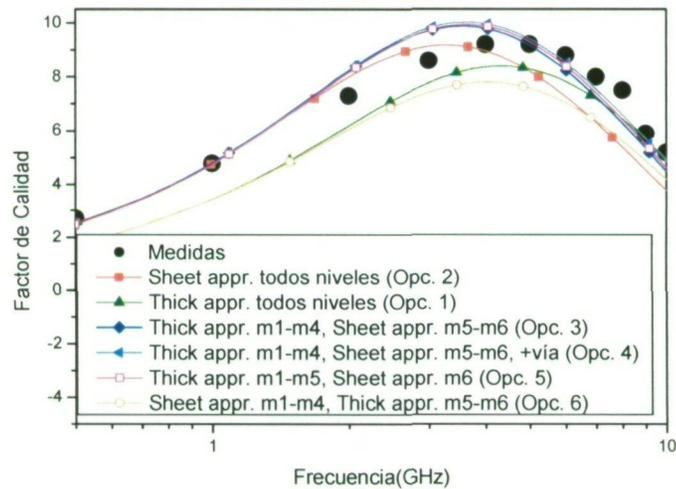


Figura 4.8 Comparativa del factor de calidad de las simulaciones más cercanas a las medidas.

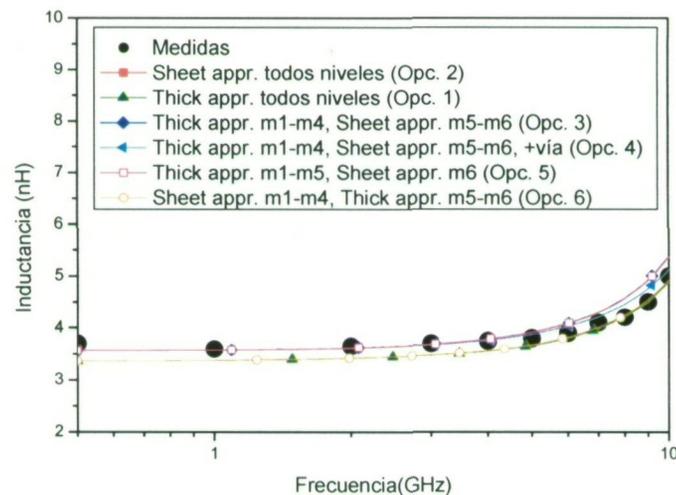


Figura 4.9 Comparativa de la inductancia de las simulaciones más cercanas a las medidas en el factor de calidad.

En el 0 se muestra el resto de gráficas con las mismas comparativas pero para el resto de inductores de los que se tiene medidas.

4.4 Modelo paramétrico

Las empresas fabricantes de circuitos integrados ofrecen generalmente una librería de inductores ya definidos y caracterizados a sus clientes. De esta forma, el diseñador dispone de un número limitado de inductancias a utilizar, debiendo estar sujeto a los valores inductivos y a las frecuencias de funcionamiento óptimo prefijadas. Evidentemente, disponer de un modelo circuital escalable en lugar de dicha librería de inductores es muy deseable. El modelo circuital estará formado por elementos calculados a partir de una determinada geometría de un inductor y de una tecnología concreta y supondría una herramienta inestimable. Con dicha herramienta se evitaría la limitación de que adolece una librería: el número finito de estructuras disponibles, ofreciendo un mayor grado de libertad al diseñador. Sin embargo, encontrar un modelo paramétrico con expresiones analíticas para cada elemento del circuito equivalente no es una tarea sencilla, siendo motivo de investigación en la actualidad [7], [8].

El diseño de una librería de inductores integrados utilizando un simulador EM de dos dimensiones y media como Momentum es una tarea que requiere mucha dedicación en el tiempo. El procedimiento en cuestión consistiría en realizar simulaciones variando todos los parámetros geométricos y clasificar los resultados en función de un criterio definido. Por tanto y siguiendo el diagrama de la Figura 4.1, se ha definido un modelo paramétrico basado en el modelo clásico de dos puertos presentado en el primer capítulo a partir de las medidas disponibles. Este modelo paramétrico ayudará en la generación de la librería.

En los siguientes apartados se expondrá la expresión generada para cada elemento del modelo clásico. Hay que indicar que el modelo de circuito equivalente utilizado no es simétrico por definición, ya que al utilizar un metal de *underpass* en uno de los extremos del inductor, los efectos por la presencia del sustrato en este extremo son distintos que en el otro. Por tanto, debería existir una ligera diferencia entre los elementos que tienen en cuenta estos efectos entre un puerto y otro de la bobina. Sin embargo, sería necesaria una mayor cantidad de datos empíricos para poder ajustar el modelo en este sentido. Además previsiblemente la desviación final tampoco sería notable como ocurre en [2]. Por tanto, no se ha hecho ninguna distinción en el modelo paramétrico generado para el caso de un puerto u otro.

4.4.1 Modelo paramétrico de la inductancia

En 1974, Greenhouse introdujo un método para el cálculo de la inductancia de una espiral [31]. La expresión presentada proporciona un valor de la inductancia en función de la geometría del elemento basándose en las inductancias de cada segmento y los acoplamientos inductivos que se generan entre ellos. De esta forma la inductancia total se puede expresar como:

$$L_{Total} = \sum L_{propia} + \sum M_{+} - \sum M_{-} \quad (4.1)$$

En la expresión (4.1) la inductancia total propia es la suma de las inductancias propias de cada segmento (L_{propia}) y la inductancia total mutua es la suma de las inductancias mutuas que incrementan el flujo magnético total, es decir, las inductancias mutuas positivas (M_{+}) menos aquellas que reducen el flujo magnético total, las inductancias mutuas negativas (M_{-}).

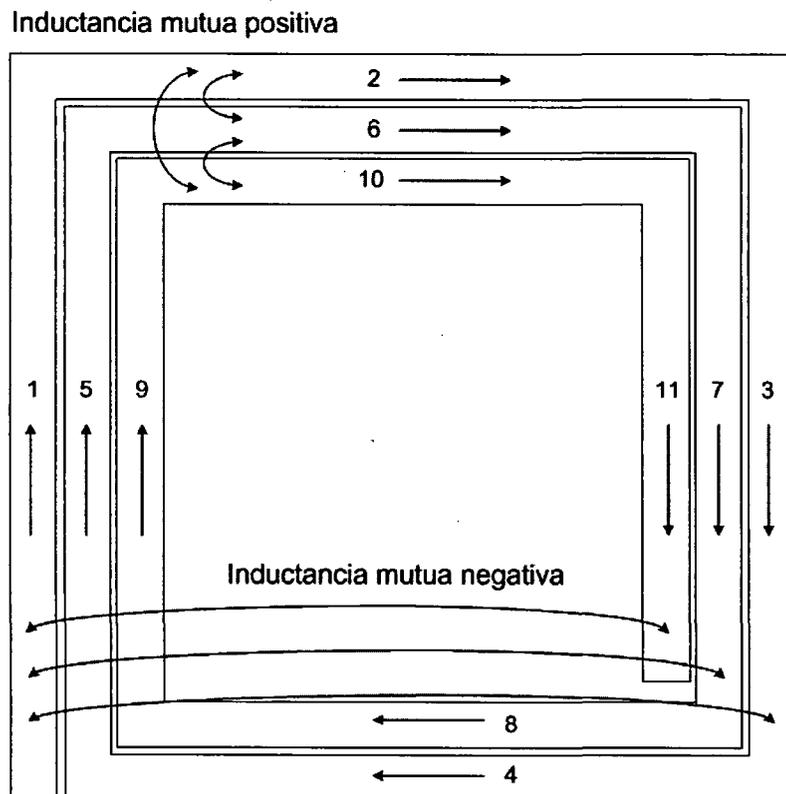


Figura 4.10 Componentes positivas y negativas de las inductancias mutuas en una espiral rectangular.

Así, para el ejemplo de la espiral de la Figura 4.10, el cálculo de la inductancia se inicia con la definición de las inductancias propias de cada segmento y las inductancias mutuas positivas y negativas, que aparecen entre los segmentos de la espiral. Se puede observar que las inductancias mutuas positivas son aquellas que aparecen entre segmentos situados en el mismo lado de la espiral, mientras que las inductancias negativas aparecen entre segmentos situados en los lados opuestos de la misma.

En [31] se recoge el desarrollo teórico necesario para obtener la expresión de la inductancia total de una espira rectangular con n vueltas y z segmentos. En este caso la fórmula obtenida es bastante compleja y supone un gran coste computacional. Además, para geometrías distintas a la cuadrada, la ecuación se complica y el método debe ser modificado.

Posteriormente se ha desarrollado expresiones alternativas y de menor coste computacional para el cálculo de la inductancia de espirales, como la de T. H. Lee [4]:

$$L \approx \frac{K_e \cdot \mu_0 \cdot n^2 \cdot a^2}{22 \cdot r - 14 \cdot a} \quad (4.2)$$

donde K_e es una constante empírica para bobinas espirales dependiente de la tecnología; $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ H/m es la permeabilidad del vacío; n es el número de vueltas; a es el radio medio de la espira y r es el radio máximo de la misma. En la Figura 4.11 se puede ver un ejemplo de inductor integrado, en el que se aprecia la representación de los parámetros geométricos comentados.

La expresión (4.2) no tiene en cuenta la inductancia asociada a los trozos de pista que unen al inductor con el resto del circuito. Existe una expresión que sí tiene en cuenta dichos tramos, y es la recogida en [2]. Sin embargo, para aplicar dicha expresión, sería más conveniente disponer de más datos correspondientes a medidas experimentales, ya que en la misma se aplica otra constante empírica además de K_e . Por otra parte y en términos generales, la variación en la inductancia final debida a este parámetro no suele ser significativa.

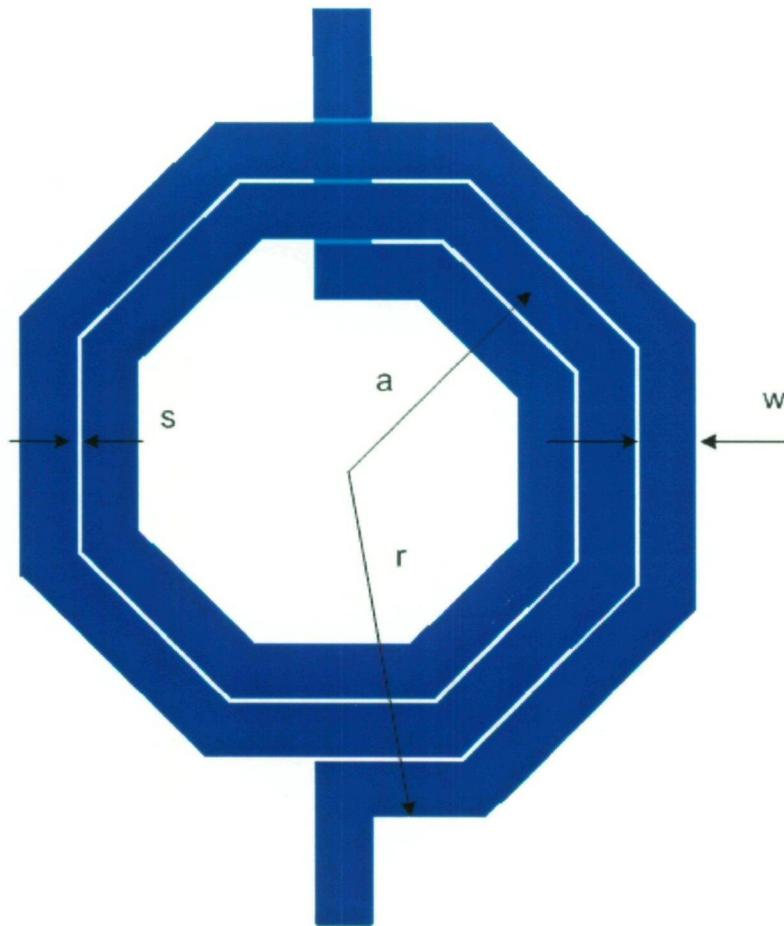


Figura 4.11 Layout de un inductor con los parámetros geométricos indicados.

En función de los datos disponibles, la constante K_e se ha ajustado a un valor de:

$$K_e = 28 \quad (4.3)$$

4.4.2 Modelo paramétrico de la resistencia serie

La resistencia de la pista de metal que forma la espiral es directamente proporcional a su longitud e inversamente proporcional a su anchura, su grosor y su conductividad. De esta forma, se puede considerar que:

$$R_s = \frac{l}{w \cdot t \cdot \sigma} \quad (4.4)$$

donde l es la longitud de la espiral; w es la anchura de la pista de metal; t es el grosor y σ es la conductividad del material metálico.

Se debe tener en cuenta que la conductividad de las pistas y su profundidad suelen estar impuestas por el propio proceso de fabricación. Por tanto, generalmente el fabricante aporta la resistencia por cuadro R_{\square} , definida como:

$$R_{\square} = \frac{1}{t \cdot \sigma} \quad (4.5)$$

La resistencia serie de la espiral se puede expresar como una función dependiente de una constante del proceso y de un parámetro geométrico, tal que:

$$R_s = \frac{l}{w} \cdot R_{\square} \quad (4.6)$$

El problema de la expresión (4.6) es que no considera determinados efectos que se producen en los inductores a medida que aumenta la frecuencia. De esta forma, para mejorar la precisión, se debe tener en cuenta el efecto pelicular, el cual provoca una distribución no uniforme de la corriente que circula por las pistas en alta frecuencia.

El modelado del efecto pelicular no es una tarea fácil en el caso de un inductor. Este fenómeno depende de la frecuencia, de las propiedades del material y de la estructura del conductor. En el Anexo B se presenta un desarrollo teórico para llegar a una posible aproximación de la resistencia serie con la que incluir este efecto en las pérdidas resistivas asociadas a las pistas de metal [32]. Esta aproximación viene dada por:

$$R_s = \frac{l}{2 \cdot \sigma \cdot w \cdot \delta} \frac{\operatorname{sh} \frac{t}{\delta} + \sin \frac{t}{\delta}}{\operatorname{ch} \frac{t}{\delta} - \cos \frac{t}{\delta}} \quad (4.7)$$

siendo δ la profundidad de penetración. Este valor viene definido como [3]:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \cdot \mu \cdot \sigma}} \quad (4.8)$$

Sin embargo, gracias a las medidas disponibles, queda comprobado que es más preciso utilizar una expresión empírica de la profundidad de penetración efectiva dada por [2]:

$$\delta_e = \sqrt[3]{\frac{t}{w}} \cdot \delta \quad (4.9)$$

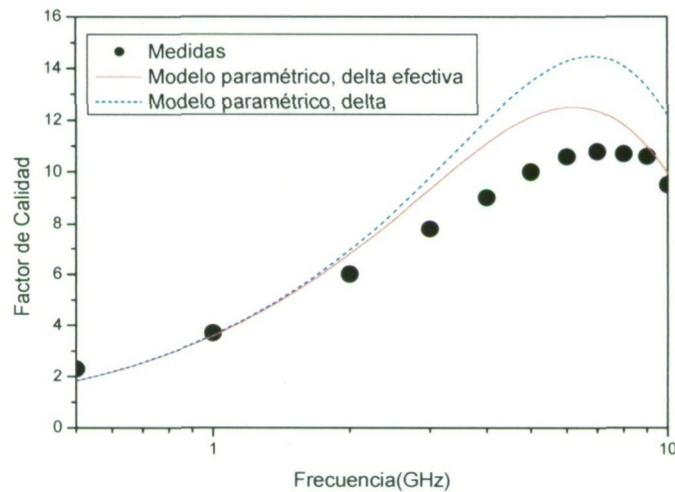


Figura 4.12 Comparativa entre las dos opciones de profundidad para el cálculo de R_S en un inductor de 3.5 vueltas.

En la Figura 4.12 se presenta una comparativa del factor de calidad entre el uso de una profundidad u otra respecto a las medidas de un inductor de 3.5 vueltas. Se aprecia la mayor precisión existente al usar la profundidad de penetración efectiva en comparación con la definición clásica de la expresión (4.8), especialmente a altas frecuencias.

4.4.3 Modelo paramétrico de la capacidad paralela

Para modelar este parámetro, T. H. Lee propone en [4] la siguiente expresión:

$$C_p = n \cdot w^2 \cdot \frac{\varepsilon}{t_{oxM5-M6}} \quad (4.10)$$

siendo ε la permitividad del material y $t_{oxM5-M6}$ el grosor del óxido que hay entre la pistas de la espiral y el *underpass*. La expresión (4.10) da cuenta del acoplamiento capacitivo existente entre las pistas de metal y el *underpass*, pero no toma en consideración el acoplamiento existente entre las pistas de la estructura.

Por consiguiente, la capacidad paralela final utilizada será el paralelo de estas dos capacidades, denominándose C_{PU} a la capacidad entre la espiral y el *underpass* y C_{PT} a la capacidad entre las pistas del propio inductor [32]. Las expresiones de estas dos capacidades son:

$$C_{PU} = \frac{n_u \cdot w^2}{t_{oxM5-M6}} \cdot \varepsilon \quad (4.11)$$

$$C_{PT} = \frac{l_i \cdot t_m}{s} \cdot \varepsilon \quad (4.12)$$

donde n_u corresponde al número de intersecciones entre las pistas de la espiral y el *underpass*; l_i es la longitud de la zona entre las pistas donde existe acoplamiento capacitivo entre ellas; t_m es el grosor del metal (metal superior de la tecnología) y s la separación entre pistas.

Finalmente, la expresión resultante de la capacidad paralela C_p será:

$$C_p = C_{PU} // C_{PT} = \frac{n_u \cdot w^2 \cdot s + l_i \cdot t_m \cdot t_{oxM5-M6}}{t_{oxM5-M6} \cdot s} \cdot \varepsilon \quad (4.13)$$

4.4.4 Modelo paramétrico de la capacidad entre la espiral y el sustrato

Esta capacidad se debe a la diferencia de tensión existente entre las pistas de la espiral y el sustrato semiconductor, que provoca la aparición de un campo eléctrico que atraviesa el óxido intermedio y que penetra en el *waffer*. Por tanto, esta capacidad es función del área compartida entre las pistas de metal y el sustrato semiconductor, la distancia entre ambos y las características del dieléctrico. La expresión de esta capacidad queda como sigue:

$$C_{ox} = w \cdot l \cdot \frac{\varepsilon}{t_{ox}} \quad (4.14)$$

donde t_{ox} es la distancia entre la espiral y el sustrato.

4.4.5 Modelo paramétrico de la resistencia del sustrato R_{sub}

La resistencia del sustrato semiconductor viene determinada por el área de las pistas de metal compartidas con el *wafers*, la profundidad de este último y la resistividad del mismo. Su expresión es:

$$R_{sub} = \rho_{sub} \cdot \frac{t}{A} \quad (4.15)$$

En la ecuación (4.15) ρ_{sub} es la resistividad del sustrato; t es el grosor del sustrato y A es el área compartida entre las pistas de metal y el sustrato.

4.4.6 Modelo paramétrico de la capacidad del sustrato C_{sub}

Esta capacidad, C_{sub} es proporcional a la permitividad del material y al área de las pistas de metal compartido con el sustrato semiconductor siendo, además, inversamente proporcional al grosor del mismo. La expresión que lo define viene dada por:

$$C_{sub} = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \frac{A}{t} \quad (4.16)$$

donde ε_0 se corresponde con la permitividad del vacío ($8.85 \cdot 10^{-14}$ F/cm) y ε_r es la permitividad relativa del sustrato semiconductor (silicio $\varepsilon_r = 11.7$).

4.4.7 Resultados del modelo paramétrico

En el presente proyecto se ha implementado las ecuaciones del modelo paramétrico en un algoritmo para comprobar su eficacia. El código completo de esta herramienta desarrollada en MATLAB se encuentra recogida en la documentación adjunta bajo el nombre de “*Representa_inductor*”.

Hay que indicar que en este programa a la expresión (4.7) de la resistencia serie R_s , la cual se aplica al metal superior de la tecnología, se le suma la pequeña resistencia aportada por el metal inmediatamente inferior de *underpass*, usando para ello la expresión (4.6).

Las entradas del algoritmo son los parámetros geométricos del inductor (radio exterior, número de vueltas, ancho y separación de pistas) y la frecuencia de operación a la que se

desea la inductancia y el factor de calidad. Como salidas, podremos tener los valores de la inductancia y del factor de calidad en función de la frecuencia en un archivo de texto. Ambos parámetros son mostrados en gráficas independientes. Además, se muestra el valor del Q máximo obtenido, presentándose la frecuencia en la que se obtiene. En la Figura 4.13 se muestra un ejemplo del resultado gráfico de este programa para una bobina con $r=100\ \mu\text{m}$, $n=2.5$ vueltas, $s=1.5\ \mu\text{m}$ y $w=10\ \mu\text{m}$.

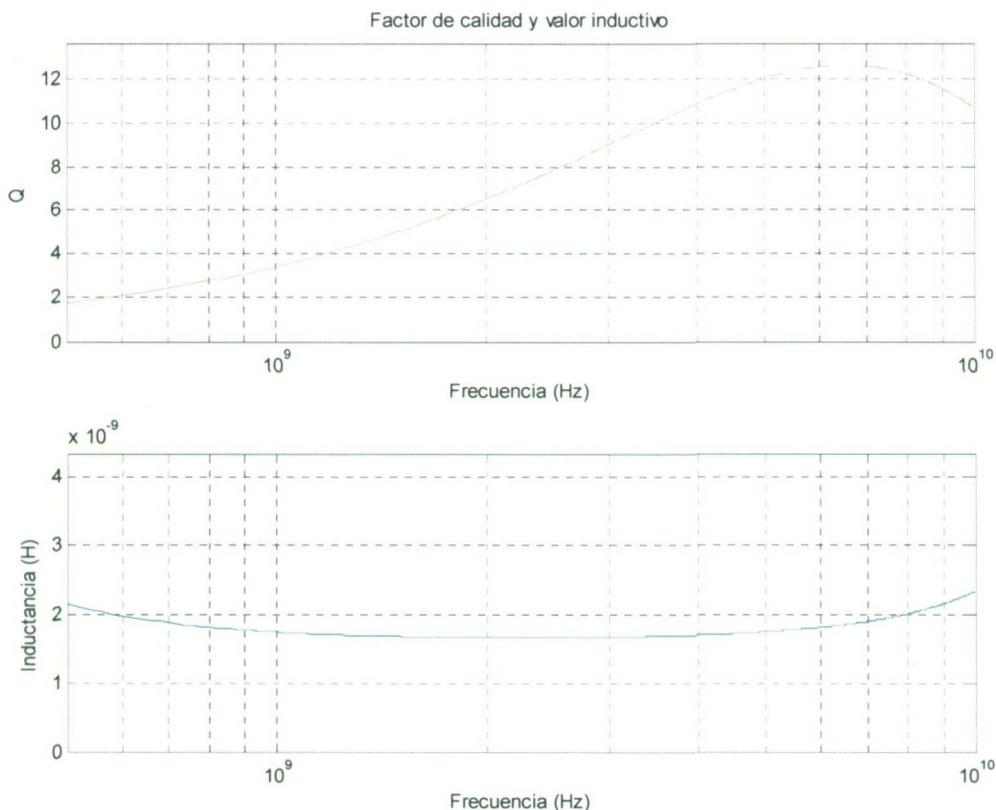


Figura 4.13 Ejemplo del programa “*Representa_inductor*” para una bobina con $r=100\ \mu\text{m}$, $n=2.5$ vueltas, $s=1.5\ \mu\text{m}$ y $w=10\ \mu\text{m}$.

Utilizando este algoritmo, se va a comparar los resultados obtenidos con las ecuaciones presentadas anteriormente con las medidas disponibles para esta tecnología.

En la Tabla 4.3 se muestra la geometría de los inductores cuyos valores medidos de factor de calidad e inductancia son conocidos y la Tabla 4.4 recoge los parámetros de otros inductores medidos, pero de los que solo se conoce su valor inductivo.

En las Figuras 4.14 a 4.18 se muestra la comparativa del factor de calidad entre las medidas obtenidas y los resultados del modelo paramétrico desarrollado.

Tabla 4.3 Parámetros geométricos de los inductores con datos medidos de factor de calidad e inductancia

Nombre	r(μm)	n	w(μm)	s(μm)
L_645_15_10_2	64.5	1.5	10	2
L_76_25_10_2	76	2.5	10	2
L_885_35_10_2	88.5	3.5	10	2
L_1005_45_10_2	100.5	4.5	10	2
L_1125_55_10_2	112.5	5.5	10	2

Tabla 4.4 Parámetros geométricos de los inductores con valores inductivos medidos

Nombre	r(μm)	n	w(μm)	s(μm)
L_885_25_15_2	85	2.5	15	2
L_1175_25_15_2	117.5	2.5	15	2
L_1575_25_15_2	157.5	2.5	15	2

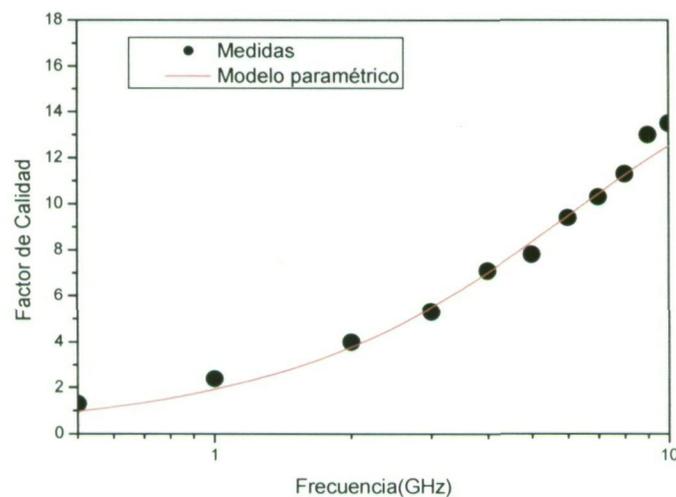


Figura 4.14 Factor de calidad de la bobina L_645_15_10_2.

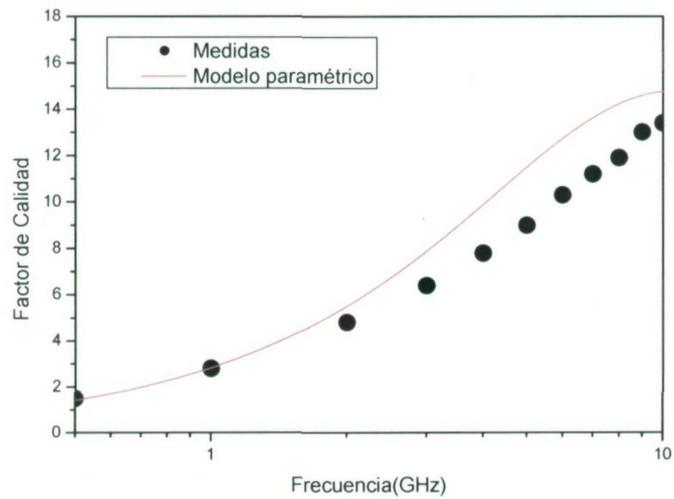


Figura 4.15 Factor de calidad de la bobina L_76_25_10_2.

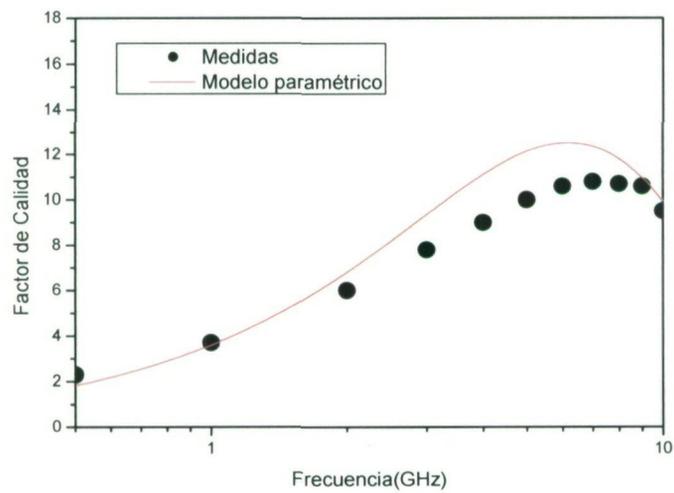


Figura 4.16 Factor de calidad de la bobina L_885_35_10_2.

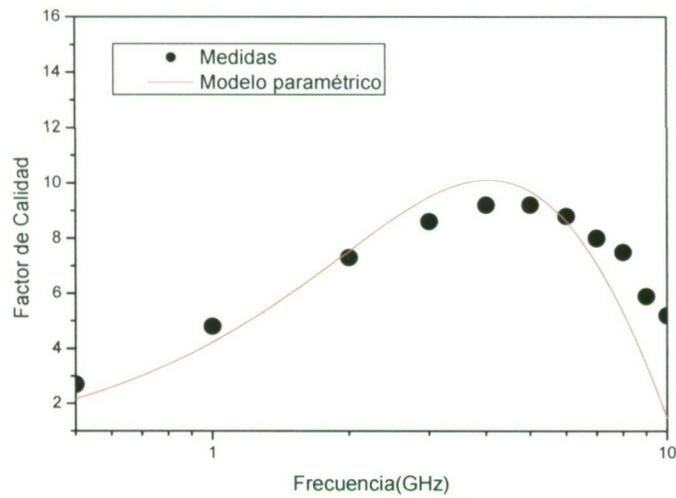


Figura 4.17 Factor de calidad de la bobina L_1005_45_10_2.

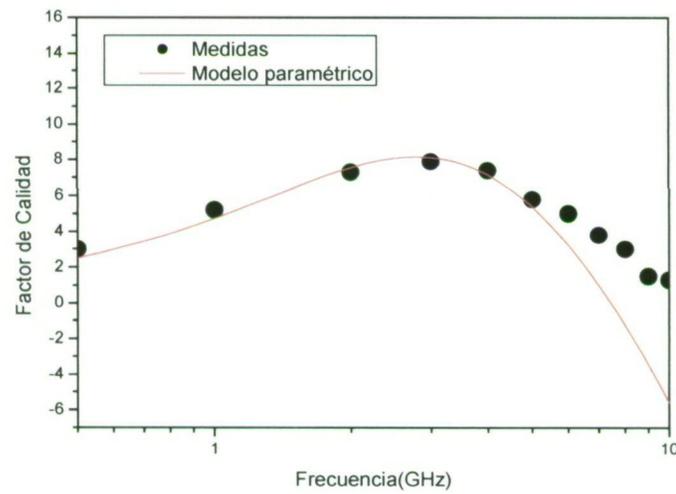


Figura 4.18 Factor de calidad de la bobina L_1125_55_10_2.

En las Figuras 4.19 a 4.23 se representa la inductancia medida y el resultado obtenido con las ecuaciones. La Figura 4.24 muestra la inductancia de las estructuras descritas en la Tabla 4.4.

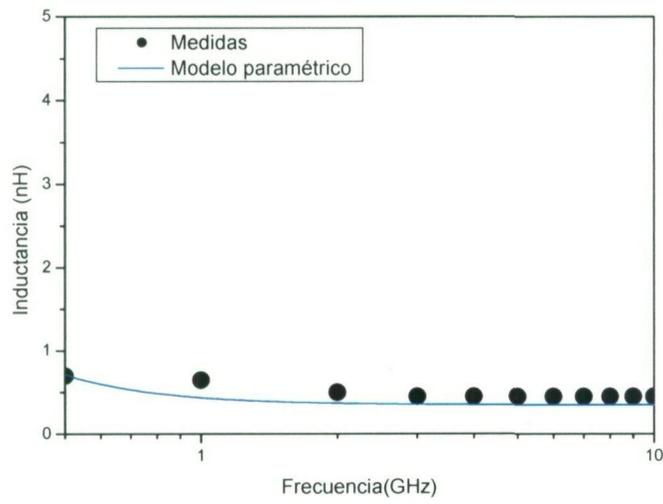


Figura 4.19 Inductancia de la bobina L_645_15_10_2.

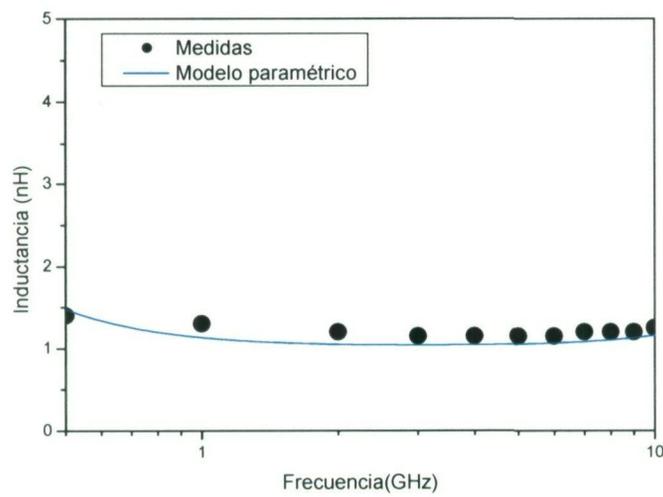


Figura 4.20 Inductancia de la bobina L_76_25_10_2.

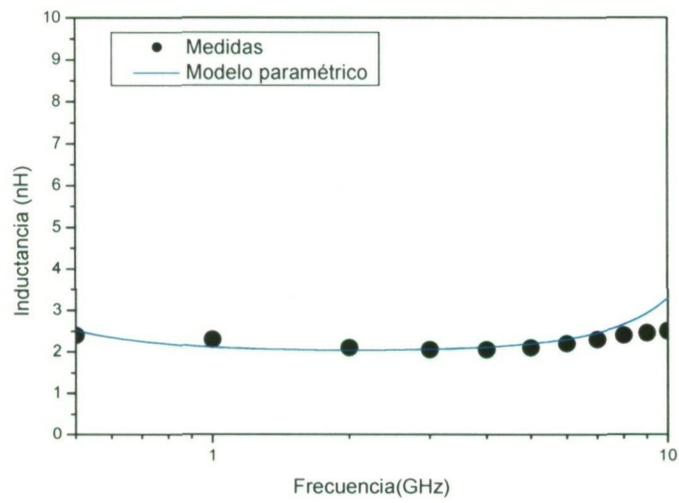


Figura 4.21 Inductancia de la bobina L_885_35_10_2.

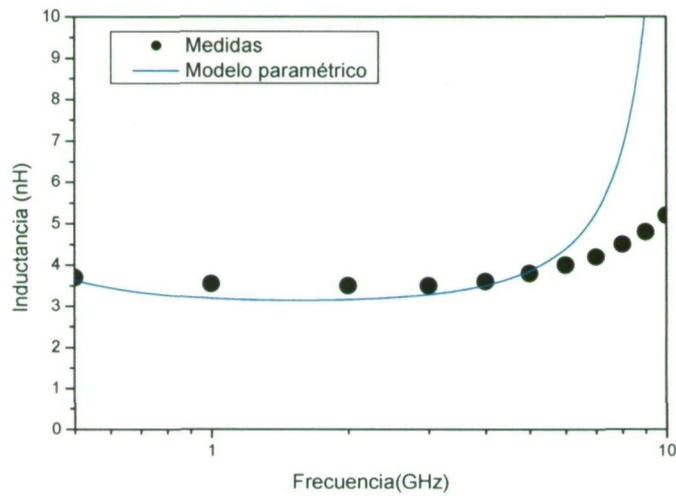


Figura 4.22 Inductancia de la bobina L_1005_45_10_2.

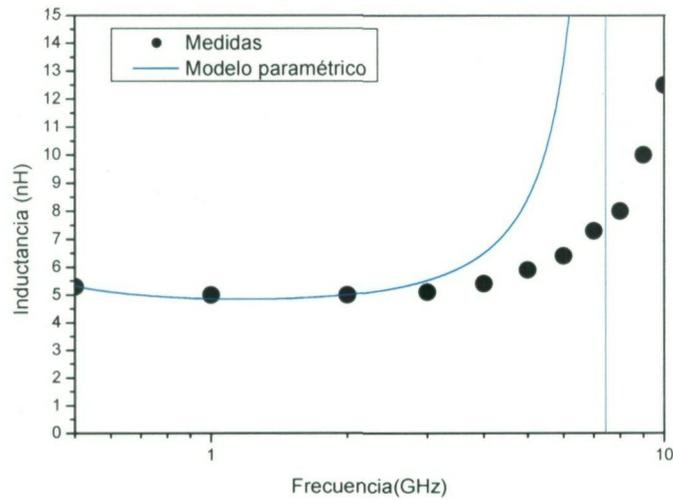


Figura 4.23 Inductancia de la bobina L_1125_55_10_2.

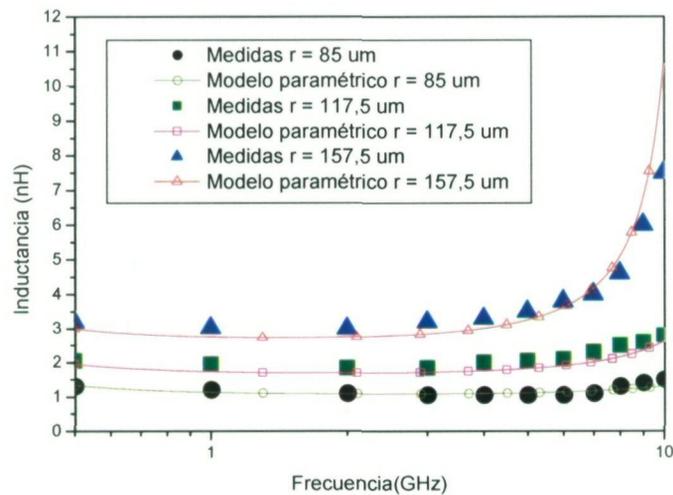


Figura 4.24 Inductancia de las bobinas L_885_25_15_2, L_1175_25_15_2 y L_1575_25_15_2.

A tenor de los resultados obtenidos se puede decir que, en general, el valor inductivo obtenido por el modelo paramétrico es bastante aproximado a las medidas. Sin embargo, no se puede afirmar lo mismo respecto al modelo en general a partir de la frecuencia donde se alcanza el máximo valor del factor de calidad, puesto que la frecuencia de resonancia está subestimada. Esto puede ser debido a una mala predicción de los efectos provocados por las capacidades generadas por el sustrato semiconductor o entre las pistas.

Por otro lado, la predicción en la frecuencia donde se consigue el valor máximo de este parámetro es bastante cercana a la indicada por los datos medidos, siendo el punto hasta el cual el modelo es más exacto. Por esta razón, esta herramienta puede ser de gran ayuda en el diseño de una librería de inductores, permitiendo obtener en cada frecuencia los parámetros geométricos de la inductancia con máximo factor de calidad, aunque el valor estimado en éste no sea muy preciso.

4.4.8 Algoritmo para diseñar inductancias con alto factor de calidad

Una vez diseñado el modelo paramétrico para las inductancias de la tecnología bajo estudio, se puede utilizar dicho modelo para la concepción del listado de bobinas que formarán la librería. De esta forma y a través del algoritmo generado en el apartado anterior se ha diseñado un programa que realice esta tarea. Dicho programa se conoce como “*Buscador_maximo_Q*”.

Se trata de determinar la geometría de la bobina que maximiza el factor de calidad para una inductancia y frecuencia determinada. Para ello, una vez fijados estos valores, se realiza un barrido por los distintos parámetros geométricos en busca del inductor que arroje el mayor factor de calidad en la frecuencia fijada con la inductancia deseada. Dicho algoritmo funciona siguiendo los siguientes pasos:

1. Determinar los valores de inductancia y de frecuencia a la que se desea obtener el máximo valor de Q . Además se debe indicar la tolerancia permitida en el cálculo del valor inductivo.
2. Una vez fijados los anteriores valores, se realiza una búsqueda por todas las combinaciones de anchura de pista (w), número de vueltas (n) y radio exterior (r) que generen la inductancia deseada vista desde el exterior (L_{ext}) y un valor superior al mínimo factor de calidad fijado. Los parámetros geométricos se definen entre un valor máximo y un mínimo ya fijados. La separación entre pistas (s) se ha fijado al valor mínimo de 1.5 μm .
3. Para cada combinación de w , n y r generada, se almacena en una matriz los valores geométricos y los de Q y L_{ext} obtenidos.
4. Finalmente, se busca en la matriz aquel inductor con máximo factor de calidad para la inductancia dada.

4.5 Librería de inductores

A partir del buscador de inductores de máximo Q del apartado anterior (*Buscador_maximo_Q*) ha sido posible generar la lista de bobinas que forman la librería. De esta forma, para las frecuencias de 0.85 GHz, 1.5 GHz, 1.8 GHz, 2.4 GHz y 5.6 GHz, que corresponden con diferentes estándares (ISM, GSM, GPS, Bluetooth, DCS-1800), se ha obtenido los parámetros geométricos de los inductores con máximo factor de calidad con inductancias comprendidas entre los 0.5 nH y 6.5 nH con saltos de 0.5 nH.

Las especificaciones geométricas de los inductores son:

- ◆ Radio exterior (r): entre 25 y 300 μm .
- ◆ Número de vueltas (n): entre 1.5 y 15.5 vueltas.
- ◆ Espaciado entre pistas (s): 1.5 μm .
- ◆ Anchura de pistas (w): entre 5 y 50 μm .

Para el cálculo de la inductancia exterior se ha permitido un error máximo de ± 0.2 nH en el cálculo de la misma. En el Anexo C figuran las tablas con los resultados ofrecidos por el programa, mostrándose los parámetros geométricos y el valor del factor de calidad obtenido para cada inductancia y frecuencia de trabajo.

Siguiendo el planteamiento introducido al principio del capítulo, la base de datos de la librería de inductores integrados objeto del presente proyecto fin de carrera debe estar formada finalmente por los resultados del simulador electromagnético Momentum. El algoritmo basado en el modelo paramétrico sirve, en este caso, para obtener los parámetros geométricos de las bobinas que maximizan el factor de calidad para cada frecuencia e inductancia deseada. Por tanto, además de los resultados ofrecidos por el programa basado en dicho modelo, también se incluye en las mismas tablas del Anexo C los valores de inductancia y factor de calidad del simulador EM.

Los resultados arrojados por ambas herramientas, *Buscador_maximo_Q* y Momentum, no son en todos los casos exactos entre ambos y pueden existir puntos en los que la desviación deba tenerse en cuenta. Considerando que los parámetros geométricos de las inductancias con alto Q deben ser muy próximos a los ofrecidos por el modelo

paramétrico, se ha variado hasta un 10% máximo el valor del ancho de las pistas y/o del radio externo para conseguir la inductancia requerida en los casos en que la desviación sea mayor que 0.2 nH. Estos cambios han sido realizados teniendo en cuenta las conclusiones del apartado 3.5.6 del capítulo anterior. De esta forma, al reducir el ancho de pista del inductor es posible conseguir una inductancia mayor, al igual que si se aumentase el valor del radio externo y viceversa.

Por tanto, en el Anexo C aparece, para cada frecuencia de la librería, una segunda tabla con los parámetros geométricos, inductancia y factor de calidad de las bobinas que finalmente forman parte de la librería. Las desviaciones entre ambos modelos se producen principalmente en alta frecuencia (5.6 GHz). Esto es debido a que el modelo paramétrico subestima el valor de la frecuencia de resonancia del inductor, con lo que la inductancia de la bobina tiene un valor no constante a frecuencias menores. Por tanto, el modelo es menos preciso a altas frecuencias.

A continuación de las tablas anteriores, aparece una figura del *layout* de cada inductor simulado junto con los valores de inductancia y de factor de calidad en un rango de frecuencia de 0.5 a 10 GHz.

Se puede observar como para inductancias pequeñas, las bobinas deben tener pocas vueltas y unas pistas anchas. A medida que los requisitos en el valor inductivo aumentan, las espirales deben aumentar el número de vueltas (aumento de la inductancia mutua entre pistas) y reducir su ancho (mayor área encerrada). Por otro lado el valor del radio externo se reduce para compensar la pérdida en el factor de calidad por la variación en los otros parámetros.

En la Tabla 4.5 aparece un resumen de los parámetros obtenidos para cada rango de bobinas (de 0.5 a 6.5 nH) para cada frecuencia. Como se puede apreciar, a medida que aumenta la frecuencia de trabajo, el radio máximo y la anchura mínima van disminuyendo. Esto es así puesto que, tal y como se explicó en el capítulo 3, al reducir el ancho de las pistas y/o reducir el radio exterior la frecuencia de resonancia aumenta, permitiéndose alcanzar los máximos valores en el factor de calidad en puntos de mayor frecuencia.

Tabla 4.5 Resumen de parámetros de la librería de inductores

Frecuencia (GHz)	0.85	1.5	1.8	2.4	5.6
Q_{Medio}	7.17	8.81	9.4	9.94	10.1
$r_{\text{Mínimo}} (\mu\text{m})$	150	155	140	110	78
$r_{\text{Máximo}} (\mu\text{m})$	300	295	245	225	140
$n_{\text{Mínimo}}$	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5
$n_{\text{Máximo}}$	3.5	4.5	5.5	5.5	5.5
$w_{\text{Mínimo}} (\mu\text{m})$	30	16	14	9	5
$w_{\text{Máximo}} (\mu\text{m})$	50	50	50	50	30

A la frecuencia mínima para la que se ha generado un conjunto de inductancias se observa que los factores de calidad no son elevados y las bobinas consumen una gran superficie. En el capítulo 3 se comprobaba que el uso de varios metales en paralelo en la espiral de una bobina suponía un aumento en el factor de calidad en baja frecuencia sin una gran reducción en la inductancia. Teniendo en cuenta esta afirmación, se ha redefinido el modelo paramétrico generado en el presente capítulo para que interprete bobinas formadas por los dos metales superiores de la tecnología dispuestos en paralelo.

Este nuevo algoritmo, llamado “*Buscador_maximo_Q_2M*”, asume las nuevas distancias y parámetros que se emplean. Desgraciadamente no se ha podido comprobar su eficacia debido a que no se dispone de medidas experimentales para ello. Aun así, puede ser utilizado para realizar un análisis añadido a las diversas conclusiones obtenidas. En el Anexo C se encuentra el nuevo juego de bobinas para la frecuencia de 0.85 GHz, complementando la librería de inductores final.

La Tabla 4.6 muestra un resumen de los parámetros obtenidos para las bobinas realizadas con el metal 5 y metal 6 en paralelo de la tecnología disponible. Como se puede apreciar en los parámetros recogidos en la librería, se obtiene inductores con mayor factor de calidad que en el caso de utilizar exclusivamente el metal superior para formar la espiral.

Tabla 4.6 Resumen de parámetros inductores con dos metales en paralelo a 0.85 GHz.

Q_{Medio}	$r_{\text{Mínimo}} (\mu\text{m})$	$r_{\text{Máximo}} (\mu\text{m})$	$n_{\text{Mínimo}}$	$n_{\text{Máximo}}$	$w_{\text{Mínimo}} (\mu\text{m})$	$w_{\text{Máximo}} (\mu\text{m})$
8.28	150	270	1.5	4.5	24	50

4.6 Algoritmo de visualización

Como complemento al algoritmo del buscador de inductancias con máximo Q (“*Buscador_maximo_Q*” y “*Buscador_maximo_Q_2M*”), se ha desarrollado en MATLAB otro programa llamado “*Visualizador_2D-3D*” que visualice en pantalla gráficos en 2D y 3D del factor de calidad, inductancia y radio en función del número de vueltas y ancho de pista de todas las bobinas obtenidas con un valor inductivo dado a una frecuencia de trabajo concreta. Los parámetros de entrada del mencionado algoritmo son:

- ◆ Inductancia deseada.
- ◆ Tolerancia en el cálculo del valor inductivo anterior.
- ◆ Frecuencia de trabajo.

A partir de todos los parámetros anteriores, se hace un barrido con los posibles valores de w , n y r entre unos límites fijados. Si una combinación de estos parámetros cumple con los requisitos estipulados, se recoge y almacena los mismos en una serie de variables que posteriormente serán dispuestas gráficamente. Así, en la Figura 4.25 se puede apreciar la representación 3D del factor de calidad de todas las bobinas con una inductancia de 3.5 nH (error de ± 0.2 nH) a una frecuencia de 2.4 GHz en función del ancho de pista (w) y el número de vueltas (n). En la Figura 4.26 vemos una vista 2D de las curvas de nivel para el mismo factor. Como se observa, en este caso para maximizar el Q convendría utilizar un ancho de pista entorno a 15 ó 20 μm y un número de vueltas entre 2.5 y 4.5.

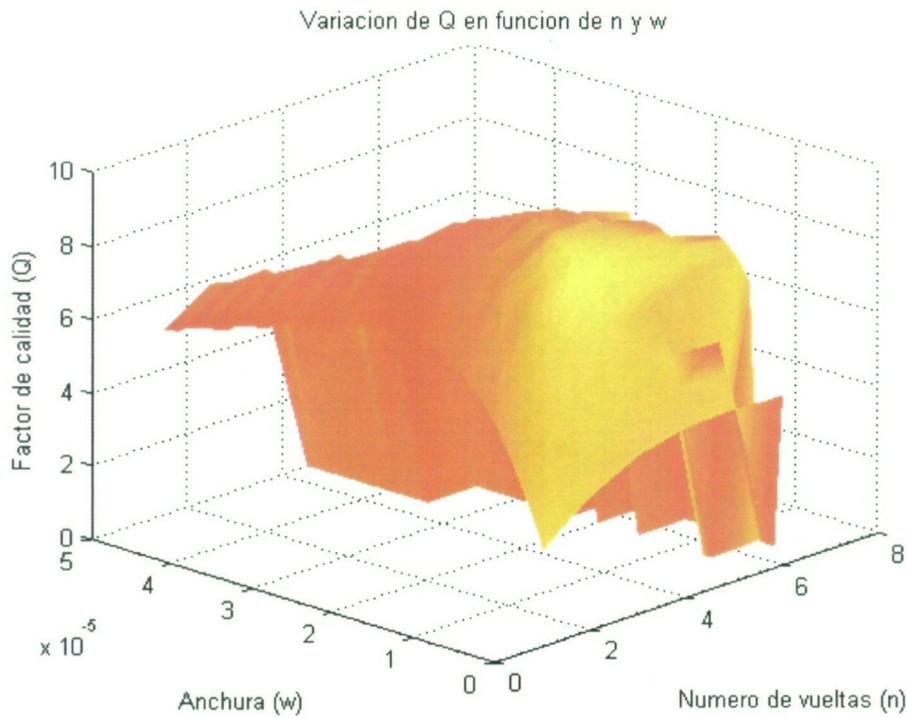


Figura 4.25 Vista 3D de los valores del factor de calidad para todas las bobinas con valor inductivo de 3.5 nH a 2.4 GHz.

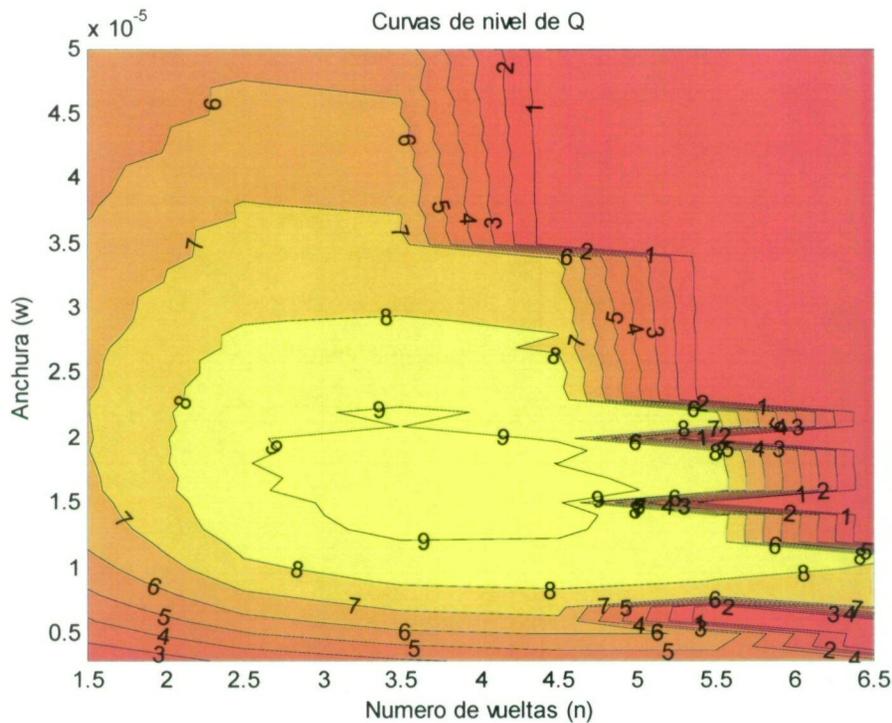


Figura 4.26 Curvas de nivel del factor de calidad para todas las bobinas con valor inductivo de 3.5 nH a 2.4 GHz.

La Figura 4.27 muestra una vista 3D de la variación del radio externo junto con la anchura de pistas y el número de vueltas para el mismo ejemplo. La Figura 4.28 muestra las correspondientes curvas de nivel. De esta forma, con las Figuras 4.27 y 4.28 se puede obtener las condiciones de los inductores para distintos valores de factor de calidad teniendo en cuenta el área ocupada. Como se puede intuir, esta herramienta puede ser de gran ayuda en el diseño de inductores con alto valor de Q y mínimo consumo de área ya que, si bien los valores en el factor de calidad estimados no son muy precisos, sí que constituye una buena orientación para el diseñador. Además es independiente del modelo paramétrico utilizado, con lo que una vez adaptado el mismo para una tecnología concreta, es posible utilizar este mismo programa de visualización.

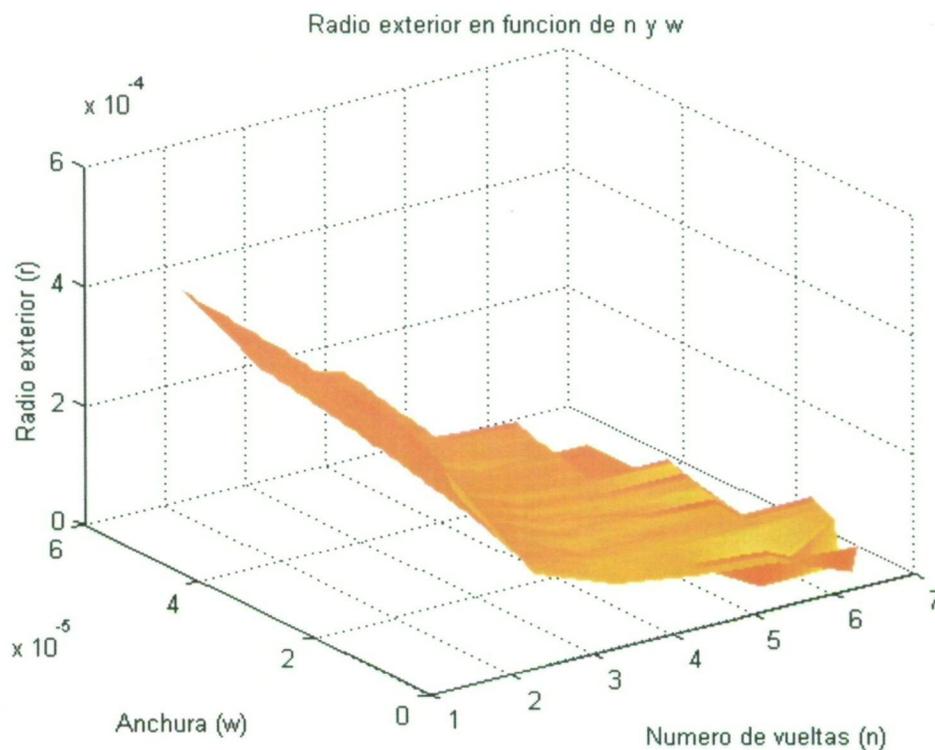


Figura 4.27 Vista 3D del radio externo para todas las bobinas con valor inductivo de 3.5 nH a 2.4 GHz.

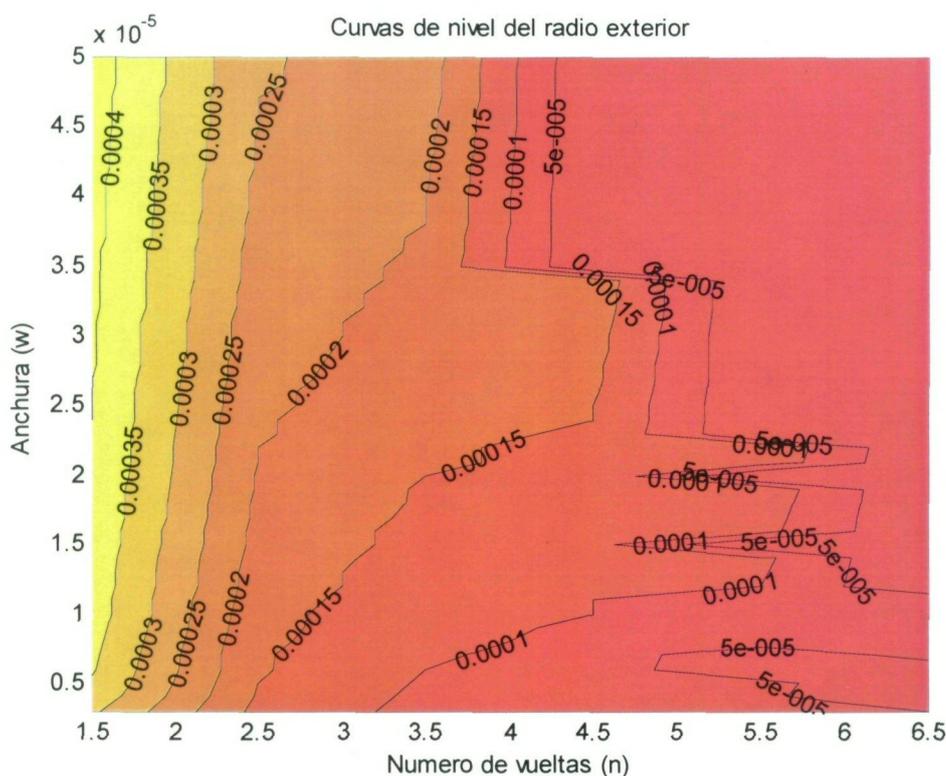


Figura 4.28 Curvas de nivel del radio exterior para todas las bobinas con valor inductivo de 3.5 nH a 2.4 GHz.

4.7 Conclusiones

En el presente capítulo se ha presentado el nuevo método seguido para la obtención de una librería de inductores basada en un simulador EM. Para ello se ha partido de un rango reducido de medidas y se ha configurado dicho simulador (Momentum) para un óptimo rendimiento.

Además, se ha presentado un modelo paramétrico basado en el modelo en π para los inductores de la tecnología UMC 0.18 μm . Para su desarrollo se ha utilizado la misma serie de medidas empleadas en el ajuste del simulador EM. Con estos valores se ha fijado el modelo de forma que ofrezca gran precisión en la estimación de la frecuencia a la que se obtiene el máximo valor en el factor de calidad.

A partir de este modelo paramétrico se ha definido los parámetros geométricos de las bobinas de la librería. Posteriormente y junto con el simulador Momentum, se ha obtenido la inductancia y factor de calidad de cada una de ellas en el rango de RF de interés.

En función de los resultados obtenidos se puede concluir de manera general que, a medida que los requisitos inductivos aumentan y se desea maximizar el factor de calidad, es mejor aumentar el número de vueltas y reducir el ancho de pista (aumento del valor inductivo) mientras que, por otra parte, se debe reducir el radio exterior (aumento del factor de calidad).

Finalmente, se ha generado una serie de programas en MATLAB en base al modelo paramétrico presentado. Los programas generados son:

- *Representa_inductor*, este programa genera a partir de los parámetros geométricos de un inductor (radio externo, anchura de pistas, número de vueltas y separación entre pistas) una gráfica en la banda de RF con el valor inductivo y el factor de calidad. Además devuelve el valor concreto de los parámetros anteriores para una frecuencia fijada y para el punto donde se alcanza el máximo factor de calidad.
- *Buscador_maximo_Q*, con este algoritmo se obtiene los parámetros geométricos de la bobina con máximo factor de calidad que cumpla los requisitos impuestos de frecuencia de operación, inductancia y máximo error en el cálculo de éste.
- *Visualizador_2D-3D*, este algoritmo permite observar unas vistas en 3D sobre el factor de calidad y el radio exterior en función del número de vueltas y ancho de las pistas. Además este programa genera las curvas de nivel en 2D para los mismos parámetros.
- Los programas anteriores también han sido definidos para el caso de inductores diseñados utilizando los dos metales superiores de la tecnología en paralelo, aplicando para ello un nuevo modelo paramétrico.

Capítulo 5

HERRAMIENTAS DESARROLLADAS

5.1 Introducción

En este capítulo se presenta una serie de herramientas software para la ayuda en el diseño de inductores integrados. Dos de ellas se basan en el modelo paramétrico desarrollado en este proyecto fin de carrera. Además se presenta una tercera herramienta para la generación automática de inductores integrados. Esta herramienta de generación se basa en una anterior creada en el IUMA, pero con la novedad de que permite disponer de vías distribuidas en el trazado del *layout*.

5.2 Software *IMODEL*

Partiendo de las funciones MATLAB expuestas en el capítulo anterior, se ha desarrollado en este proyecto fin de carrera un software completo de ayuda al usuario denominado *IMODEL*.

El programa generado está basado en el modelo paramétrico elaborado a partir de valores empíricos. La pantalla principal de la interfaz gráfica se muestra en la Figura 5.1. A través de la misma, el usuario puede conocer el valor de los elementos del circuito equivalente de un inductor conociendo sus parámetros geométricos. Por otro lado, se puede obtener la geometría de la bobina con mayor factor de calidad a la frecuencia de operación y con la inductancia deseada. Además de los parámetros de esta bobina, el programa genera un fichero de texto con las características de todas las bobinas que satisfacen los requisitos impuestos.

Con la opción “Número metales” (ver Figura 5.2) es posible elegir si el modelo paramétrico debe estar basado en inductores fabricados en un solo metal o con dos de ellos en paralelo.

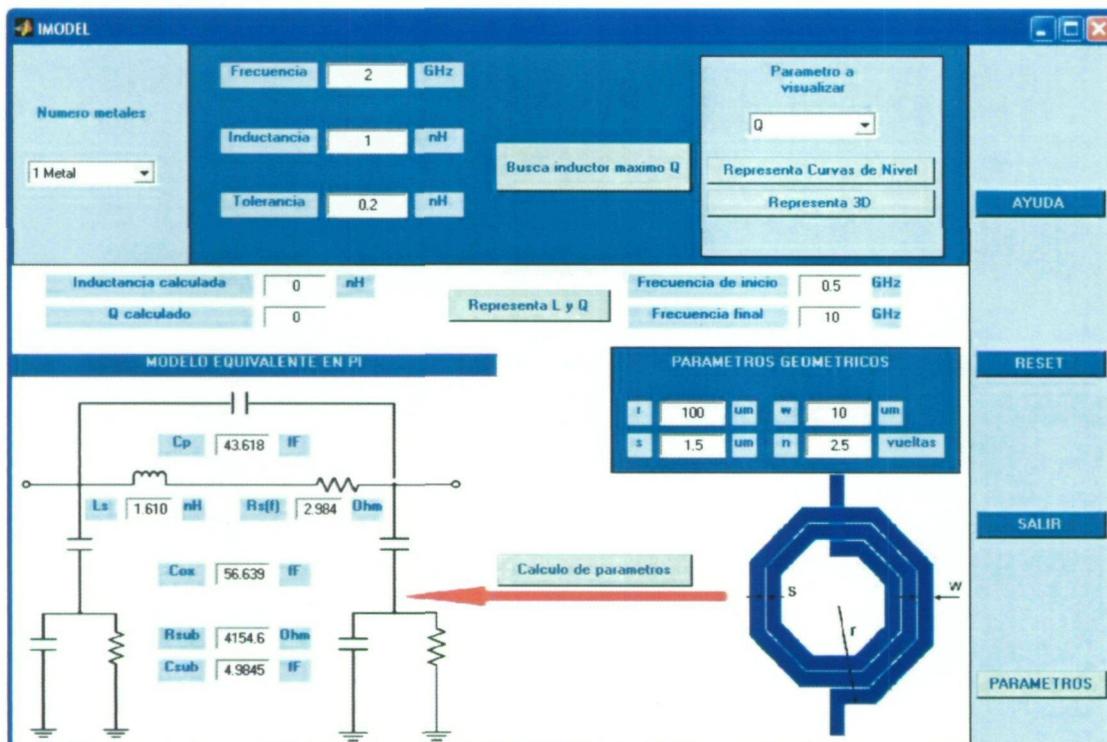


Figura 5.1 Pantalla principal del programa IMODEL.

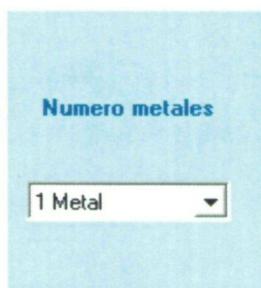


Figura 5.2 Cuadro para elegir el número de metales en la espiral del inductor.

Hay que indicar que este programa permite definir los parámetros tecnológicos sobre los que se plantea el diseño del inductor. Así, a través del botón “Parámetros” se accede a otra pantalla (ver Figura 5.3) donde es posible seleccionar los parámetros de la tecnología. Dichos parámetros son:

- Grosor del metal superior de la espira.

- Grosor del metal inferior, dicho metal puede actuar sólo como *underpass* o estar en paralelo con el metal superior en toda la espira.
- Distancia entre ambos metales.
- Distancia del metal/es de la espira al sustrato semiconductor.
- Grosor del sustrato semiconductor.
- Resistividad metal superior de la espira.
- Resistividad metal inferior de la espira.
- Constante empírica del modelo paramétrico K .

Parámetro	Valor	Unidad
Grosor metal de la espira	2	um
Grosor metal inferior	0.58	um
Distancia metal-sustrato		um
Distancia metal espiral-underpass		um
Grosor del sustrato	279.4	um
Resistividad metal espira		Ohm/cuadro
Resistividad metal inferior		Ohm/cuadro
K espiral	28	

Figura 5.3 Pantalla que permite cambiar los parámetros de la tecnología y del modelo paramétrico.

IMODEL permite obtener las curvas de nivel o una visualización en 3D de los parámetros obtenidos a partir de la inductancia y frecuencia introducidos en la interfaz gráfica. Dichos parámetros son:

- Factor de calidad Q , en función del número de vueltas y el ancho de pista.
- Inductancia L , en función del número de vueltas y el ancho de pista.
- Radio exterior r , en función del número de vueltas y el ancho de pista.

- Número de vueltas n , en función del radio exterior y el ancho de pista.
- Ancho de pista w , en función del número de vueltas y el radio exterior.

Se puede obtener también una representación gráfica del factor de calidad y de la inductancia de la bobina cuyos parámetros estén especificados en la interfaz. La representación se hace en función de la frecuencia mínima y máxima dada por el usuario. En dicha gráfica se muestra la frecuencia y el valor donde se alcanza el máximo factor de calidad. Estos valores, junto con los obtenidos a la frecuencia deseada, son mostrados a través del cuadro de comandos de MATLAB. En la Figura 5.4 se muestra el ejemplo para un inductor de $r=180\ \mu\text{m}$, $n=2.5$ vueltas, $w=10\ \mu\text{m}$ y $s=1.5\ \mu\text{m}$ en el barrido de frecuencias comprendido entre 0.5 y 20 GHz.

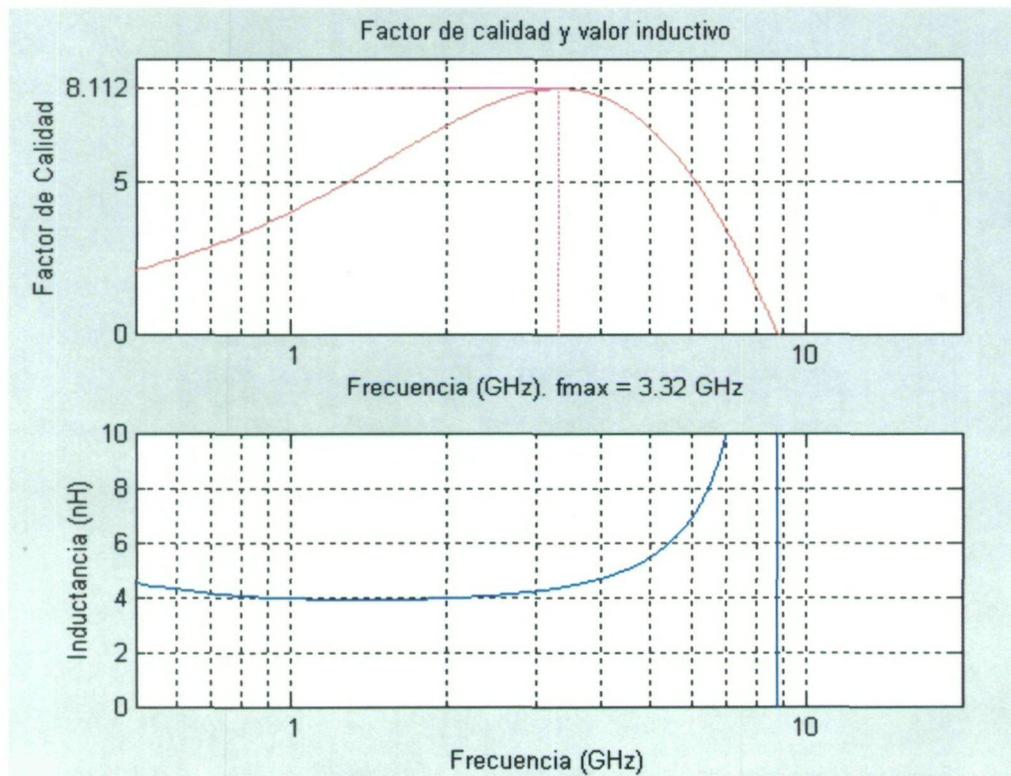


Figura 5.4 Gráfica ejemplo del factor de calidad e inductancia de una bobina para el barrido de frecuencias de 0.5 a 20 GHz.

Utilizando el botón de “Ayuda” de la interfaz se puede acceder a una guía básica sobre el funcionamiento del programa. Esta ayuda ha sido realizada en código html y se integra dentro de la interfaz propia del programa MATLAB. Con esta guía se puede navegar a través de las distintas pantallas conociendo el uso de cada uno de los componentes del

programa, así como los posibles mensajes de error que puedan surgir. En la Figura 5.5 se muestra la pantalla principal de esta ayuda.

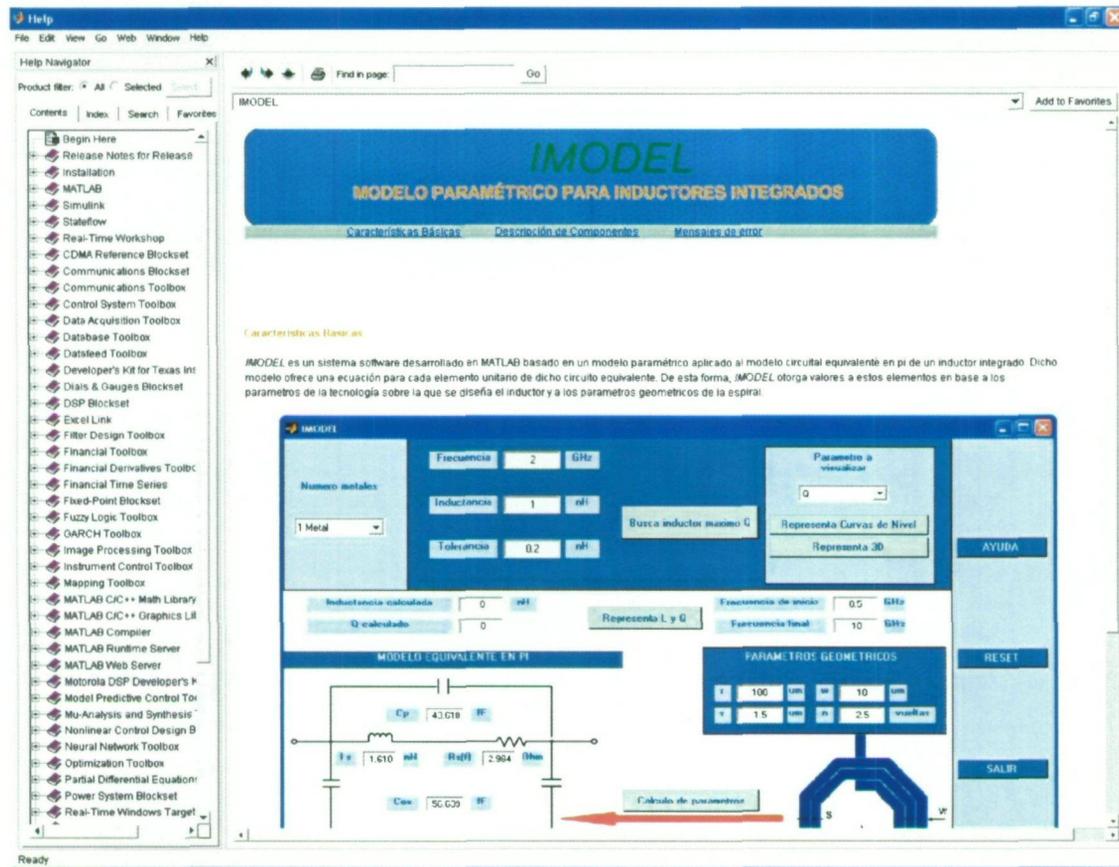


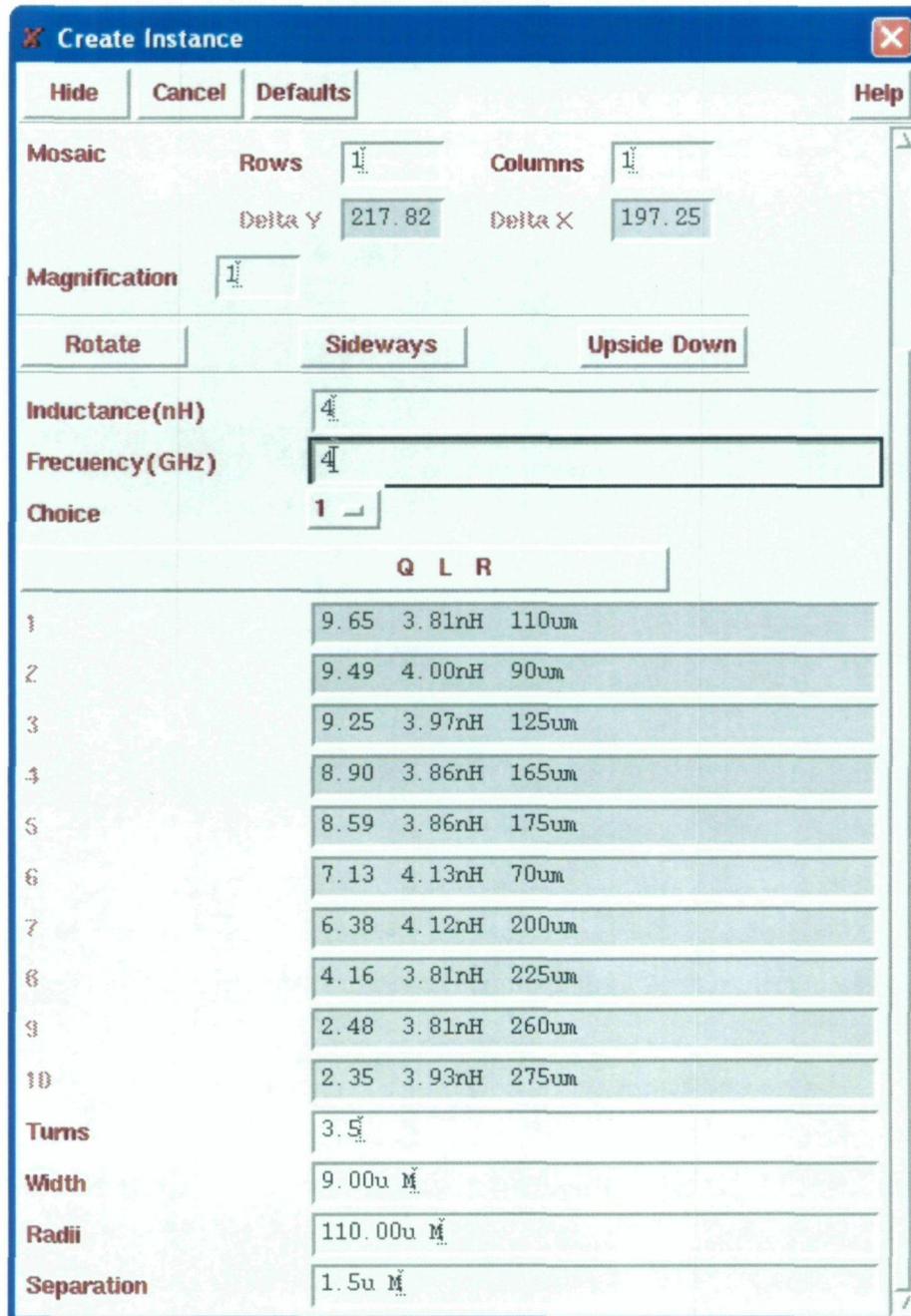
Figura 5.5 Pantalla principal de ayuda del programa *IMODEL*.

5.3 Herramienta de generación de inductores basada en el modelo paramétrico

En este caso, el programa desarrollado está insertado dentro de CADENCE [33] y ha sido programado utilizando el lenguaje propio del entorno denominado SKILL. Se sustenta bajo el mismo modelo paramétrico presentado en el capítulo anterior y pretende ser totalmente transparente al usuario.

La herramienta diseñada ofrece la estructura *layout* de los inductores que ofrezcan mayor factor de calidad para una frecuencia de operación y una inductancia especificada (± 0.2 nH) por el usuario. En la Figura 5.6 se presenta un ejemplo del formulario de descripción de componentes (CDF: *Component Description Format*) asociado a este

programa. A través del mismo, el diseñador puede introducir los parámetros de entrada y obtener igualmente los de salida. Así, utilizando las ecuaciones del modelo paramétrico, se mostrará un listado con las primeras diez bobinas que cumplan los requisitos pedidos. Dichos inductores están ordenados en función de factor de calidad. De esta forma, el usuario puede elegir otro inductor que, aunque tenga un menor factor de calidad, provea una geometría más apropiada a sus necesidades.



Create Instance

Hide Cancel Defaults Help

Mosaic Rows: 1 Columns: 1
Delta Y: 217.82 Delta X: 197.25

Magnification: 1

Rotate Sideways Upside Down

Inductance (nH): 4
Frequency (GHz): 4
Choice: 1

	Q	L	R
1	9.65	3.81nH	110um
2	9.49	4.00nH	90um
3	9.25	3.97nH	125um
4	8.90	3.86nH	165um
5	8.59	3.86nH	175um
6	7.13	4.13nH	70um
7	6.38	4.12nH	200um
8	4.16	3.81nH	225um
9	2.48	3.81nH	260um
10	2.35	3.93nH	275um

Turns: 3.5
Width: 9.00u M
Radii: 110.00u M
Separation: 1.5u M

Figura 5.6 CDF de la herramienta de generación automática de inductores integrados.

En el ejemplo de la Figura 5.6 se muestra el caso en el que se ha pedido un inductor de 4 nH a la frecuencia de 4 GHz. El CDF muestra el listado de los diez inductores con el mayor factor de calidad además de los parámetros geométricos de la primera bobina.

En el momento en que el usuario elija uno de los inductores mostrados, podrá ver sus parámetros geométricos (radio, número de vueltas, ancho de pista y separación) y disponer a su vez de la estructura *layout*.

5.4 Herramienta para vías distribuidas

Como se explicó en el capítulo 3, el fabricante UMC sólo permite vías de interconexión entre metales de un área fija para la tecnología bajo estudio. Además, existe una distancia mínima fijada entre ellas. Por tanto, para conseguir unos mejores resultados en los inductores integrados que se fabriquen, sería conveniente distribuir estas vías a lo largo de toda la sección de metales respetando las reglas de diseño.

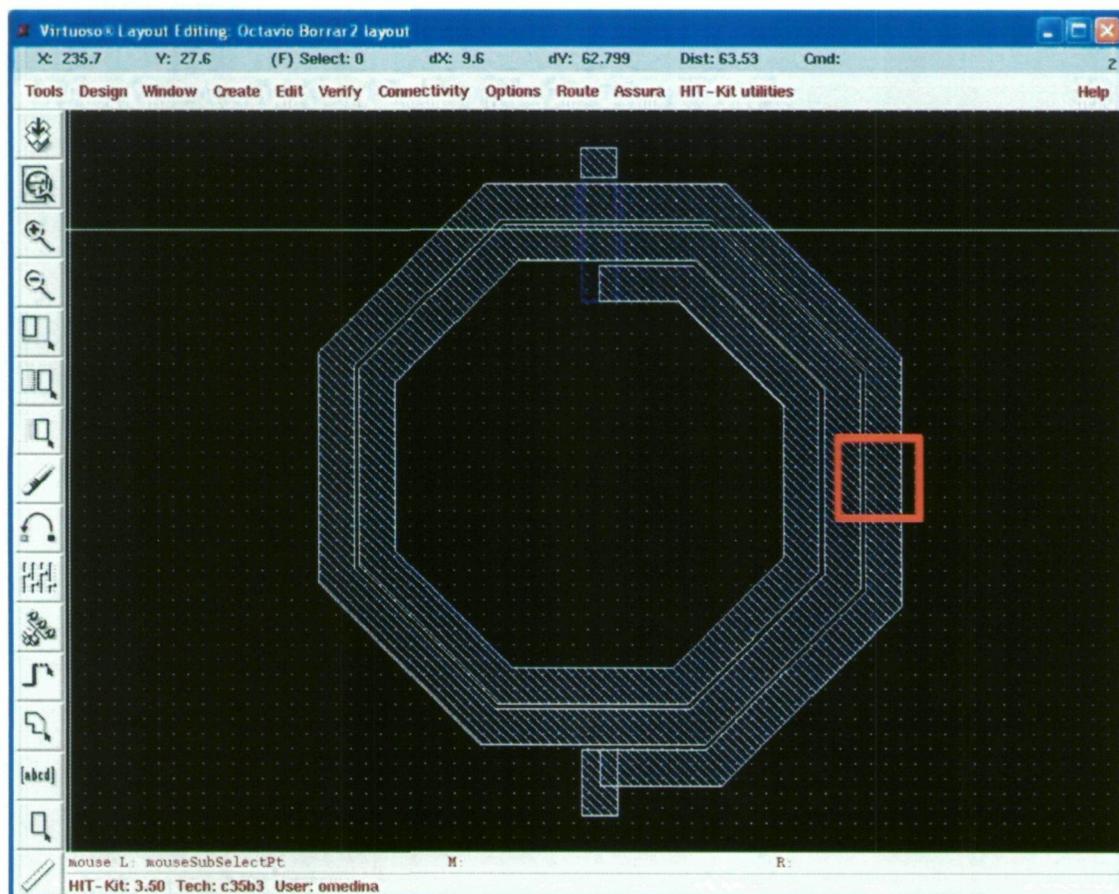


Figura 5.7 Vista *layout* de un inductor de 2.5 vueltas.



Figura 5.8 Vista en detalle del inductor ejemplo.

A partir de la herramienta de generación automática de *layouts* de inductores integrados [34] realizada en SKILL, se ha desarrollado en este proyecto fin de carrera una modificación que permite distribuir las vías de la forma anteriormente mencionada. Dicha herramienta se encamina a la fabricación de inductores de 8 lados en la tecnología UMC 0.18 μm , si bien un cambio en las reglas de diseño no sería tarea complicada. En la Figura 5.7 se muestra un ejemplo de un inductor de 2.5 vueltas utilizando la herramienta desarrollada, mientras que en la Figura 5.8 se presenta en detalle la distribución de las vías de interconexión entre metales. Como se aprecia, las vías están colocadas aprovechando al máximo la superficie disponible y respetando las reglas de diseño impuestas.

Para realizar el algoritmo que traza las vías aprovechando la superficie disponible, se ha partido de cada uno de los puntos que genera el programa principal para las pistas metálicas. Dichos puntos representan el inicio y final de cada tramo en la espiral. Utilizando los mismos se ha ido trazando el conjunto de vías a lo largo de la espiral. Sin embargo, ha sido necesario realizar una serie de cálculos geométricos para respetar las

$$\alpha = \arctg\left(\frac{DY}{DX}\right) \quad (1.2)$$

siendo $DX = abs(X2-X1)$ y $DY = abs(Y2-Y1)$. Si se observa la Figura 5.10, se comprueba que la distancia D se puede calcular a partir del ángulo α como:

$$D = w \cdot \operatorname{tg}\left(\frac{\alpha}{2}\right) \quad (1.3)$$

La coordenada A1 se calculará entonces como:

$$A1 = X1 - D \quad (1.4)$$

Una vez se disponga de los puntos externos (negros) e internos (huecos) de cada tramo, es posible delimitar la franja donde se concentrarán las vías utilizando el dato dado en las reglas de diseño del fabricante.

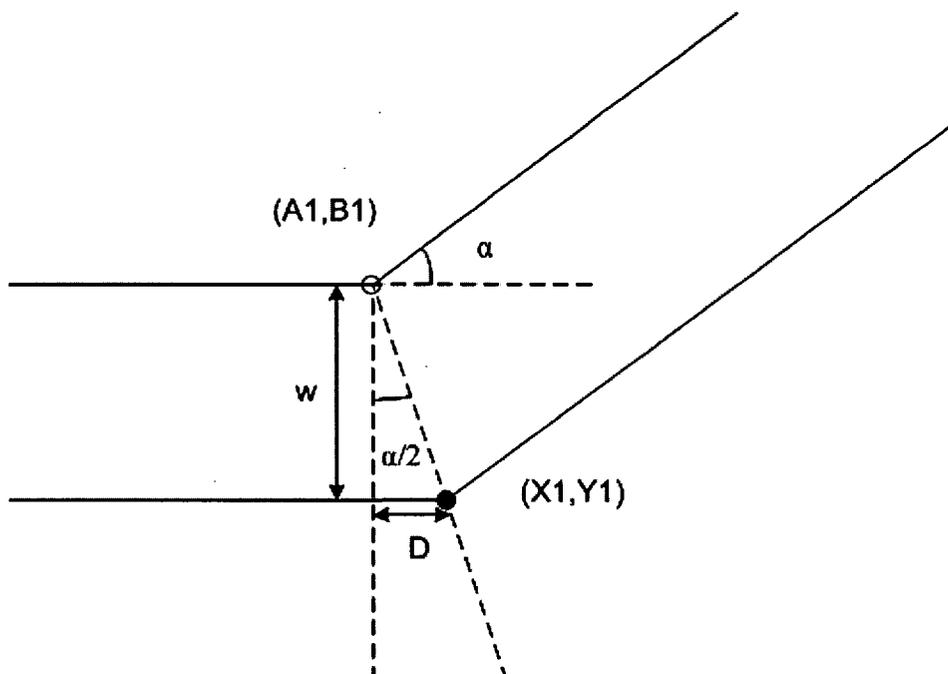


Figura 5.10 Detalle para el cálculo de la coordenada A1.

5.5 Conclusiones

En el presente capítulo se ha presentado tres herramientas de diseño para inductores integrados. Dicho conjunto de programas forma un paquete de inestimable ayuda a la hora

distancias impuestas por el fabricante y aprovechar al máximo el área disponible pintando la mayor cantidad de vías posible. Así, las vías no pueden llegar al borde de la pista metálica, debiéndose dejar una separación mínima. Dicha distancia restringe al conjunto de vías dentro de una franja.

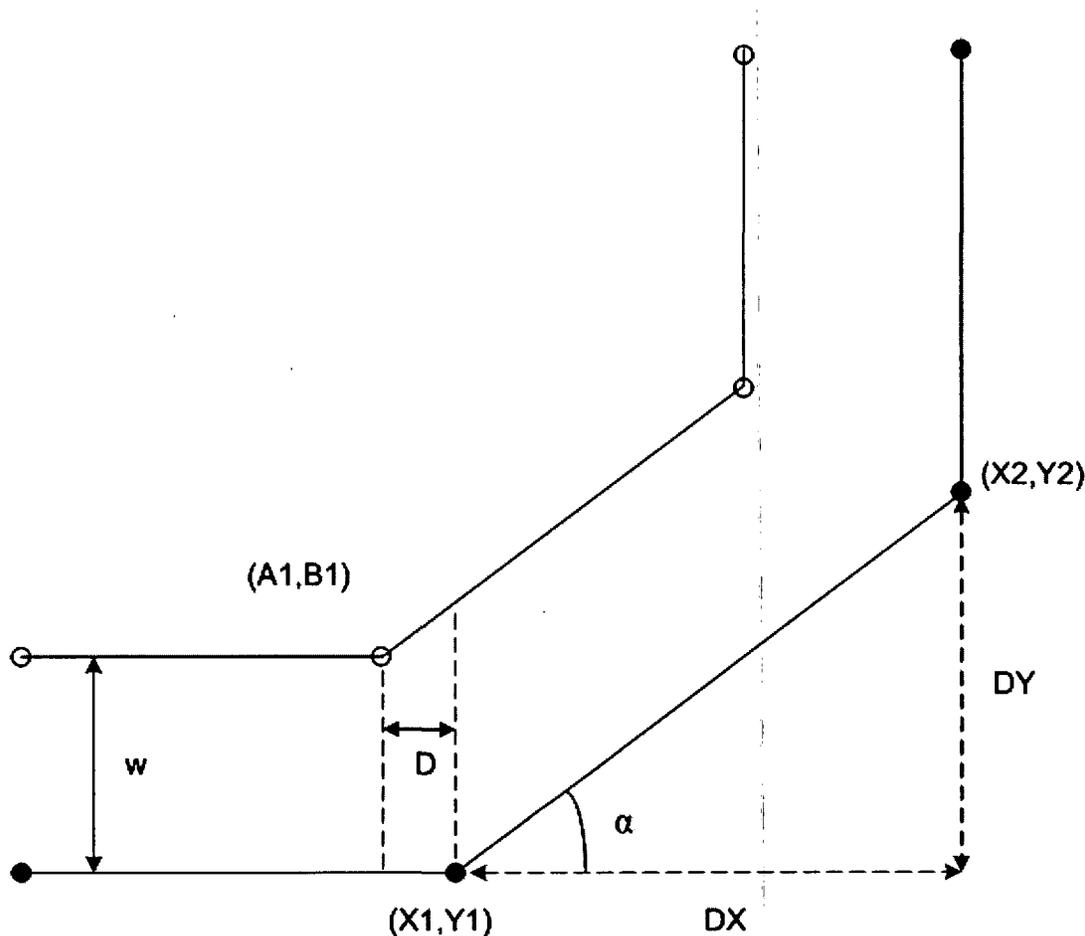


Figura 5.9 Esquema gráfico para el cálculo del punto (A1,B1).

En la Figura 5.9 se indica el cálculo de uno de los puntos necesarios para formar la franja donde se permite la existencia de vías de interconexión. Los puntos negros representan los datos de partida del programa, mientras que los puntos huecos se han calculado a partir de ellos. Así el punto $(A1, B1)$ es calculado a partir de los puntos $(X1, Y1)$ y $(X2, Y2)$. Se tiene de partida que:

$$B1 = Y1 + w \quad (1.1)$$

donde w es el ancho de la pista. Para el cálculo de $A1$ es necesario conocer la distancia D . Para ello primero se calcula el ángulo sobre el que se unen los puntos $(X1, Y1)$ y $(X2, Y2)$. Este ángulo α se calcula como:

de usar bobinas integradas en un circuito. A través de ellas, el usuario puede realizar múltiples pruebas en base al modelo paramétrico para, finalmente, pasar a la fase de diseño *layout* y fabricación.

Capítulo 6

CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

6.1 Introducción

En el presente capítulo se expone las conclusiones obtenidas en la realización de este proyecto fin de carrera y que han sido recogidas parcialmente en diversos capítulos. A continuación se presenta también las posibles líneas de investigación futuras.

6.2 Conclusiones

Una vez introducidos los conceptos básicos de los inductores y del desarrollo de la memoria en el primer capítulo de ésta, se pasó a explicar en el siguiente capítulo el funcionamiento básico de la herramienta CAD de Agilent Technologies, denominada ADS. En esta parte de la memoria se analizó los principios de funcionamiento del simulador EM Momentum, siendo la primera vez que se ha realizado esta tarea en lengua castellana hasta donde se conoce. Además se introdujeron las guías para poder entender el funcionamiento de este simulador con respecto al trabajo posteriormente realizado.

En el tercer capítulo de esta memoria se ha profundizado en el uso de la herramienta anteriormente explicada bajo la tecnología UMC 0.18 μm . Con este simulador y esta tecnología se propuso una serie de análisis variando distintos parámetros de los inductores integrados. Fruto de dichos análisis se puede confeccionar el siguiente conjunto de guías de diseño:

- El grosor del sustrato semiconductor no afecta de manera significativa a la inductancia ni al factor de calidad de las bobinas.

- Para un mismo radio, el factor de calidad mejora al aumentar el número de lados del inductor integrado.
- De manera general se concluye que a mayor área compartida entre pistas metálicas, mayor será la inductancia que se genera. Sin embargo, esto tiende a disminuir el valor del factor de calidad y de la frecuencia de resonancia. Por tanto, es vital saber en que punto del espectro de frecuencias se va a trabajar a la hora de definir los parámetros geométricos.
- Se comprueba que el uso de los metales más alejados del sustrato semiconductor y que disponen de mayores conductividades y grosores, supone una mejora del factor de calidad.
- A bajas frecuencias es preferible utilizar varios metales en paralelo en la definición del inductor, pues mejora el factor de calidad.

En el capítulo 4, se presentó y desarrolló el nuevo método introducido para la consecución de una amplia librería de inductores integrados. Inicialmente se justificó el modelo de sustrato finalmente elegido para diseñar las bobinas, y que corresponde con el usado por una serie de inductores medidos disponibles. A partir de esta mínima serie de valores empíricos se pudo ajustar de manera precisa el simulador Momentum.

Otro objetivo del cuarto capítulo fue el desarrollo de un modelo paramétrico que sirviera de ayuda en la generación del listado de inductores de la librería. Este modelo paramétrico ofrece una expresión para cada uno de los elementos del circuito equivalente en π presentado en el primer capítulo. Así, partiendo de la misma serie de bobinas medidas anteriormente mencionada, se pudo ajustar el modelo para que estimase la frecuencia donde se alcanza el máximo factor de calidad con suficiente precisión. Por tanto, este modelo permite obtener los parámetros geométricos de los inductores con máximo factor de calidad en las frecuencias de interés de la librería de inductores.

Por otro lado, se simuló el listado de bobinas generado con el simulador Momentum. Con ello, la librería final está basada en los resultados arrojados por esta herramienta en el rango de RF.

El proceso seguido en este capítulo supone un ahorro considerable en tiempo y dinero con respecto al método habitual empleado para obtener una librería de inductores. En la Tabla 6.1 se presenta un cuadro comparativo entre ambos métodos.

Tabla 6.1 Tabla comparativa entre ambos métodos para generar una librería de inductores integrados

Parámetro	Procedimiento Habitual	Procedimiento Propuesto
Consumo de tiempo	Alto	Bajo
Coste	Alto	Bajo
Precisión en la definición de la librería	Bajo	Alto
Precisión en los datos de la librería	Alto	Medio/Alto

Como resultado del trabajo desarrollado en el capítulo 5, se obtuvo un software de ayuda en el diseño de inductores denominado *IMODEL*. Dicha herramienta está basada en el modelo paramétrico generado y permite obtener los parámetros del mismo en base a las características geométricas de la bobina. Por otra parte, el usuario puede obtener las características de la bobina que dispone del mayor factor de calidad para una frecuencia e inductancia dadas, permitiendo además, obtenerlas para todos aquellos inductores que cumplan dichos requisitos. *IMODEL* permite obtener visualizaciones en 2D y 3D de distintos parámetros relacionados con un inductor.

A pesar de que la herramienta desarrollada está definida por defecto para una tecnología en concreto, se permite variar diversos parámetros tecnológicos (grosos, conductividades, etc) para su adaptación a aquella deseada por el usuario.

Por otro lado, en el capítulo 5 se presentó dos herramientas en entorno CADENCE para el diseño de inductores integrados. La primera de ellas se basa igualmente en el modelo paramétrico anterior, y permite obtener el trazado *layout* de las bobinas con mayor factor de calidad para la frecuencia e inductancia fijadas. La segunda herramienta supone una ampliación a la propia herramienta de generación automática de *layouts* de inductores integrados. Dicha herramienta permite el trazado de vías distribuidas a lo largo de los metales.

Como fruto del trabajo desarrollado, será publicado en un congreso internacional [36] un documento basado en el método de obtención de una librería de inductores y en las herramientas presentadas en este proyecto fin de carrera. Dicho documento, denominado “*A Method to Build-Up an Integrated Inductor Library*”, se presenta en el Anexo E.

Como conclusión última se puede decir que disponer de una librería de inductores integrados que colme los requisitos del diseñador RF es un elemento de gran importancia. Además el uso de otras herramientas paralelas para el desarrollo de circuitos supone al usuario una ventaja a la hora de mejorar y variar las prestaciones del diseño.

6.3 Líneas Futuras

Este proyecto fin de carrera posee un marcado contenido científico-tecnológico, por ello es pertinente indicar posibles líneas de trabajo futuras abiertas a partir del mismo, que son diversas y se presenta las más relevantes:

- Fabricación de distintas bobinas en la tecnología UMC 0.18 μm con una serie de requisitos geométricos y estructurales definidos para el mejor ajuste del simulador EM y del modelo paramétrico.
- Ampliar el estudio sobre el funcionamiento interno del simulador EM Momentum de Agilent Technologies. En este proyecto se ha analizado diversos parámetros del mismo aplicándolos a una tecnología concreta. Sin embargo, sería conveniente profundizar en los mismos y estudiar otros parámetros para un mayor conocimiento de esta herramienta. Entre los distintos aspectos a estudiar se encuentra la densidad efectiva en el mallado de las pistas o el efecto de la variación del grosor de las mismas. De esta forma, se podrá definir con mayor consistencia los efectos EM tenidos en cuenta en el simulador.
- Realizar un estudio de estructuras alternativas de inductores integrados para la obtención de altos valores inductivos y de factor de calidad. Existen diversos estudios que proponen la utilización de configuraciones distintas en el *layout* de un inductor en tecnologías multicapa para este fin. Así, se puede encontrar en la literatura bobinas balanceadas o apiladas de forma no paralela [35].

- Estudiar otros modelos equivalentes de inductores integrados para su aplicación a la tecnología propuesta. En los últimos años se ha publicado modelos alternativos al modelo clásico en π utilizado en este proyecto [7], [8], y que pudieran obtener resultados más precisos en un mayor rango de frecuencias.
- Aplicar los resultados obtenidos para la generación de librerías de inductores basadas en simulación para otras tecnologías actualmente o en proceso de introducción en el mercado.
- Complementar la herramienta generadora de *layouts* de inductores para permitir un mayor número de capas metálicas y vías distribuidas en bobinas con número de lados variable.
- Los modelos paramétricos desarrollados abren la puerta a la optimización de circuitos no sólo en bandas relativamente estrechas sino en rangos de frecuencia mayores. En esta línea se abre la posibilidad de realizar diseños para los estándares de Ultra-Wide-Band. Un ejemplo de utilización casi inmediata de dichos resultados es el diseño de amplificadores distribuidos en la banda de 0.5 a 11 GHz con unas restricciones de ganancia, y planitud de la misma específicas.
- Estudio en profundidad del modelado del sustrato teniendo en cuenta el efecto que sobre la resistencia y la capacidad del mismo ejerce la distribución de campo eléctrico lateral cuando el área de la espiral se reduce.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] A. Zolfaghari, A. Chan, B. Razavi, "Stacked Inductors and Transformers in CMOS Technology", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 36, no.4, pp. 620-628, Abril 2001.
- [2] J. del Pino, "Modelado y Aplicaciones de Inductores Integrados en Tecnologías de Silicio", Tesis doctoral, Universidad de Las Palmas de G.C., Abril 2002.
- [3] B. A. Georgescu, "Spiral Inductor. Q-Enhancement Techniques", Department of Electrical and Computer Engineering, University of Calgary, Alberta, Abril 2003.
- [4] T.H. Lee, "The Design of CMOS RF Integrated Circuits," Cambridge University Press, pp. 34-57, 1998.
- [5] A. Niknejad, ASITIC Documentation, Universidad de California, disponible en <http://rfic.eecs.berkeley.edu/~niknejad/asitic.html>.
- [6] A. Niknejad, R. G. Meyer, "Analysis, Design, and Optimization of Spiral Inductors and Transformers for Si RF IC's," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 33, no. 10, pp. 1470-1481, Octubre 1998.
- [7] Y. Cao, R. A. Groves, X. Huang, N. D. Zamdmer, J. Plouchart, R. A. Wachnik, T. King, C. Hu, "Frequency-Independent Equivalent-Circuit Model for On-Chip Spiral Inductors", *IEEE Journal Of Solid-State Circuits*, vol. 38, no. 3, pp. 419-425, Marzo 2003.
- [8] J. Gil, H. Shin, "A Simple Wide-Band On-Chip Inductor Model for Silicon-Based RFICs", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no. 9, pp. 2023-2028, Septiembre 2003.

- [9] F. M. Rotella, V. Blaschke, D. Howard, "A Broad-Band Scalable Lumped-Element Inductor Model Using Analytic Expressions to Incorporate Skin Effect, Substrate Loss, and Proximity Effect," *Electron Devices Meeting*, 2002.
- [10] I. D. Robertson, S. Lucyszyn, "RFIC and MMIC design and technology", *IEE Circuits, Devices and Systems Series 13*, The Institution of Electrical Engineers, 2001.
- [11] Página oficial de soporte y servicio de Agilent EESof EDA, <http://eesof.tm.agilent.com/support/>.
- [12] Cristóbal Guedes Suárez, "Estudio y Diseño de Moduladores y Demoduladores Integrados para Comunicaciones Inalámbricas en la Tecnología SiGe 0.35 μm de AMS", Proyecto Fin de Carrera, Sistemas de Telecomunicación, Escuela Universitaria de Ingeniería Técnica de Telecomunicación, Universidad de Las Palmas de G.C., Diciembre 2004.
- [13] A. Goñi, S. L. Khemchandani, J. del Pino, J. García, J. R. Sendra, A. Hernández, "Design of a 5 GHz Spiral Inductors Library on Silicon for RF ICs", I Jornada de Microelectrónica Aplicada, Instituto de Microelectrónica Aplicada del la Universidad de Las Palmas de Gran Canaria, pp. 107-113, Julio 2004.
- [14] K. Bohannan, "ADS Momentum, A Half-Day Seminar", Agilent Technologies, Abril 2003.
- [15] J. Van Hese, "Accurate Modeling of Spiral Inductors on Silicon for Wireless RF IC Designs", Agilent Technologies, Noviembre 2001.
- [16] K. Bohannan, "Considering Metal Thickness in Momentum EM Simulations", *Agilent EESof EDA Tech Info Session*, Diciembre 2003.
- [17] M. P. Wilson, "Modelling of Integrated VCO Resonators Using Momentum", Tality, Reino Unido, disponible en <http://eesof.tm.agilent.com/pdf/tality.pdf>, 2002.
- [18] A. Perez, "Modeling Finite Conductor Thickness", *HP EESOFF support news*, Mayo 1996.
- [19] Página oficial de UMC, <http://www.umc.com>.
- [20] S.M. Sze, "Physics of Semiconductor Devices", 2nd ed. John Wiley & Sons, 1981.

- [21] N. Weste, K. Eshraghian, "Principles of CMOS VLSI Design: a Systems Perspective", pp. 74, 1988.
- [22] United Microelectronics Corporation, "0.18 μm Mixed Mode/RFCMOS Technology 1.8 V / 3.3 V 1P6M Process Topological Layout Rule (With Metal / Metal Capacitor Module)", ver. 1.2. 2001.
- [23] A. Martínez, "Diseño de una Librería Paramétrica de Espirales Integradas", Proyecto Fin de Carrera, Sistemas Electrónicos, Escuela Universitaria de Ingeniería Técnica de Telecomunicación, Universidad de Las Palmas de G.C., Octubre 2001.
- [24] Página oficial de Europractice, <http://www.europractice.com/>.
- [25] J. Aguilera, "Effect of the Via Geometry on the Q Factor of Integrated Shunted Inductors", *Microwave Engineering*, pp. 35-37, Junio 2002.
- [26] S. Chaki, S. Aono, N. Andoh, Y. Sasaki, N. Tanino, O. Ishihara, "Experimental Study on Spiral Inductors", *Proceedings IEEE Microwave Symposium Digest MTTs*, pp. 753-756, 1995.
- [27] D. Pukneva, G. Dodeva, M. Hristov, A. Roussel, "Design, Analysis and Optimisation of Monolithic Inductors for RF Applications", *First International IEEE Symposium, Intelligent Systems*, pp. 63-68, Septiembre 2002.
- [28] J. N. Burghartz, M. Soyuer, K. Jenkins, "Integrated RF and Microwave Components in BiCMOS Technology," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 43, no. 9, pp. 1559-1570, 1996.
- [29] Y. K. Koutsoyannopoulos, Y. Papananos, "Systematic Analysis and Modeling of Integrated Inductors and Transformers in RF IC Design", *IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Analog And Digital Signal Processing*, vol. 47, no. 8, pp. 669-713, Agosto 2000.
- [30] A. Yen, "New Methodology for Spiral Inductor Design", Ansoft Presentation, Septiembre 2003.
- [31] H. M. Greenhouse, "Design of Planar Rectangular Microelectronic Inductors", *IEEE Transactions on Parts, Hybrids and Packaging*, vol. PHP-10, pp. 101-109, Junio 1974.

- [32] J. del Pino, J. R. Sendra, A. Hernández, S.L. Khemchandani, J. Aguilera, B. González, J. García, A. Nunez “Modelling and Automatic Generation Tool for Integrated Inductors in CMOS Technology”, *XVI Design Circuits and Integrated Systems Conference*, pp. 378-383. 2001.
- [33] Página oficial de CADENCE, <http://www.cadence.com>.
- [34] J. del Pino, J. R. Sendra, A. Hernández, S. L. Khemchandani, J. Aguilera, B. González, J. García, A. Nuñez, “Models and Tools for CMOS Integrated Inductors”, *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, Kluwer Academic Publishers, vol. 33, no. 2, Noviembre 2002.
- [35] C. Tang, C. Wu, S. Liu, “Miniature 3D Inductors in Standard CMOS Process”, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 37, no. 4, pp. 471-480, Abril 2002.
- [36] O. Medina, J. del Pino, A. Goni-Iturri, S. L. Khemchandani, J. García, A. Hernandez, “A Method to Build-up an Integrated Inductor Library”, *XX Conference on Design of Circuits and Integrated Systems*, 2005.
- [37] H. Lakdawala, X. Zhu, H. Luo, S. Santhanam, R. Carley, G. K. Fedder, “Micromachined High-Q Inductors in 0.18mm Cu Interconnect Low-K CMOS Process”, Department of Electrical and Computer Engineering, Carnegie Mellon University, Pittsburgh.
- [38] J. del Pino, S. L. Khemchandani, A. Hernández, J. R. Sendra, A. Núñez, “Quality factor model for integrated inductors in CMOS technology”, *Microwave Engineering*, pp. 27-34, Mayo 2001.

Parte II

Presupuesto

PRESUPUESTO

El presupuesto del presente proyecto se basa en el documento "*Baremos de Honorarios Orientativos para Trabajos Profesionales 2005*", facilitado por el Colegio Oficial de Ingenieros de Telecomunicación y la Asociación Española de Ingenieros de Telecomunicación¹. Se tratarán los siguientes conceptos para la realización del presupuesto:

- Trabajo tarifado por tiempo empleado.
- Amortización del inmovilizado material.
 - ◆ Amortización del material hardware.
 - ◆ Amortización del material software.
- Redacción del proyecto.
- Derechos de visado del COIT.
- Gastos de tramitación y envío.

Por ultimo se debe aplicar los impuestos para el cálculo del presupuesto final.

P.1. Trabajo Tarifado por Tiempo Empleado

En este apartado se tendrá en cuenta los gastos correspondientes a la mano de obra, teniéndose en cuenta el salario correspondiente a la hora de trabajo de un ingeniero según la fórmula siguiente propuesta por el COIT:

¹<http://www.coit.es>



$$H = 72 \cdot Hn + 93 \cdot He \quad (\text{P.1})$$

siendo H los honorarios por tiempo, Hn las horas normales trabajadas dentro de la jornada laboral y He la horas especiales trabajadas.

Una vez calculadas las horas totales resultantes, el COIT aconseja aplicar a las mismas los coeficientes reductores por tramos que se indican en la Tabla P.1.

Tabla P.1 Coeficientes reductores para trabajo tarificado por tiempo empleado

Coste	Factor de corrección (C)
Hasta 36	1
Exceso de 36 hasta 72	0.9
Exceso de 72 hasta 108	0.8
Exceso de 108 hasta 144	0.7
Exceso de 144 hasta 180	0.65
Exceso de 180 hasta 360	0.6
Exceso de 360 hasta 510	0.55
Exceso de 510 hasta 720	0.5
Exceso de 720 hasta 1080	0.45
Exceso de 1080	0.4

Se estima que para el presente proyecto se ha trabajado durante un año, es decir, 52 semanas, trabajando 40 horas semanales, por lo que el tiempo empleado queda como sigue:

$$\text{Tiempo empleado} = 40 \frac{\text{horas}}{\text{semana}} \cdot 52 \text{ semanas} = 2080 \text{ horas} \quad (\text{P.2})$$

Al aplicar los coeficientes reductores de la Tabla P.1, se obtiene un valor para las horas normales trabajadas de $Hn = 1003.30$. Considerando que no se ha trabajado horas especiales ($He = 0$), se tiene aplicando la ecuación (P.1) que:

$$H = 72 \cdot 1003.30 + 93 \cdot 0 = 72237.60 \text{ €} \quad (\text{P.3})$$

$$H = 72 \cdot 1003.30 + 93 \cdot 0 = 72237.60 \text{ €} \quad (\text{P.3})$$

Por tanto, el trabajo tarificado por tiempo empleado asciende a la cantidad de *setenta y dos mil doscientos treinta y siete euros con sesenta céntimos*.

P.2. Amortización del Inmovilizado Material

En este apartado se considera tanto el hardware como el software utilizados en este proyecto.

Se ha estipulado el coste de amortización para un período de 3 años, utilizando un sistema de amortización lineal o constante. En este sistema se supone que el inmovilizado material se desprecia de manera constante a lo largo de su vida útil.

La cuota de amortización anual se calcula utilizando la siguiente expresión:

$$\text{Cuota anual} = \frac{\text{Valor de adquisición} - \text{Valor residual}}{\text{Número de años de vida útil}} \quad (\text{P.4})$$

donde el valor residual se corresponde con el valor teórico que se supone tendrá el elemento en cuestión después de su vida útil.

P.1.1. Amortización del Material Hardware

Puesto que el desarrollo del proyecto se ha realizado durante un año, y el coste de la amortización se estipula para un período de tres años, los costes serán los derivados del primer año para el ordenador personal y la impresora y de tres meses para la estación de trabajo.

La Tabla P.2 muestra los elementos hardware utilizados en el proyecto, indicándose su valor de adquisición, valor residual y coste de amortización calculado según la ecuación (P.4).

Tabla P.2 Costes y precios de la amortización del hardware

Elemento	Valor de adquisición	Valor residual	Coste de amortización
Ordenador personal Pentium IV (1 año)	1200.00 €	200.00 €	333.33 €
Impresora HP MOPIER 210 (1 año)	4000.00€	800.00 €	1066.67 €
Workstation SunBlade 150 MEDIUM (3 meses)	1995.00 €	300.00 €	141.25 €
TOTAL	7195.00 €	1300.00 €	1541.25 €

Por tanto, el coste completo del hardware asciende a la cantidad de *mil quinientos cuarenta y un euros con veinticinco céntimos*.

P.1.2. Amortización del Material Software

Al igual que en el caso del material hardware, los costes de amortización del material software serán los derivados del primer año.

En la Tabla P.3 se muestra las licencias empleadas en la realización del proyecto, mostrándose el valor de adquisición, el valor residual y el coste de amortización.

Tabla P.3 Costes y precios de la amortización del software

Elemento	Valor de adquisición	Valor residual	Coste de amortización
MS Windows XP	257.11 €	0.00 €	85.70 €
Microsoft Office 2003	170.00 €	0.00 €	56.67 €
Matlab R.14	900.00 €	0.00 €	300.00 €
Agilent ADS	0.00 €	0.00 €	0.00 €
Cadence	2400.00 €	0.00 €	800.00 €
TOTAL	3727.11 €	0.00 €	1242.37 €

Además del coste de adquisición por las herramientas software, también se debe abonar un costo de mantenimiento por cada año de uso. Esta cantidad se presenta en la Tabla P.4 y se debe sumar a la cantidad acumulada.

Tabla P.4 Costes de mantenimiento de licencias software

Elemento	Coste de mantenimiento año
Cadence	1465.00 €
ADS	2688.00 €
Matlab R.14	180.00 €
TOTAL	4333.00 €

En la Tabla P.5 se presenta el coste completo del software.

Tabla P.5 Coste completo del software

Elemento	Coste de mantenimiento año
Costo de adquisición software	1242.37 €
Costo de mantenimiento licencias software	4333.00 €
TOTAL	5575.37 €

Por tanto, el coste completo del software asciende a la cantidad de *cinco mil quinientos setenta y cinco euros con treinta y siete céntimos*.

P.3. Redacción del proyecto

Para obtener el coste asociado a la redacción de la memoria del proyecto, el COIT recomienda la fórmula (P.5).

$$R = 0.07 \cdot P \cdot C \quad (\text{P.5})$$

siendo P el presupuesto y C el coeficiente reductor de honorarios en función del presupuesto.

Los coeficientes reductores aparecen recogidos en la Tabla P.6.

Tabla P.6 Coeficientes reductores para la redacción del proyecto

Coste	Factor de corrección (C)
Hasta 30050 €	1
Exceso de 30050 € hasta 60101 €	0.9
Exceso de 60101 € hasta 90152 €	0.8
Exceso de 90152 € hasta 120202 €	0.7
Exceso de 120202 € hasta 150253 €	0.65
Exceso de 150253 € hasta 300505 €	0.6
Exceso de 300505 € hasta 450758€	0.55
Exceso de 450758 € hasta 601110 €	0.5
Exceso de 601110 € hasta 901515 €	0.45
Exceso de 901515 € hasta 1202020 €	0.4
Exceso de 1202020 € hasta 1803030 €	0.35
Exceso de 1803030 € hasta 2404040 €	0.3
Exceso de 2404040 € hasta 3005050 €	0.25
Exceso de 3005050 € hasta 6010100 €	0.2
Exceso de 6010100 € hasta 12020200 €	0.15
Exceso de 12020200 € hasta 24040400 €	0.1
Exceso de 24040400 € hasta 36060726 €	0.05
Exceso de 36060726 € hasta 60101210 €	0.01
Exceso de 60101210 € hasta 90151816 €	0.006
Exceso de 90151816 €	0.004

El valor de P se obtiene al sumar los costes correspondientes al trabajo tarificado por tiempo empleado y a la amortización del inmovilizado material. Su valor se recoge en la Tabla P.7.

Tabla P.7 Presupuesto incluyendo tarificado por tiempo empleado y amortización del material

Concepto	Coste
Trabajo tarificado por tiempo empleado	72237.60 €
Amortización del material hardware	3095.00 €
Amortización del material software	1541.25 €
TOTAL	76873.85 €

Aplicando los coeficientes reductores C de la Tabla P.6 en la ecuación (P.5) se tiene que:

$$R = 0.07 \cdot 70514.18 = 4935.99 \text{ €} \quad (\text{P.6})$$

Al importe obtenido en la expresión (P.6) se le debe añadir otra serie de gastos. En la Tabla P.8 se muestra el importe final.

Tabla P.8 Presupuesto incluyendo impresión y encuadernación

Concepto	Coste
Redacción	4935.99 €
Tinta de impresión color	47.00 €
Tinta de impresión negra	40.00 €
Papel de impresión	12.00 €
Encuadernación	120.00 €
TOTAL	5154.99 €

Por tanto, el coste de la redacción del proyecto asciende a la cantidad de *cinco mil ciento cincuenta y cuatro euros con noventa y nueve céntimos*.

P.4. Derechos de Visado del COIT

El COIT establece que para la redacción de proyectos y trabajos en general, los derechos de visado para el año 2005 se calculan como sigue:

$$V = 0.006 \cdot P \cdot C \quad (\text{P.7})$$

siendo P el presupuesto y C el coeficiente reductor en función del presupuesto.

En este caso, el valor de los coeficientes reductores se recoge en la Tabla P.9.

Tabla P.9 Coeficientes reductores para visado

Coste	Factor de corrección (C)
Hasta 2103.54 €	1
Exceso de 2103.54 € hasta 4207.07 €	0.9
Exceso de 4207.07 € hasta 6310.60 €	0.8
Exceso de 6310.60 € hasta 8414.14 €	0.7
Exceso de 8414.14 € hasta 10517.68 €	0.65
Exceso de 10517.68 € hasta 21035.35 €	0.6
Exceso de 21035.35 € hasta 31553.03 €	0.55
Exceso de 31553.03 € hasta 42070.70 €	0.5
Exceso de 42070.70 € hasta 63106.05 €	0.45
Exceso de 63106.05 € hasta 84141.40 €	0.4
Exceso de 84141.40 € hasta 126212.10 €	0.35
Exceso de 126212.10 € hasta 168282.80 €	0.3
Exceso de 168282.80 € hasta 210353.50 €	0.25
Exceso de 210353.50 € hasta 420707.00 €	0.2
Exceso de 420707.00 € hasta 841414.00 €	0.15
Exceso de 841414.00 € hasta 1682828.00 €	0.1
Exceso de 1682828.00 €	0.05

En este caso el valor de P corresponde con la suma del trabajo tarificado por tiempo empleado, la amortización del inmovilizado material y la redacción del proyecto. En la Tabla P.10 se muestra esta suma.

Tabla P.10 Presupuesto incluyendo trabajo tarificado por tiempo empleado, amortización y redacción del proyecto

Concepto	Coste
Trabajo tarificado por tiempo empleado	72237.60 €
Amortización del material hardware	3095.00 €
Amortización del material software	1541.25 €
Redacción del proyecto	5154.99 €
TOTAL	82028.84 €

Aplicando los coeficientes de la Tabla P.9 en la ecuación (P.7), se obtiene que:

$$V = 0.006 \cdot 42908.50 = 257.45 \text{ €} \quad (\text{P.8})$$

Por tanto, los costes por derechos de visado del proyecto ascienden a *doscientos cincuenta y siete euros con cuarenta y cinco céntimos*.

P.5. Gastos de Tramitación y Envío

Todos los trabajos se verán incrementados en 6.01 € en concepto de gastos de tramitación y envío.

P.6. Presupuesto Antes de Impuestos

Sumando todos los conceptos anteriormente calculados, se tiene el total del presupuesto previo a la aplicación de impuestos. Dicho valor se muestra en la Tabla P.11.

Tabla P.11 Presupuesto antes de impuestos

Concepto	Coste
Trabajo tarificado por tiempo empleado	72237.60 €
Amortización del material hardware	3095.00 €
Amortización del material software	1541.25 €
Redacción del proyecto	5154.99 €
Derechos de visado del COIT	257.45 €
Gastos de tramitación y envío	6.01 €
TOTAL	82292.30 €

Por tanto, el presupuesto calculado antes de impuestos asciende a la cantidad de *ochenta y dos mil doscientos noventa y dos euros con treinta céntimos*.

P.7. Presupuesto Después de Impuestos

Al valor del presupuesto calculado antes de impuestos se le debe aplicar un 5% de IGIC, tal y como se indica en la Tabla P.12.

Tabla P.12 Presupuesto después de impuestos

Concepto	Coste
Trabajo tarificado por tiempo empleado	72237.60 €
Amortización del material hardware	3095.00 €
Amortización del material software	1541.25 €
Redacción del proyecto	5154.99 €
Derechos de visado del COIT	257.45 €
Gastos de tramitación y envío	6.01 €
TOTAL (sin IGIC)	82292.30 €
IGIC (5%)	4114.61 €
TOTAL	86406.91 €

Por tanto, el presupuesto total, incluyendo impuestos, asciende a la cantidad de *ochenta y seis mil cuatrocientos seis euros con noventa y un céntimos*.

Las Palmas de Gran Canaria a 27 de Junio de 2005

El ingeniero proyectista



Fdo: Octavio Medina Day

Parte III

Pliego de condiciones

PLIEGO DE CONDICIONES

Propiedad Intelectual

La propiedad intelectual comprende las creaciones literarias, científicas, artísticas, programas de ordenador, etc., se diferencia de la industrial en que aquella el derecho surge por la creación, sin ser necesario acudir a ningún registro para poseer el derecho, la Ley regula la existencia de un Registro Intelectual en el que inscribir este tipo de creaciones.

La propiedad intelectual se regula en España por el Real Decreto Legislativo 1/1996, por el que se aprueba el texto refundido de la Ley de Propiedad Intelectual, regularizando, aclarando y armonizando las disposiciones legales vigentes sobre la materia. La Ley de Propiedad Intelectual de 11 de Noviembre de 1987 (BOE 7/11/1987), y en el artículo 10 recoge las materias de que es objeto:

1. Son objeto de propiedad intelectual todas las creaciones originales literarias, artísticas o científicas expresadas por cualquier medio o soporte, tangible o intangible, actualmente conocido o que se invente en el futuro, comprendiéndose entre ellas:

Los libros, folletos, impresos, epistolarios, escritos, discursos y alocuciones, conferencias, informes forenses, explicaciones de cátedra y cualquier otra obra de la misma naturaleza.

a) Las composiciones musicales con o sin letra.

b) Las obras dramáticas y dramático musicales, las coreografías, las pantomimas y, en general, las obras teatrales.

- c) Las obras cinematográficas y cualesquiera otras obras audiovisuales.
 - d) Las esculturas y las obras de pintura, dibujo, grabado, litografía, y las historietas gráficas, tebeos o cómics, así como sus ensayos o bocetos y demás obras plásticas, sean o no aplicadas.
 - e) Los proyectos, planos, maquetas y diseños de obras arquitectónicas y de ingeniería.
 - f) Los gráficos, mapas y diseños relativos a la topografía, la geografía y, en general, a la ciencia.
 - g) Las obras fotográficas y las expresadas por procedimiento análogo a la fotografía.
 - h) Los programas de ordenador.
2. El título de una obra, cuando sea original, quedará protegido como parte de ella.

Titularidad del Proyecto

Sobre este tema no existe hasta el momento una normativa a que atenerse, por lo tanto, tenemos que ajustarnos a alguna publicación específica sobre el tema, cuyo contenido indique, o del que pueda inferirse la titularidad del proyecto. En concreto, en el capítulo 7 de la “La política y la gestión de la propiedad intelectual de un centro público de investigación” de Ignacio Fernández de Lucio y Domingo Represa Sánchez, aparecen una serie de documentaciones, que sin referirse concretamente a la situación que nos ocupa (proyecto fin de carrera), así podemos extrapolar de alguna manera el estado legal del mismo, en cuanto a su titularidad, y participación de su explotación, si la hubiera.

En este sentido, podemos destacar de dicha obra lo siguiente:

“Titularidad de los resultados”

En la actualidad, teniendo en cuenta la complejidad y los costes de las investigaciones, la mayor parte de las invenciones se llevan a cabo en el seno de las empresas, universidades u OPIS; ya casi no existe el inventor solitario que, a través de su ingenio y por su cuenta, tiene una idea genial y la plasma en una invención. Esto hace que se tenga

realizada por los trabajadores en las empresas. En los casos en que la titularidad pertenezca a la empresa, será sin perjuicio del derecho que tiene el trabajador o trabajadores a parecer como inventores de la misma (Véase el artículo 14 de la Ley de Patentes y el artículo 4º. Ter. del Acta de Estocolmo de 14 de julio de 1967 modificativa del Convenio de París para la Protección de la Propiedad Industrial, publicado en el BOE de 1 de febrero de 1974) y los artículos 14 a 20 de la Ley española de patentes, Ley 11, de 20 de Marzo de 1986, de patentes, J.M: Oter Lastres et al (1987).

Inventiones Universitarias y de Organismos Públicos de Investigación

El artículo 20 de la Ley de Patentes regula esta materia y remite a los Estatutos de las Universidades el desarrollo de la misma (más información en M. Pérez de 1984).

El artículo 20.1 dice:

“Las normas del presente Título serán aplicables a los funcionarios y trabajadores del estado, Comunidades Autónomas, Provincias, Municipios y demás Entes públicos sin perjuicio de los previstos en los párrafos siguientes”.

Los párrafos siguientes regulan esta materia para las invenciones realizadas por profesores e investigadores de la Universidad, así como su posible aplicación a los investigadores OPIS.

La titularidad de las invenciones realizadas por los profesores pertenece a la Universidad, si esta invención es producto de la investigación realizada dentro de su función o actividad de profesor, permitiendo, sin embargo, el Art. 11 de LRU sobre contratación con terceros, que se determine en el contrato la titularidad de los resultados, A. Bercovitz (1986).

El artículo 20, en su apartado 2, atribuye a la Universidad la titularidad de las patentes creadas como consecuencia de la función de investigación, sin perjuicio del artículo 14 de la Propia Ley en el que se dice:

“El inventor tiene frente al titular de la solicitud de la patente el derecho a ser mencionado como tal inventor en la patente”.

La titularidad económica corresponde a la Universidad aunque, como se verá más adelante, el profesor tenga derecho a una participación en los beneficios. También, pertenece al profesor el derecho moral a aparecer como creador, considerándose éste un derecho personalísimo al que no le pueden obligar a renunciar.

La participación de los profesores en los beneficios de las invenciones se recoge en el apartado 4 del mismo artículo, que se regula el derecho de los inventores a participar en los beneficios que obtenga la Universidad con estas invenciones.

La regularización de esta materia se tiene que realizar en los distintos estatutos de las Universidades, como se señala en el mencionado artículo 20 de la ley de patentes.

En la práctica pocos son los Estatutos de Universidad que recogen esta regulación y si lo hacen es de forma incompleta ya que, al ser en muchos casos posteriores a la Ley de Patentes, no contemplan las situaciones previstas en ella, a lo que cabe añadir la dificultad que supone la modificación de los Estatutos.

Parte IV

Anexos

Anexo A

MOMENTUM Y MEDIDAS

A.1 Introducción

En este anexo se presenta una serie de gráficas comparativas entre las medidas de la serie de inductores disponibles y los resultados arrojados por el simulador Momentum. Las simulaciones realizadas se han hecho para las distintas estructuras de sustrato presentadas en el capítulo 4. En la Tabla A.1 se muestra las características de dichas estructuras.

Tabla A.1 Estructuras simuladas para comparación con medidas

Opción	M1	M2	M3	M4	M5	M6	Grosor vía	Conductividad M5-M6
1	Thick	Thick	Thick	Thick	Thick	Thick	Estándar	Estándar
2	Sheet	Sheet	Sheet	Sheet	Sheet	Sheet	Estándar	Estándar
3	Thick	Thick	Thick	Thick	Sheet	Sheet	Estándar	Estándar
4	Thick	Thick	Thick	Thick	Sheet	Sheet	Mayor	Estándar
5	Thick	Thick	Thick	Thick	Thick	Sheet	Estándar	Estándar
6	Sheet	Sheet	Sheet	Sheet	Thick	Thick	Estándar	Estándar
7	Thick	Thick	Thick	Thick	Thick	Thick	Estándar	Máxima
8	Thick	Thick	Thick	Thick	Thick	Thick	Estándar	Mínima
9	Sheet	Sheet	Sheet	Sheet	Sheet	Sheet	Estándar	Máxima
10	Sheet	Sheet	Sheet	Sheet	Sheet	Sheet	Estándar	Mínima

Las características de los inductores para los que se ha realizado la batería de simulaciones están recogidas en la Tabla A.2.

Tabla A.2 Parámetros geométricos de los inductores con datos medidos de factor de calidad e inductancia

Nombre	r(μm)	n	w(μm)	s(μm)
L_645_15_10_2	64.5	1.5	10	2
L_76_25_10_2	76	2.5	10	2
L_885_35_10_2	88.5	3.5	10	2
L_1125_55_10_2	112.5	5.5	10	2

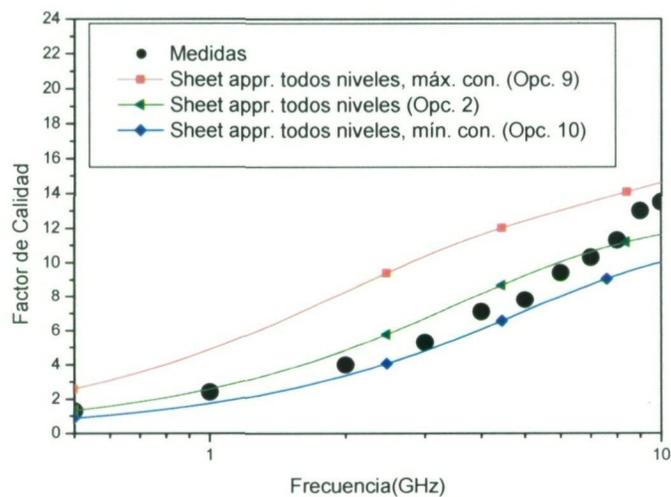


Figura A.1 Factor de calidad para las simulaciones con aproximación de grosor nulo bobina L_645_15_10_2.

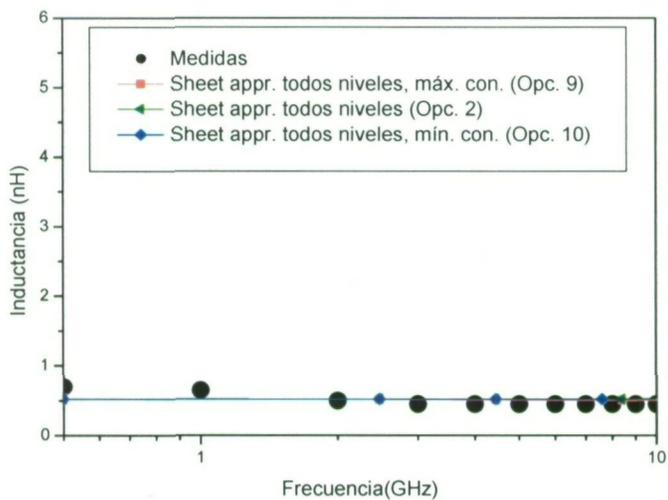


Figura A.2 Inductancia para las simulaciones con aproximación de grosor nulo bobina L_645_15_10_2.

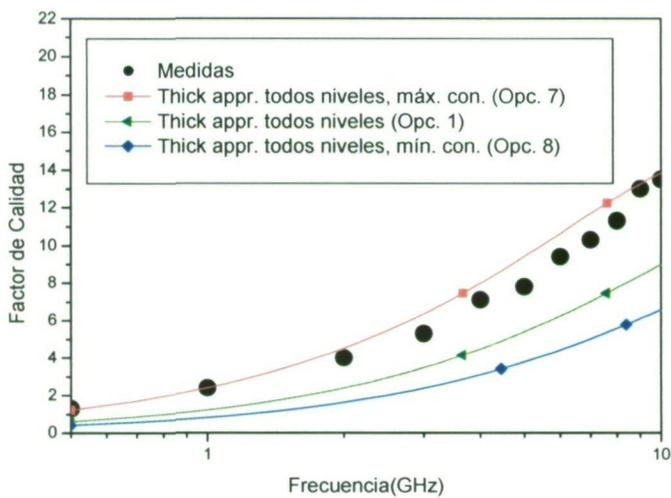


Figura A.3 Factor de calidad para las simulaciones con aproximación de grosor finito bobina L_645_15_10_2.

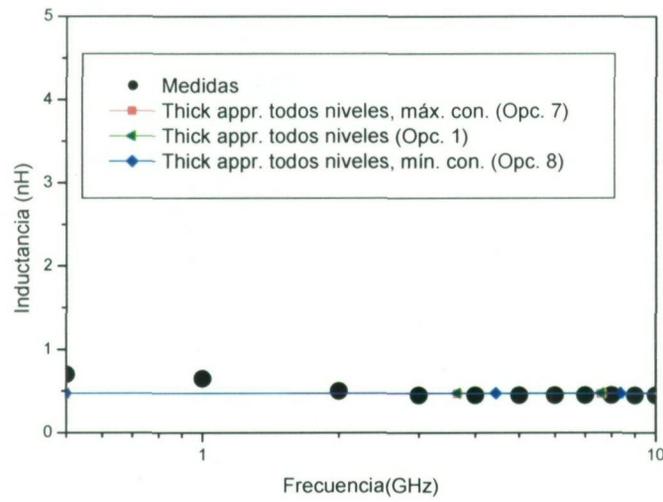


Figura A.4 Inductancia para las simulaciones con aproximación de grosor finito bobina L_645_15_10_2.

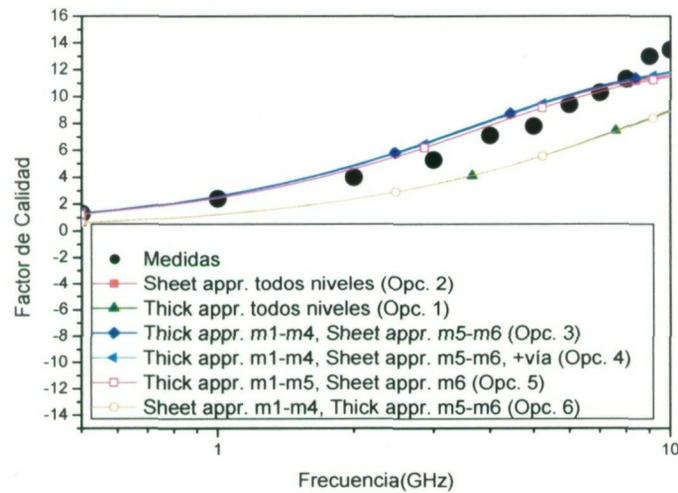


Figura A.5 Comparativa del factor de calidad de las simulaciones más cercanas a las medidas bobina L_645_15_10_2.

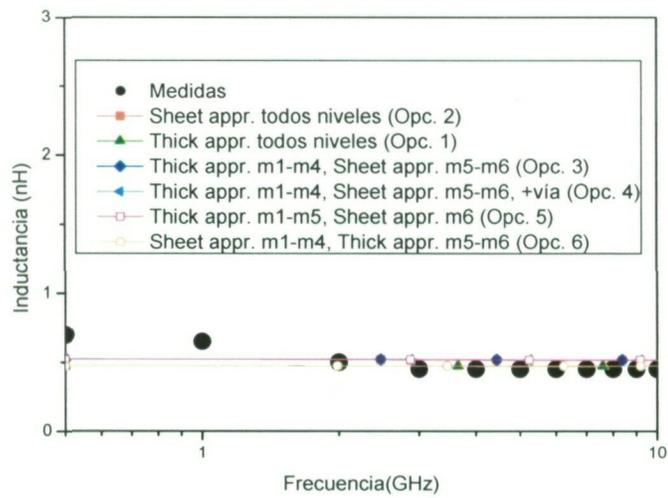


Figura A.6 Comparativa de la inductancia de las simulaciones más cercanas a las medidas en el factor de calidad bobina L_645_15_10_2.

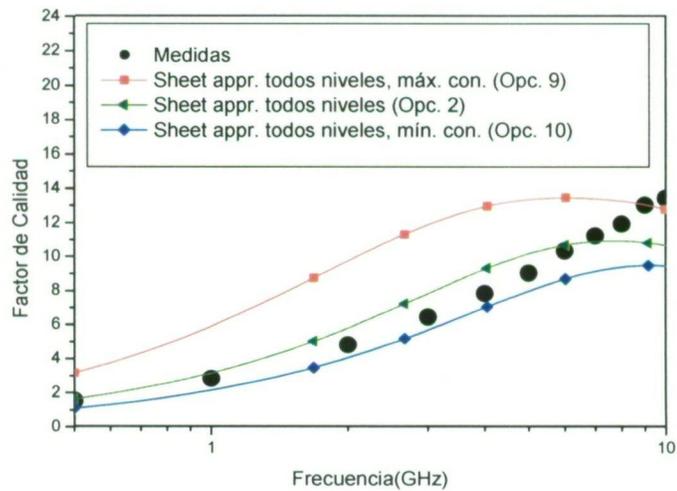


Figura A.7 Factor de calidad para las simulaciones con aproximación de grosor nulo bobina L_76_25_10_2.

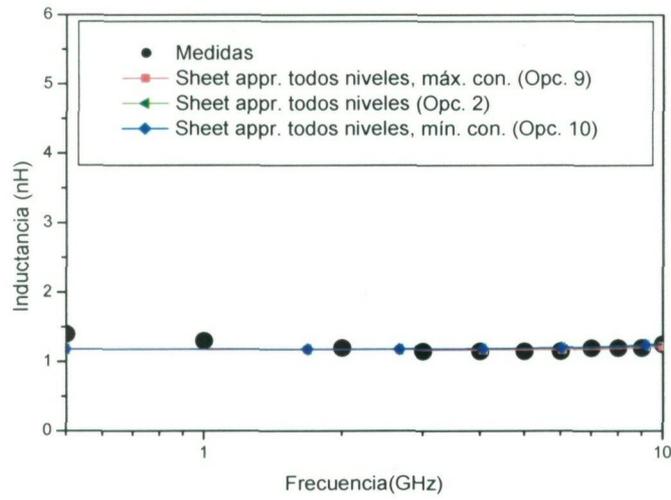


Figura A.8 Inductancia para las simulaciones con aproximación de grosor nulo bobina L_76_25_10_2.

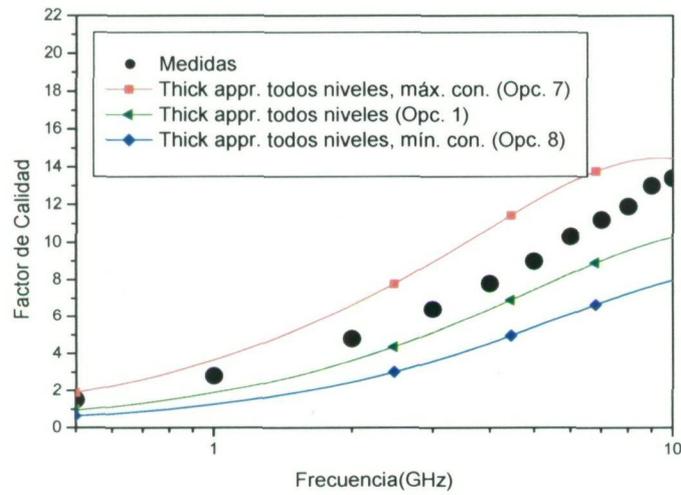


Figura A.9 Factor de calidad para las simulaciones con aproximación de grosor finito bobina L_76_25_10_2.

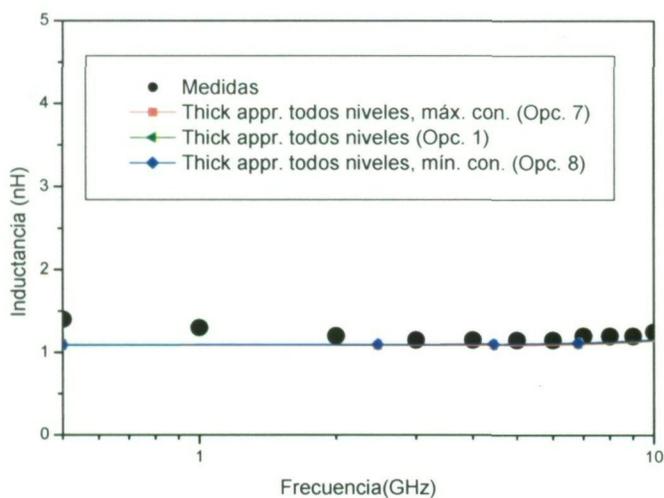


Figura A.10 Inductancia para las simulaciones con aproximación de grosor finito bobina L_76_25_10_2.

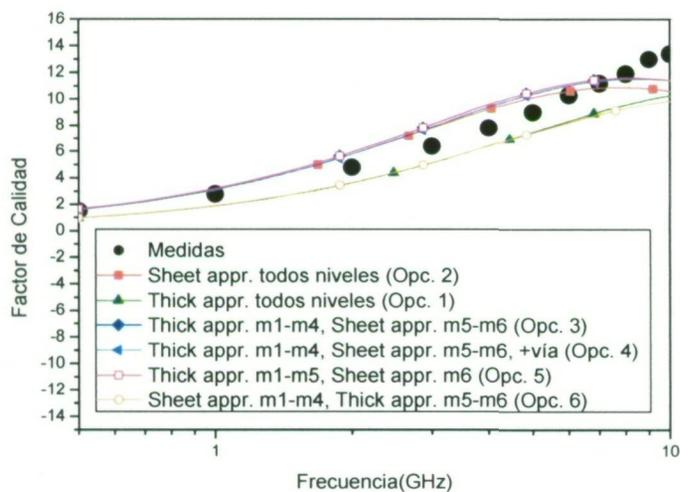


Figura A.11 Comparativa del factor de calidad de las simulaciones más cercanas a las medidas bobina L_76_25_10_2.

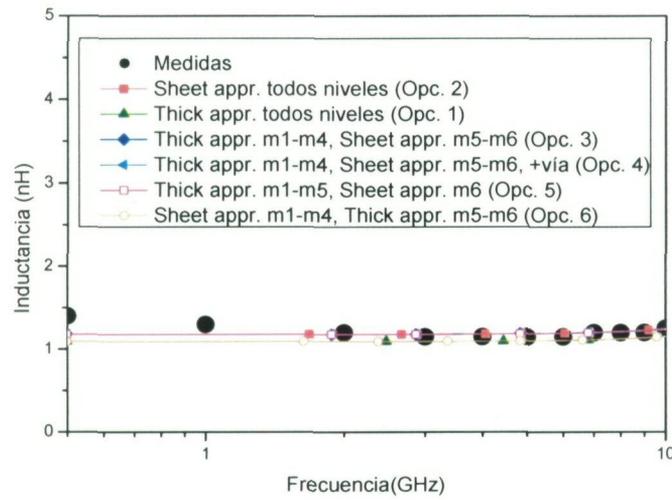


Figura A.12 Comparativa de la inductancia de las simulaciones más cercanas a las medidas en el factor de calidad bobina L_76_25_10_2.

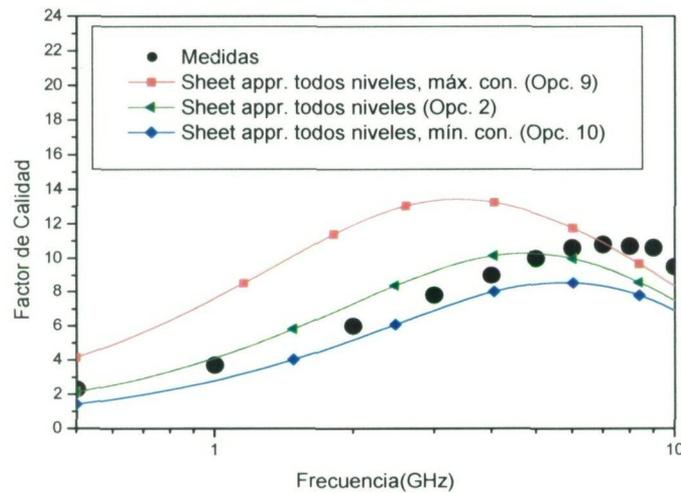


Figura A.13 Factor de calidad para las simulaciones con aproximación de grosor nulo bobina L_885_35_10_2.

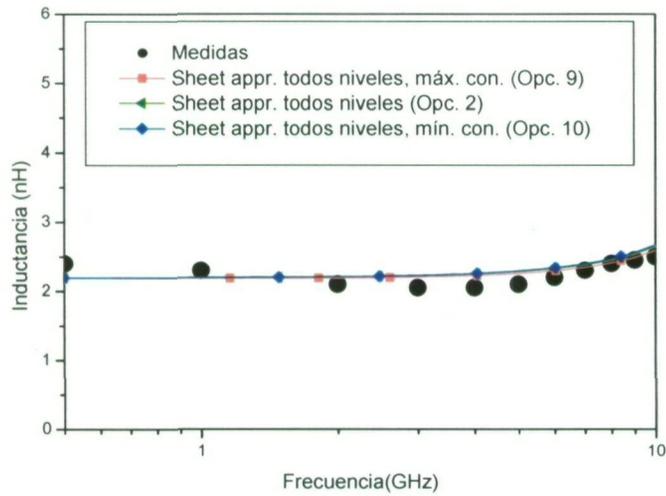


Figura A.14 Inductancia para las simulaciones con aproximación de grosor nulo bobina L_885_35_10_2.

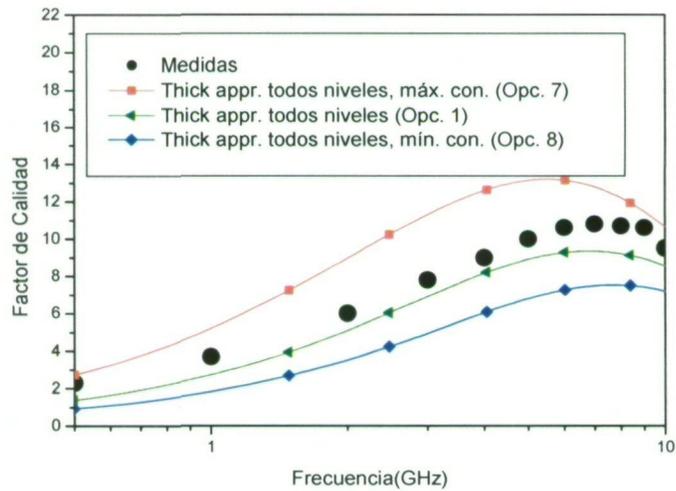


Figura A.15 Factor de calidad para las simulaciones con aproximación de grosor finito bobina L_885_35_10_2.

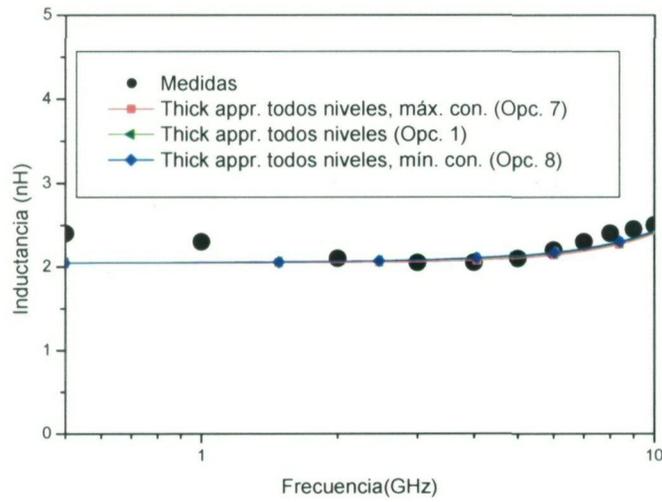


Figura A.16 Inductancia para las simulaciones con aproximación de grosor finito bobina L_885_35_10_2.

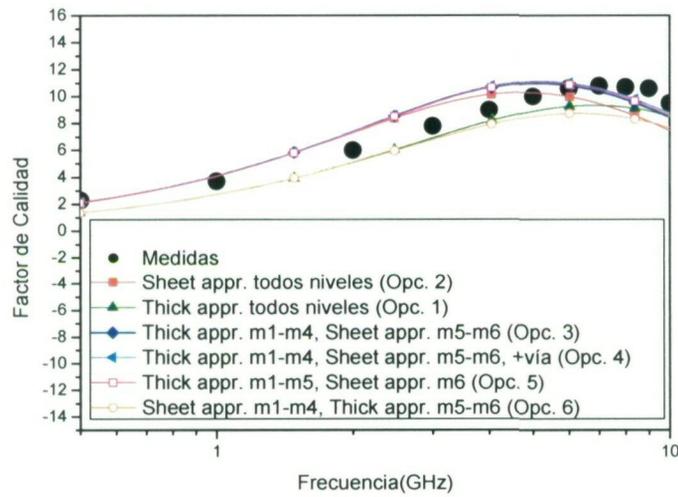


Figura A.17 Comparativa del factor de calidad de las simulaciones más cercanas a las medidas bobina L_885_35_10_2.

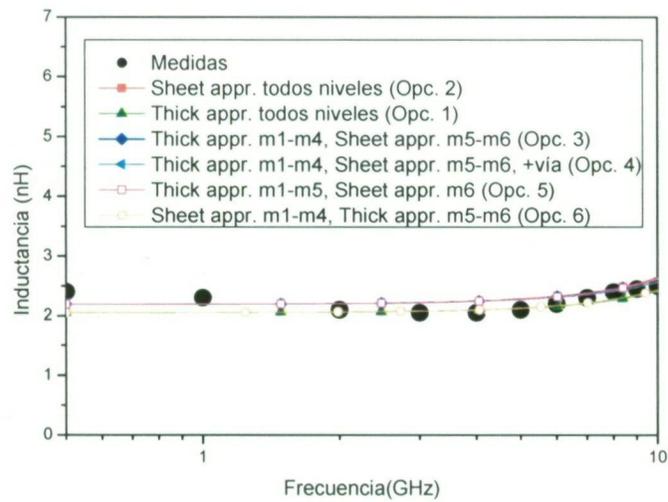


Figura A.18 Comparativa de la inductancia de las simulaciones más cercanas a las medidas en el factor de calidad bobina L_885_35_10_2.

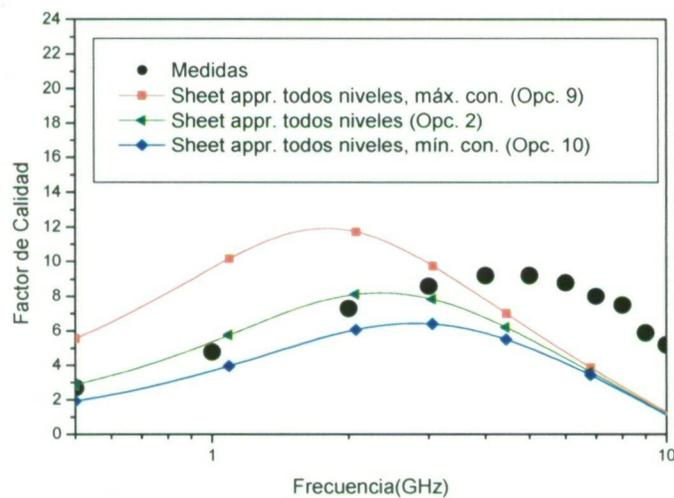


Figura A.19 Factor de calidad para las simulaciones con aproximación de grosor nulo bobina L_1125_55_10_2.

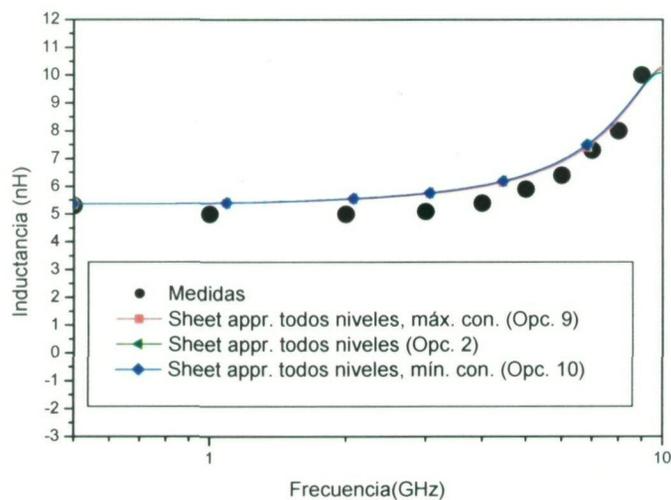


Figura A.20 Inductancia para las simulaciones con aproximación de grosor nulo bobina L_1125_55_10_2.

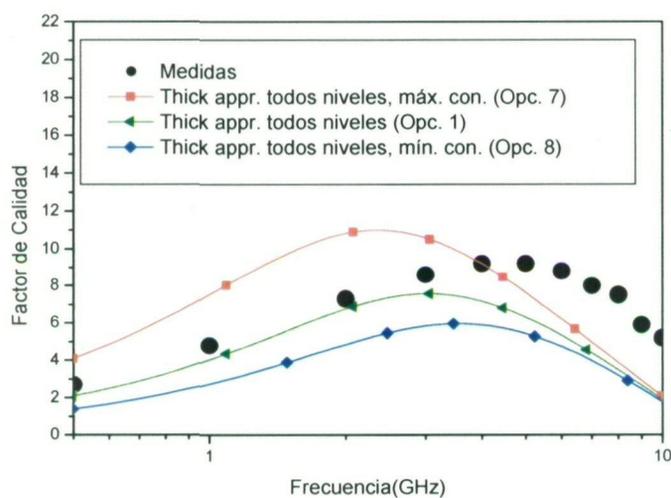


Figura A.21 Factor de calidad para las simulaciones con aproximación de grosor finito bobina L_1125_55_10_2.

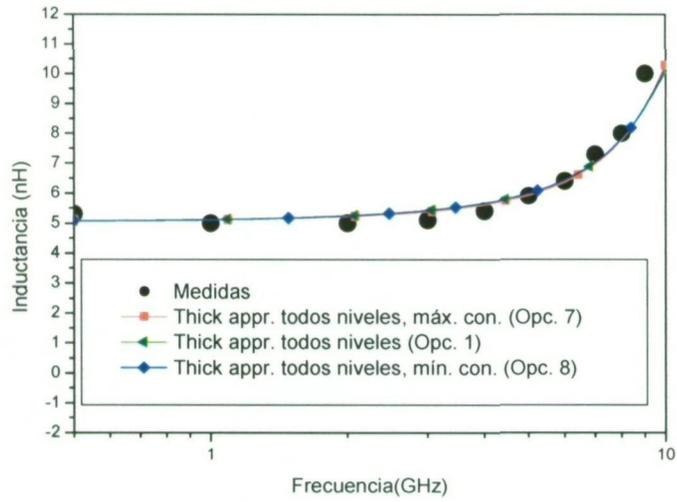


Figura A.22 Inductancia para las simulaciones con aproximación de grosor finito bobina L_1125_55_10_2.

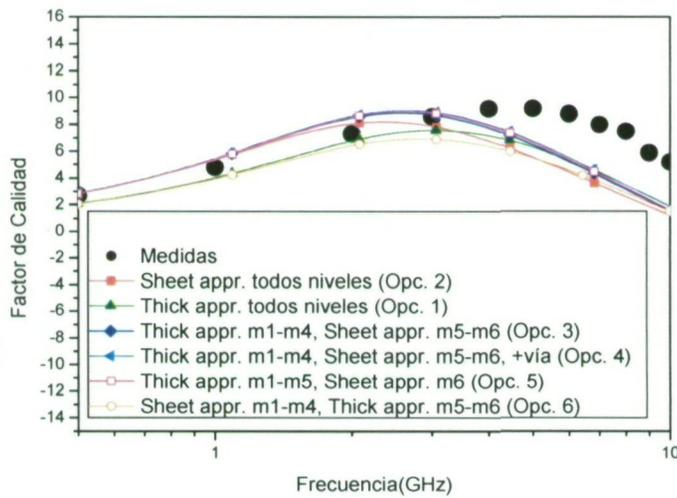


Figura A.23 Comparativa del factor de calidad de las simulaciones más cercanas a las medidas bobina L_1125_55_10_2.

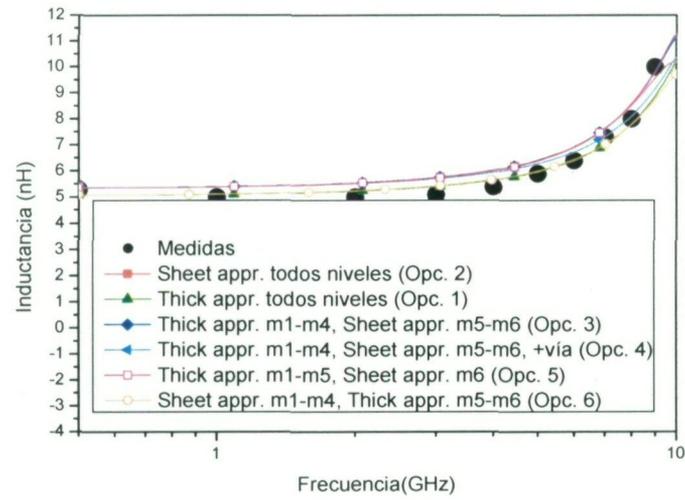


Figura A.24 Comparativa de la inductancia de las simulaciones más cercanas a las medidas en el factor de calidad bobina L_1125_55_10_2.

Anexo B

DESARROLLOS TEÓRICOS

B.1 Cálculo de la inductancia

Greenhouse desarrolló en 1974 un método para el cálculo de la inductancia de una espiral. En primer lugar se definió la inductancia de una pista metálica con una sección transversal rectangular, tal y como se puede ver en la Figura B.1.

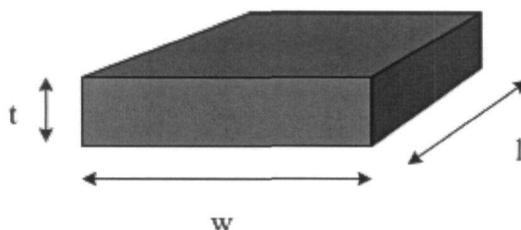


Figura B.1 Pista de metal con los parámetros geométricos señalados.

La expresión que define esta inductancia es la siguiente:

$$L(nH) = 0.0002 \cdot l \cdot \left[\ln \left(\frac{2 \cdot l}{w+t} \right) + 0.50049 + \frac{w+t}{3 \cdot l} \right] \quad (B.1)$$

siendo l la longitud total de la espiral; w la anchura de pista y t el espesor de la misma (parámetros expresados en μm).

Se define la inductancia mutua entre dos circuitos (1 y 2) M_{12} como la relación entre el flujo creado por un circuito que atraviesa el otro, Φ_{12} , y la corriente que circula por él I_1 , siendo:

$$M_{12} = \frac{d\phi_{12}}{dI_1} \quad (\text{B.2})$$

De forma general se puede decir que la inductancia mutua entre dos conductores alineados en paralelo puede calcularse con la siguiente expresión empírica:

$$M_{12} = 2 \cdot l \cdot K \cdot 10^{-4} \quad (\text{B.3})$$

donde l es la longitud de los segmentos y K es una constante que depende de la geometría, siendo su expresión:

$$K = \ln \left\{ \left(\frac{l}{GMD} \right) + \left[1 + \left(\frac{l^2}{GMD^2} \right) \right]^{1/2} \right\} - \left(1 + \frac{GMD^2}{l^2} \right)^{1/2} + \frac{GMD}{l} \quad (\text{B.4})$$

donde GMD (*Geometric Médium Distance*) es la distancia media geométrica entre las superficies de los conductores. La GMD de dos áreas se puede obtener dividiendo las mismas en elementos diferenciales y calculando la distancia media geométrica entre dichos elementos. Así, para el ejemplo de las dos superficies representas en la Figura B.2, la distancia media geométrica se obtiene como:

$$GMD = \sqrt[m \cdot n]{D_{aa'} \cdot D_{ab'} \cdot D_{ac'} \dots D_{ba'} \cdot D_{bb'} \cdot D_{bc'} \dots} \quad (\text{B.5})$$

donde m y n son el número de elementos diferenciales del área A y A' respectivamente; $D_{ij'}$ es la distancia entre el elemento i , que pertenece al área A , y el elemento j' , que pertenece al área A' .

La inductancia total viene dada en función de las inductancias propias y mutuas de las pistas, de la forma:

$$L_{Total} = \sum L_{propia} + \sum M_+ - \sum M_- \quad (\text{B.6})$$

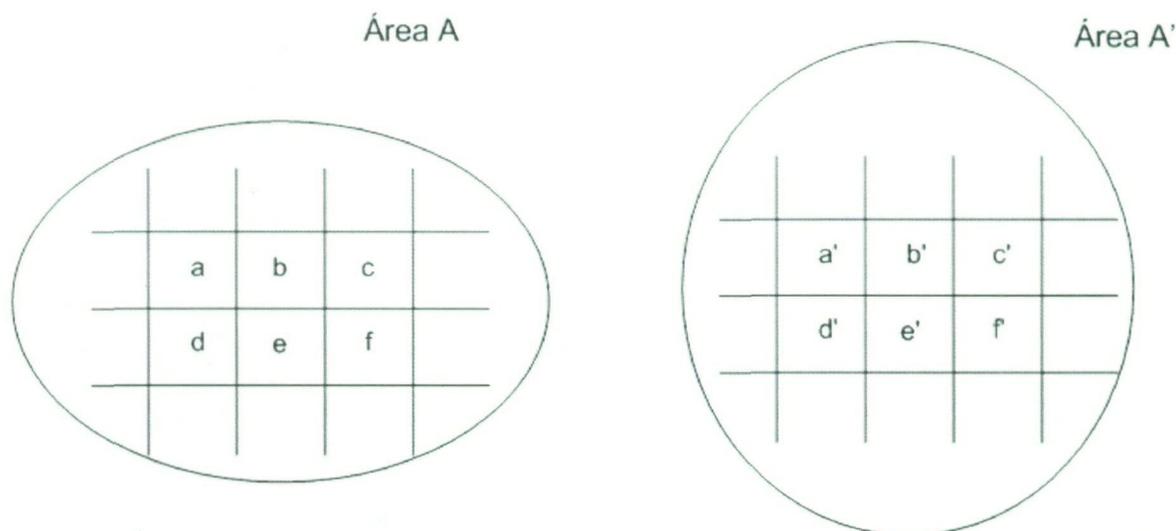


Figura B.2 Ejemplo de áreas divididas en elementos diferenciales para cálculo de GMD.

En la expresión (B.6) la inductancia total propia es la suma de las inductancias propias de cada segmento y la inductancia total mutua es la suma de las inductancias mutuas que incrementan el flujo magnético total, es decir, las inductancias mutuas positivas (M_+) menos aquellas que reducen el flujo magnético total, las inductancias mutuas negativas (M_-).

Para el ejemplo de la espiral de la Figura B.3, el cálculo de la inductancia empezaría con la definición de las inductancias propias de cada segmento así como el de las inductancias mutuas positivas y negativas, que aparecen entre los segmentos de la espiral. Se puede observar que las inductancias mutuas positivas son aquellas que aparecen entre segmentos situados en el mismo lado de la espiral, mientras que las inductancias negativas aparecen entre segmentos situados en los lados opuestos de la misma.

En el caso de una espira cuadrada, la función K se define como:

$$K(l, d, w) = \ln \left[\frac{l}{GMD(d, w)} + \left(1 + \frac{l^2}{GMD^2(d, w)} \right)^{1/2} \right] - \left(1 + \frac{GMD^2(d, w)}{l^2} \right)^{1/2} + \frac{GMD(d, w)}{l} \quad (\text{B.7})$$

siendo l la longitud de segmentos; d la distancia entre los mismos (desde el centro de uno al centro de otro) y w la anchura de las pistas. La GMD de dos líneas se define como:

$$\ln GMD(d, w) = \ln d - \left[\frac{1}{12 \left(\frac{d}{w}\right)^2} + \frac{1}{60 \left(\frac{d}{w}\right)^4} + \frac{1}{168 \left(\frac{d}{w}\right)^6} + \frac{1}{360 \left(\frac{d}{w}\right)^8} + \frac{1}{660 \left(\frac{d}{w}\right)^{10}} + \dots \right] \quad (\text{B.8})$$

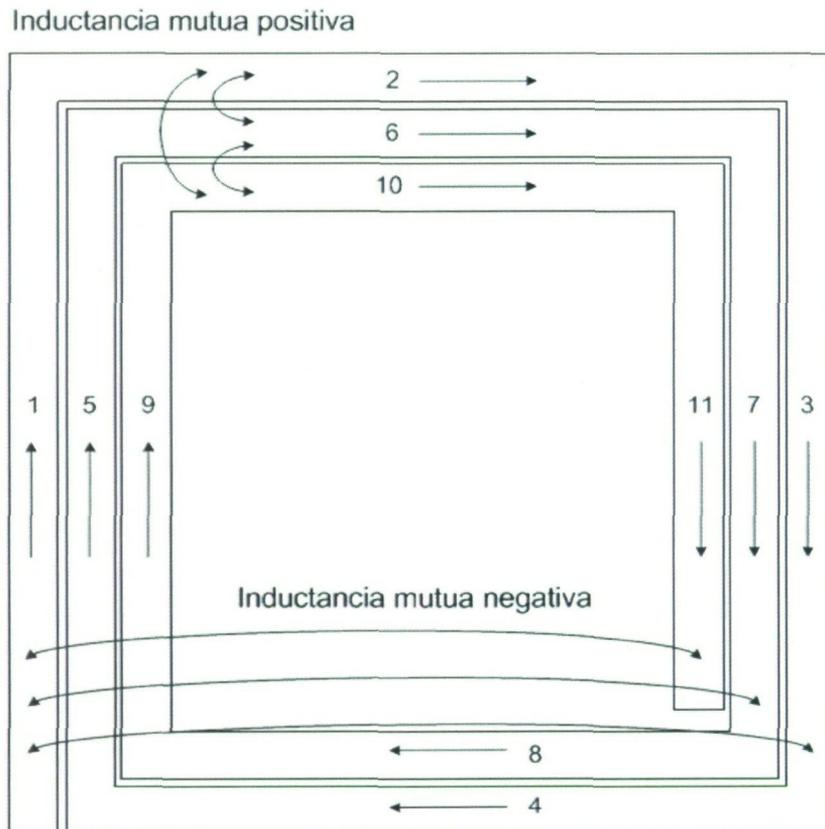


Figura B.3 Componentes positivas y negativas de las inductancias mutuas en una espira rectangular.

En la Figura B.4 se muestra dos líneas de longitudes diferentes. Para estos casos la inductancia mutua es calculada como:

$$2 \cdot M_{m,j} = [M(m+p, d, w) + M(m+p, d, w) - M(p, d, w) + M(q, d, w)] \quad (\text{B.9})$$

La inductancia mutua positiva es aquella en la que la corriente circula en el mismo sentido y la inductancia mutua negativa es aquella en la que la corriente circula en sentido contrario. A partir de la expresión (B.6) se puede obtener la inductancia total de una espira rectangular con n vueltas y z segmentos, de la forma:

$$L_{Total} = \sum_{i=1}^z L_{propia_i} + 2 \cdot \left[\sum_{j=1}^n \left(\sum_{i=1}^{z-4} M_{i,i+4j} - \sum_{i=1}^{z-2} M_{i,i+2j} \right) \right] \quad (\text{B.10})$$

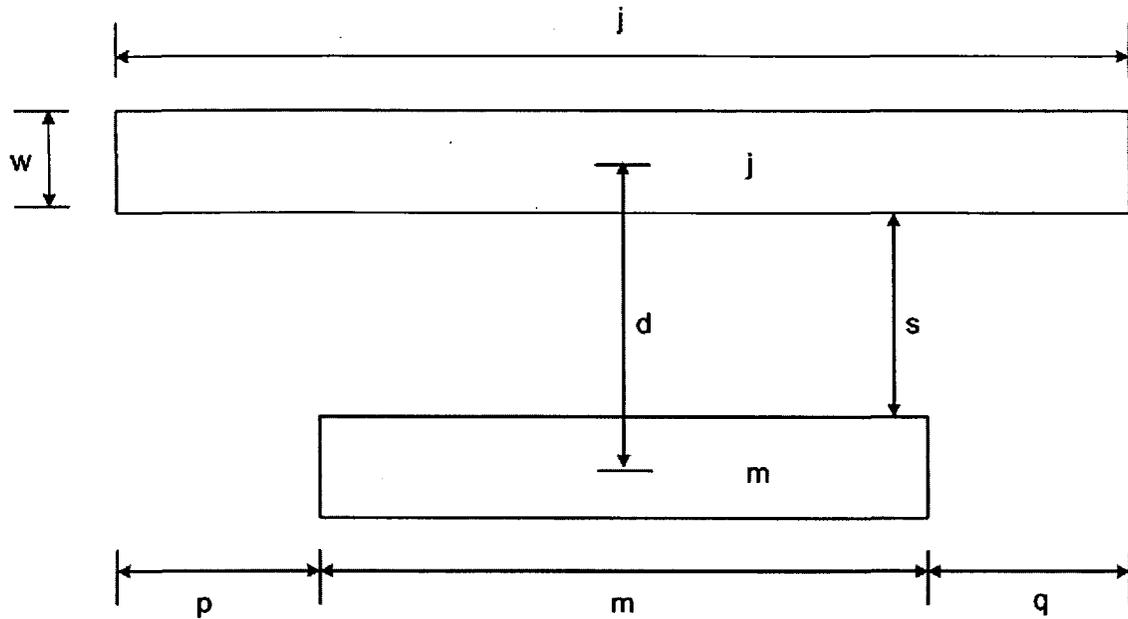


Figura B.4 Parámetros de dos segmentos de metal.

B.2 Cálculo de la resistencia serie

B.2.1 Introducción

La expresión básica de la resistencia serie, dada por:

$$R_s = \frac{l}{w \cdot t \cdot \sigma} \quad (\text{B.11})$$

no predice de forma correcta los fenómenos que aparecen en alta frecuencia en los inductores, siendo una expresión independiente de la frecuencia a la que es valorada.

Un de estos fenómenos es el efecto pelicular, que produce una distribución no uniforme de la corriente en los conductores cuando aparece. Dicho efecto depende de la frecuencia, de las propiedades del material (conductividad y permeabilidad) y de la estructura del conductor. Existen diversas formas de intentar afrontar el análisis de este suceso:

- A través de simulaciones electromagnéticas (EM).
- Mediante la solución analítica del problema electromagnético asociado.
- A través de la elaboración de tablas y ecuaciones basadas en el ajuste de datos empíricos.

Para obtener unos resultados precisos mediante simulaciones electromagnéticas es necesario un gran consumo de tiempo de CPU. Por lo que esta solución no es viable a la hora de definir la resistencia serie de las pistas en programas CAD de asistencia al diseño.

La utilización de expresiones analíticas para modelar el efecto pelicular en conductores rectangulares supone el uso de aproximaciones muy restrictivas, siendo soluciones enfocadas a las situaciones donde el efecto pelicular domina sobre el comportamiento de las pistas. En caso contrario, donde este efecto no sea el dominante, el modelado de las pérdidas no ha sido llevado a cabo por lo que se sabe.

La utilización de tablas o ecuaciones basadas en el ajuste de datos empíricos arroja resultados muy precisos, pero carentes de significado físico. Esto implica que los resultados no sean válidos para los propósitos de optimización.

Actualmente, para las aplicaciones de radiofrecuencia y circuitos digitales las tecnologías de silicio existentes ofrecen características geométricas y frecuencias de funcionamiento de los dispositivos activos donde el efecto pelicular es moderado. Esto es debido a que la relación entre el grosor de los metales o la anchura de las pistas respecto a la profundidad pelicular (t/δ , o w/δ) no es mucho mayor ni mucho menor que la unidad. Por lo tanto, sería conveniente disponer de un modelo donde se de cuenta de las pérdidas resistivas en los metales para los casos de efecto pelicular moderado para su uso en herramientas CAD y algoritmos de optimización.

B.2.2 Densidad de corriente de un conductor rectangular

Como paso previo al cálculo de la resistencia serie, se va a estudiar el procedimiento para encontrar una expresión simple en una dimensión de la densidad de corriente que fluye por un conductor rectangular.

De esta forma, la densidad de corriente de conducción para una tira de metal rectangular, considerando un conductor lineal, isótropo y homogéneo, viene dada por:

$$\vec{J} = \sigma \cdot \vec{E} \quad (\text{B.12})$$

donde \vec{E} es el campo eléctrico. La distribución de la densidad de corriente se puede estimar resolviendo las ecuaciones de Maxwell en una pista de metal larga, representada con la siguiente expresión de onda compleja:

$$\nabla^2 \vec{J} = j \cdot \omega \cdot \mu \cdot \sigma \cdot \vec{J} \quad (\text{B.13})$$

donde se debe tener en cuenta que se desprecia la corriente de desplazamiento (para un buen conductor se verifica que $\sigma \gg \omega \cdot \epsilon$). Se supone además que dentro del metal no hay cargas libres ni densidades de corrientes libres.

Si se supone que las dimensiones transversales de la pista de metal son mucho menores que la longitud de onda asociada, se puede simplificar el problema tridimensional a uno bidimensional. Así, la componente longitudinal de la densidad de corriente domina sobre las componentes transversales. Otra simplificación es la de despreciar los efectos de borde, esto es, $w \gg t$. En dicho caso que se cumple que:

$$\vec{J}(x, y, z) \approx \vec{J}_z(y) = \vec{a}_z \cdot J_z(y) \quad (\text{B.14})$$

siendo \vec{a}_z es el vector unidad en la dirección longitudinal (OZ).

La solución de la ecuación (B.13) en una dimensión se puede definir como:

$$J_z(y) = a \cdot e^{\gamma y} + b \cdot e^{-\gamma y} \quad (\text{B.15})$$

donde γ es la constante de propagación compleja dada por:

$$\gamma = \frac{1+j}{\delta} \quad (\text{B.16})$$

y δ es la profundidad de penetración, definida por:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \cdot \mu \cdot \sigma}} \quad (\text{B.17})$$

Es necesario definir las condiciones de contorno. La primera condición de contorno supone que la densidad de corriente es una función impar de y , y la segunda considera que la densidad de corriente $J(0)=J_0$ es conocida.

La primera de estas condiciones no se puede considerar real, ya que supone que se desprecia el efecto de proximidad que supone el plano de tierra existente en la mayoría de circuitos RF bajo las pistas de metal. Dicho plano fuerza a la corriente en la pista de metal a circular principalmente en el borde cercano a dicho plano de tierra.

La siguiente condición de contorno no restringe el tratamiento ya que J_0 es un factor que se cancela en el proceso de búsqueda de la expresión para las pérdidas.

A partir de las mencionadas condiciones de contorno, la expresión final resultante es:

$$\vec{J}_z(y) = \vec{a}_z \cdot \frac{J_0}{2} \cdot (e^{r \cdot y} + e^{-r \cdot y}) \quad (\text{B.18})$$

En la ecuación (B.18) se muestra que la corriente es “empujada” hacia el borde del conductor a medida que aumenta la frecuencia (efecto pelicular).

B.2.3 Obtención de la resistencia serie

La impedancia de un conductor rectangular se puede obtener a partir de la siguiente expresión:

$$Z = \frac{\int_0^l \frac{J_z}{\sigma} \cdot dz}{\int_S J_z \cdot ds} \quad (\text{B.19})$$

teniendo en cuenta que el numerador representa la caída de tensión a lo largo del conductor, teniéndose que evaluar el campo J_z/σ en el contorno del metal, siendo l la longitud del metal, z la coordenada longitudinal y S el área transversal, tal y como se puede ver en la Figura B.5.

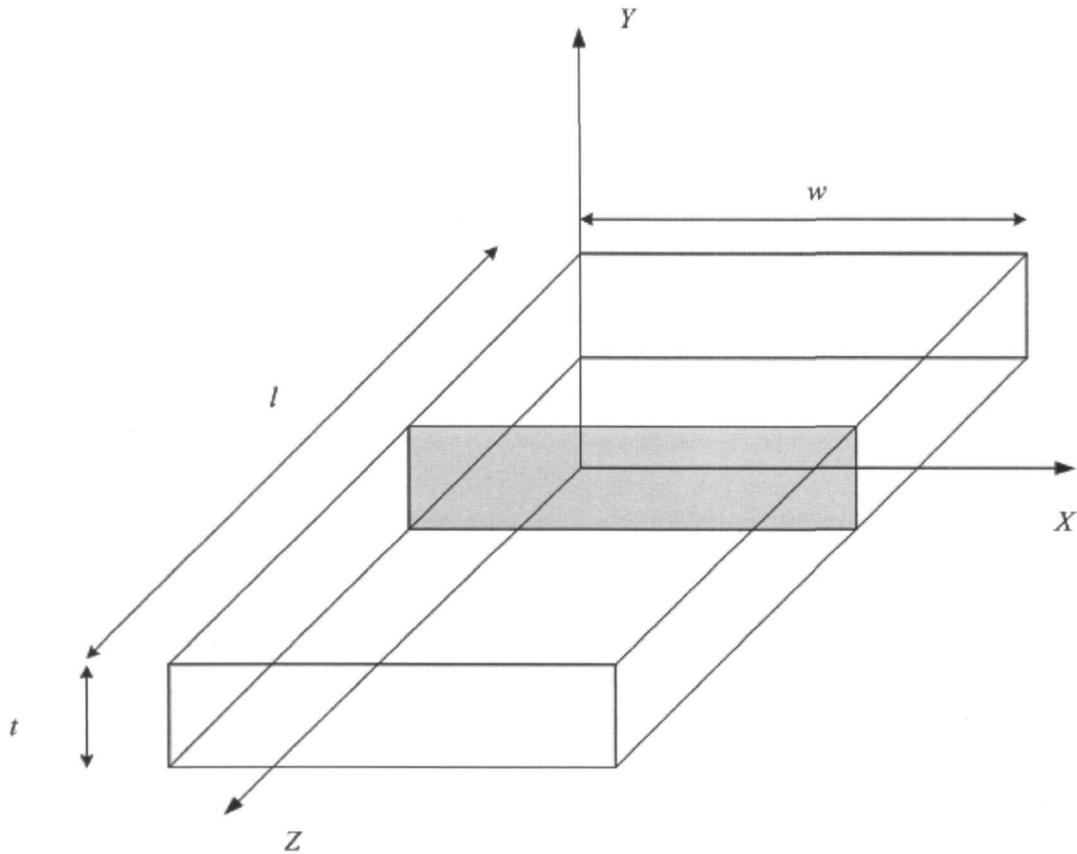


Figura B.5 Trozo de pista de metal con los parámetros geométricos representados

La solución de la ecuación (B.19) en función de la unidad de longitud es la siguiente:

$$\frac{Z}{l} = \frac{1}{2 \cdot \sigma \cdot w \cdot \delta} \left(\frac{sh \frac{t}{\delta} + \sin \frac{t}{\delta}}{ch \frac{t}{\delta} - \cos \frac{t}{\delta}} + j \frac{sh \frac{t}{\delta} - \sin \frac{t}{\delta}}{ch \frac{t}{\delta} - \cos \frac{t}{\delta}} \right) \quad (\text{B.20})$$

Finalmente, tomando la parte real de la ecuación (B.20) representa las pérdidas resistivas asociadas por unidad de longitud:

$$\frac{R_s}{l} = \frac{1}{2 \cdot \sigma \cdot w \cdot \delta} \frac{sh \frac{t}{\delta} + \sin \frac{t}{\delta}}{ch \frac{t}{\delta} - \cos \frac{t}{\delta}} \quad (\text{B.21})$$

La parte imaginaria de (B.20) representa la inductancia interna de la pista de metal. Se comprueba que:



$$\lim_{\delta \rightarrow \infty} R_S = R_{DC} = \frac{l}{\sigma \cdot w \cdot t} \quad (\text{B.22})$$

o igualmente $t/\delta \ll 1$, situación de efecto pelicular débil.

Anexo C

LIBRERÍA

C.1 Introducción

En este anexo se incluye los resultados de la librería de inductores integrados en la tecnología UMC 0.18 μm , objeto principal del presente proyecto.

Para las frecuencias de 0.85, 1.5, 1.8, 2.4 y 5.6 GHz se ha definido los parámetros de los inductores de alto factor de calidad para las bobinas con inductancias comprendidas entre 0.5 nH y 6.5 nH en saltos de 0.5 nH.

Para cada frecuencia definida se presenta una tabla con los parámetros geométricos y los valores de inductancia y factor de calidad de cada inductor simulado con el modelo paramétrico obtenido en el capítulo 4.

Además de la tabla comentada, se muestra otra tabla con los parámetros finales de los inductores de la librería simulados con Momentum. Dichos inductores presentan, en algunos casos, ligeras modificaciones en su geometría con respecto de los inductores obtenidos en el modelo paramétrico. Dichas modificaciones son necesarias para que el simulador EM Momentum obtenga la inductancia pedida a la frecuencia determinada.

Esta última tabla presenta los valores de inductancia y factor de calidad obtenidos en el simulador para la frecuencia dada. Estos valores son mostrados en un rango de 0.5 a 10 GHz en gráficas contiguas. Junto con éstas, se muestra el *layout* generado para su simulación en cada caso.

C.2 Frecuencia 0.85 GHz

Como se vio en el capítulo 3, a bajas frecuencias puede resultar interesante utilizar dos capas de metal o más dispuestas en paralelo en la fabricación de un inductor. Con esta configuración se puede obtener un mayor factor de calidad o una reducción del área ocupada para un valor inductivo dado.

De esta forma, para la frecuencia de 0.85 GHz se ha obtenido dos series de inductores, una utilizando el metal superior especial en la espiral y el metal 5 como *underpass*, y otra utilizando ambos metales en paralelo.

A.1.1 Metal 6 en la espira

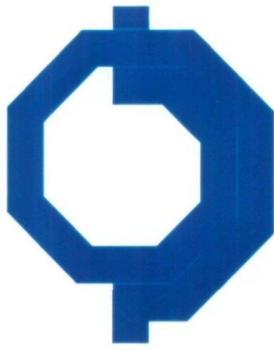
Este es el caso general de utilizar sólo el metal superior para formar la espira necesaria. El metal 5 sólo actúa de auxiliar en un extremo del elemento. En la Tabla C.1 se muestra los parámetros geométricos de los inductores obtenidos con el modelo paramétrico definido. Además figuran los valores de factor de calidad e inductancia generados por dicho modelo así como los generados por el simulador EM. En la Tabla C.2 se muestra los parámetros de los inductores que conforman finalmente la librería con los valores de inductancia y factor de calidad del simulador.

Tabla C.1 Inductores generados por el algoritmo y resultados utilizando simulador electromagnético para frecuencia de 0.85 GHz

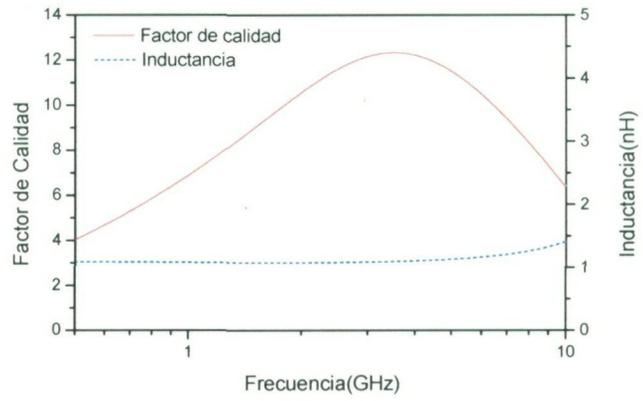
L(nH)	L _{modelo} (nH)	L _{Mom} (nH)	Q _{modelo}	Q _{Mom}	r(μm)	n	w(μm)
0.5	0.58	0.54	5.26	4.58	150	1.5	50
1	1.08	1.08	6.70	6.09	210	1.5	50
1.5	1.57	1.65	7.37	5.21	265	1.5	50
2	2.08	1.85	7.68	5.42	220	2.5	50
2.5	2.52	2.29	7.88	5.33	240	2.5	50
3	2.98	2.75	7.90	6.07	260	2.5	50
3.5	3.41	3.18	7.78	7.93	275	2.5	49
4	3.92	3.70	7.56	8.23	295	2.5	49
4.5	4.45	4.33	7.27	8.43	300	2.5	43
5	4.91	4.65	7.01	7.74	235	3.5	35
5.5	5.46	5.24	6.85	7.88	240	3.5	33
6	5.97	5.73	6.69	8.03	250	3.5	33
6.5	6.48	6.34	6.52	8.06	250	3.5	30

Tabla C.2 Composición final de los inductores de la librería para 0.85 GHz

L(nH)	L _{Mom} (nH)	Q _{Mom}	r (μm)	n	w(μm)	Nombre
0.5	0.54	4.58	150	1.5	50	L_150_15_50
1	1.08	6.09	210	1.5	50	L_210_15_50
1.5	1.65	5.21	265	1.5	50	L_265_15_50
2	1.85	5.42	220	2.5	50	L_220_25_50
2.5	2.46	7.42	240	2.5	47.5	L_240_25_475
3	2.93	7.77	260	2.5	47.5	L_260_25_475
3.5	3.37	8.05	275	2.5	46.6	L_275_25_466
4	3.88	8.43	295	2.5	46.6	L_295_25_466
4.5	4.33	8.43	300	2.5	43	L_300_25_43
5	4.95	7.79	235	3.5	33.3	L_235_35_333
5.5	5.56	7.88	240	3.5	31.35	L_240_35_3135
6	6.05	8.06	250	3.5	31.35	L_250_35_3135
6.5	6.34	8.06	250	3.5	30	L_250_35_30

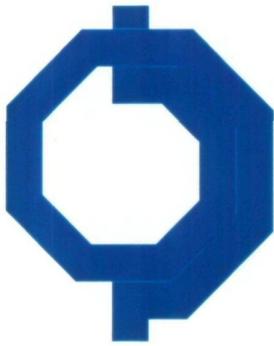


a)

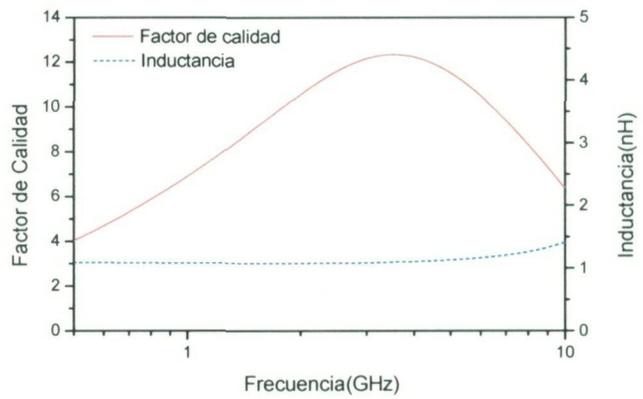


b)

Figura C.1 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) de bobina L_150_15_50_15 para 0.5 nH.



a)

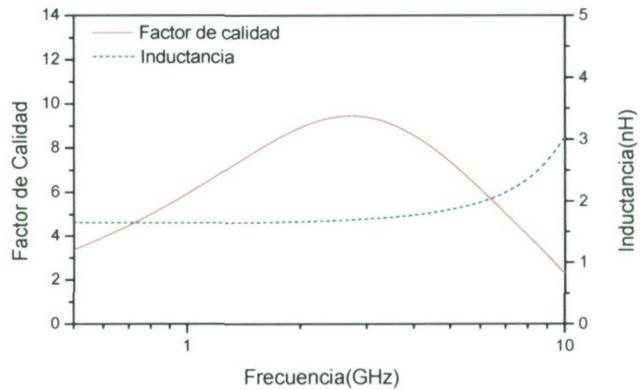


b)

Figura C.2 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) de bobina L_210_15_50_15 para 1 nH.

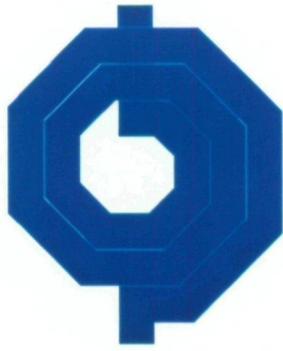


a)

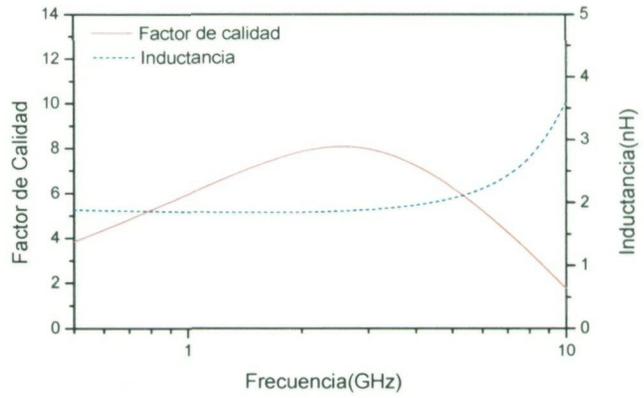


b)

Figura C.3 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) de bobina L_265_15_50_15 para 1.5 nH.

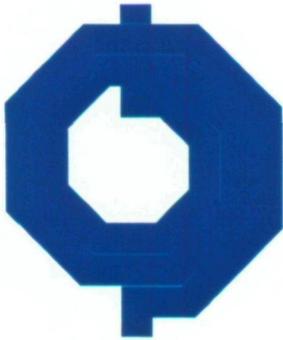


a)

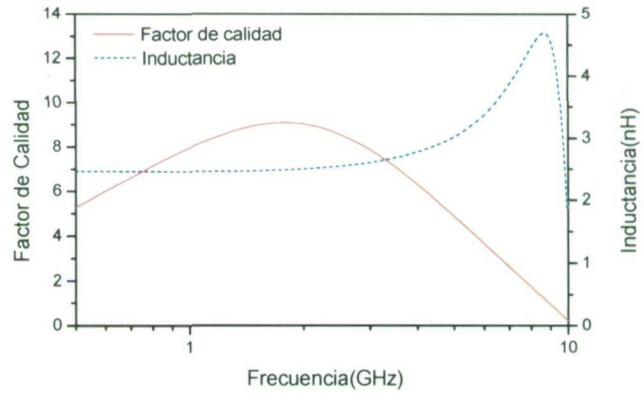


b)

Figura C.4 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) de bobina L_220_25_50_15 para 2 nH.

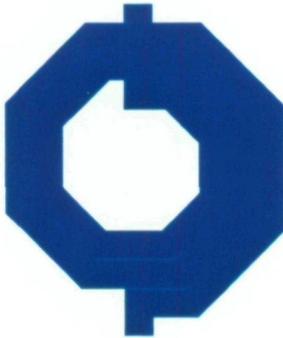


a)

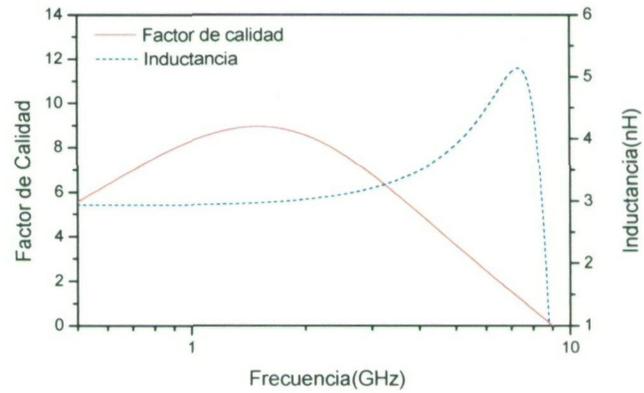


b)

Figura C.5 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) de bobina L_240_25_475_15 para 2.5nH.

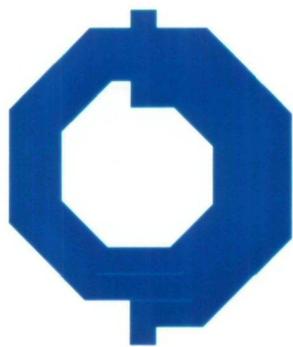


a)

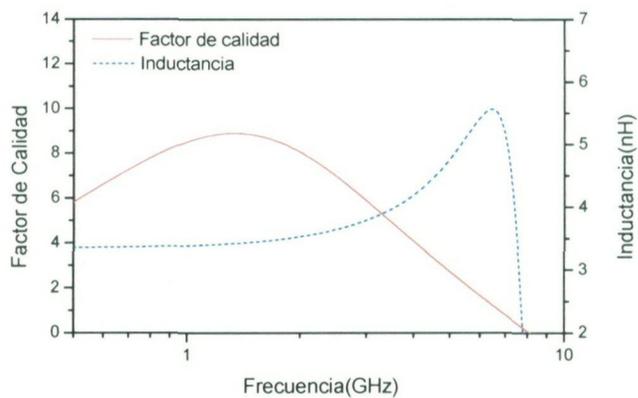


b)

Figura C.6 factor de calidad e inductancia (b) de bobina L_260_25_475_15 para 3 nH.

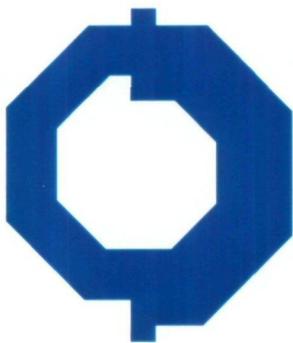


a)

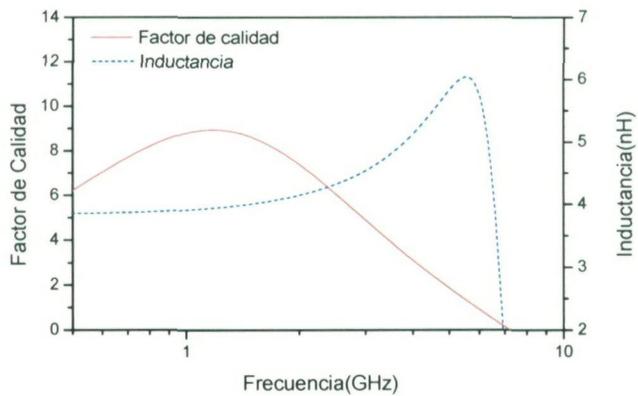


b)

Figura C.7 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) de bobina L_{275_25_466_15} para 3.5 nH.

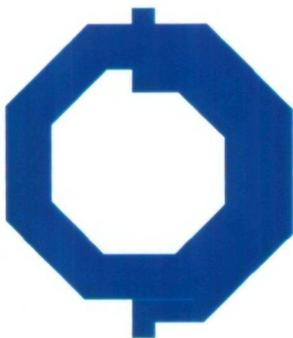


a)

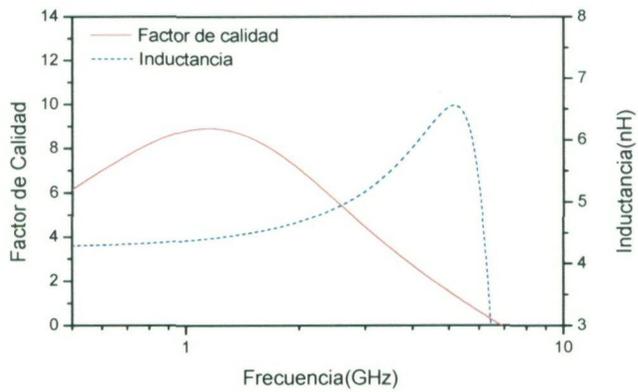


b)

Figura C.8 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) de bobina L_{295_25_466_15} para 4 nH.

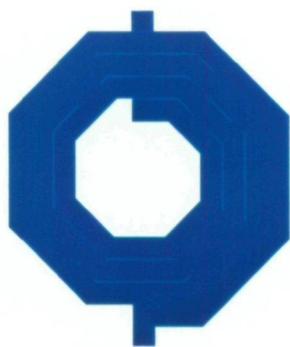


a)

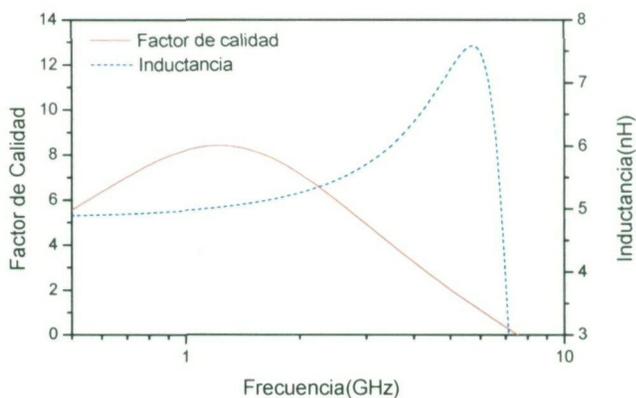


b)

Figura C.9 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) de bobina L_{300_25_43_15} para 4.5 nH.

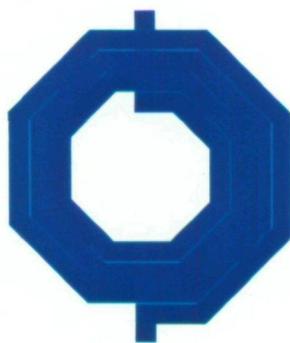


a)

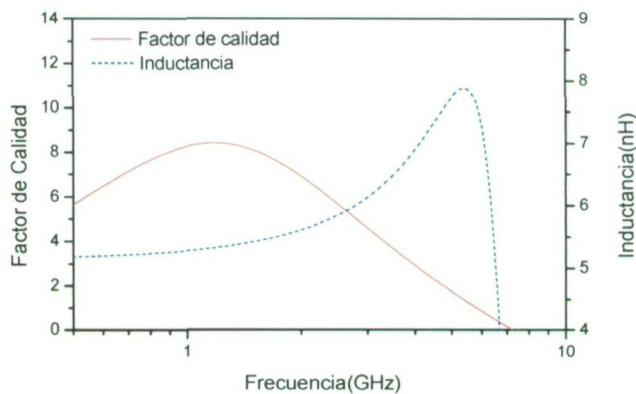


b)

Figura C.10 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) de bobina L_{235_35_333_15} para 5 nH.

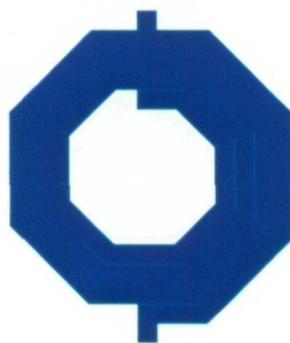


a)

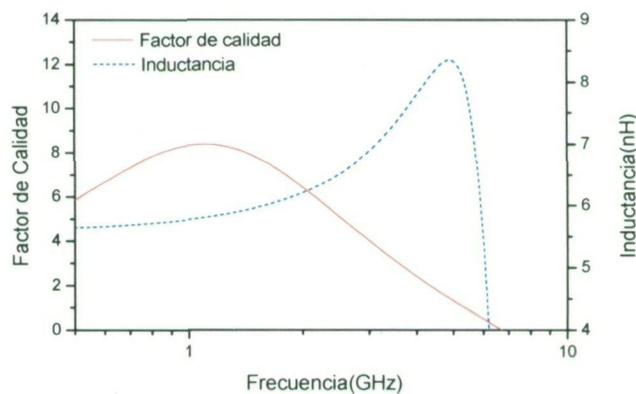


b)

Figura C.11 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) de bobina L_{240_35_3135_15} para 5.5 nH.

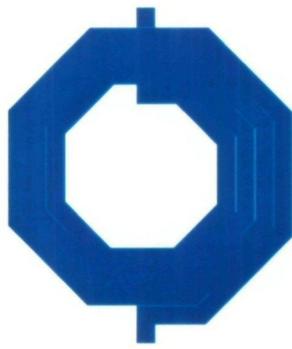


a)

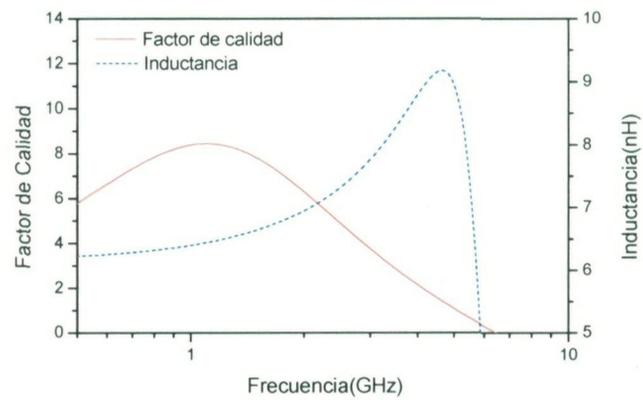


b)

Figura C.12 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) de bobina L_{250_35_3135_15} para 6 nH.



a)



b)

Figura C.13 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) de bobina L_250_35_30_15 para 6.5 nH.

C.2.1 Metales 5 y 6 en paralelo

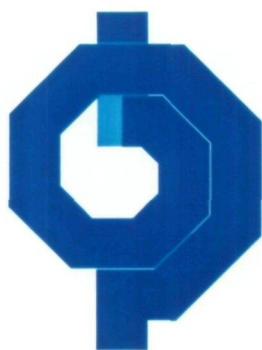
En este caso se muestra los resultados obtenidos para el caso de utilizar los dos metales superiores de la tecnología en paralelo. En la Tabla C.3 se muestra los resultados del modelo paramétrico modificado para este caso especial y del simulador Momentum. En la siguiente tabla se observa los parámetros de las bobinas finales.

Tabla C.3 Inductores generados por el algoritmo y resultados utilizando simulador electromagnético para frecuencia de 0.85 GHz

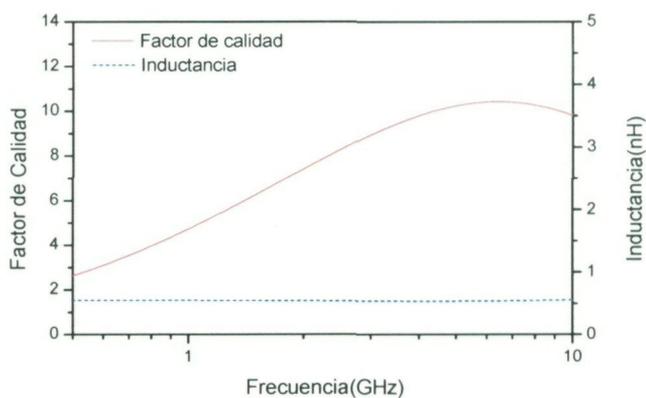
L(nH)	L_{modelo} (nH)	L_{Mom} (nH)	Q_{modelo}	Q_{Mom}	r(μm)	n	w(μm)
0.5	0.57	0.57	8.39	4.32	150	1.5	50
1	1.07	1.07	9.72	6.09	210	1.5	50
1.5	1.57	1.38	10.42	5.21	195	2.5	50
2	1.97	1.8	10.6	5.42	215	2.5	50
2.5	2.4	2.29	10.5	8.46	235	2.5	50
3	2.92	2.72	10.12	10.06	255	2.5	49
3.5	3.4	3.23	9.66	7.48	270	2.5	47
4	3.93	3.6	9.23	7.76	225	3.5	39
4.5	4.43	4.24	8.93	8.02	215	3.5	32
5	4.91	4.7	8.66	8.26	225	3.5	32
5.5	5.4	5.17	8.35	8.69	235	3.5	32
6	5.91	5.86	8.09	8.03	225	3.5	26
6.5	6.41	6.07	7.86	7.87	205	4.5	26

Tabla C.4 Composición final de los inductores de la librería para 0.85 GHz

L(nH)	L_{Mom} (nH)	Q_{Mom}	r(μm)	n	w(μm)	Nombre
0.5	0.57	4.32	150	1.5	50	L_150_15_50
1	1.07	7.08	210	1.5	50	L_210_15_50
1.5	1.38	6.35	195	2.5	50	L_195_25_50
2	1.8	7.08	215	2.5	50	L_215_25_50
2.5	2.36	9.4	235	2.5	47.5	L_235_25_475
3	3.02	10.22	255	2.5	47	L_255_25_47
3.5	3.41	10.08	270	2.5	44.7	L_270_25_446
4	3.9	7.07	225	3.5	37	L_225_35_37
4.5	4.47	9.57	220	3.5	32	L_220_35_32
5	5	9.65	231.4	3.5	32	L_2314_35_32
5.5	5.48	9.85	235	3.5	30.4	L_235_35_304
6	5.86	8.46	225	3.5	26	L_225_35_26
6.5	6.49	8.92	205	4.5	24.7	L_205_45_247

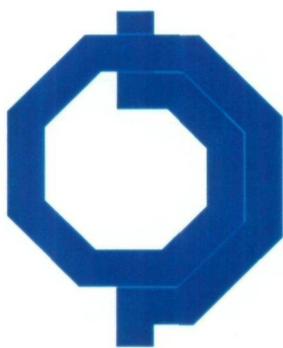


a)

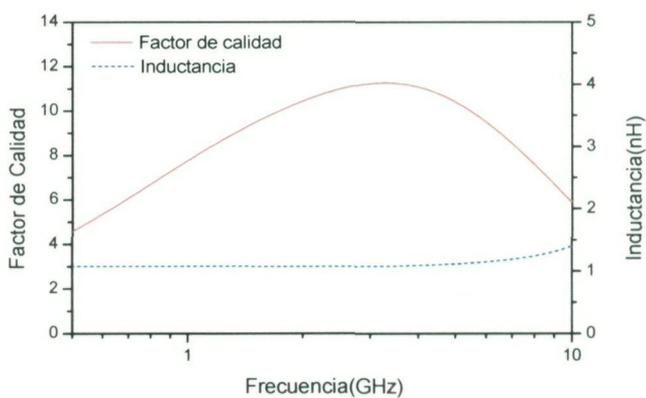


b)

Figura C.14 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_150_15_50 0.5 nH.

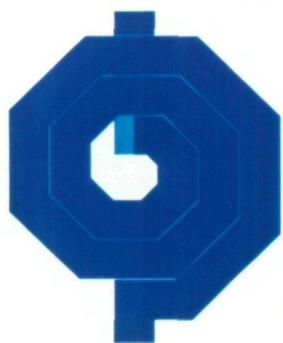


a)

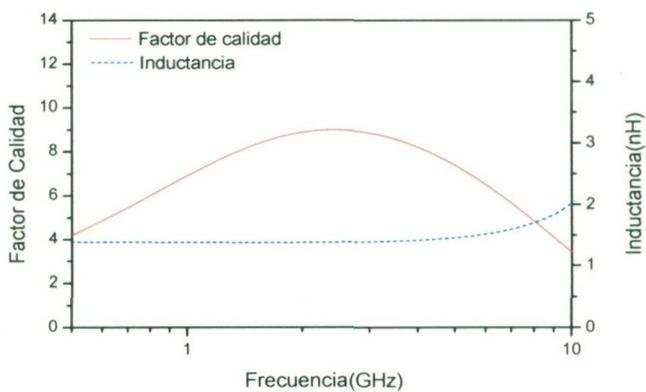


b)

Figura C.15 (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_210_15_50 1 nH.

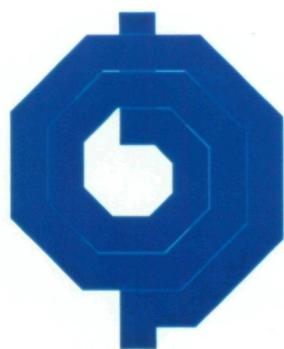


a)

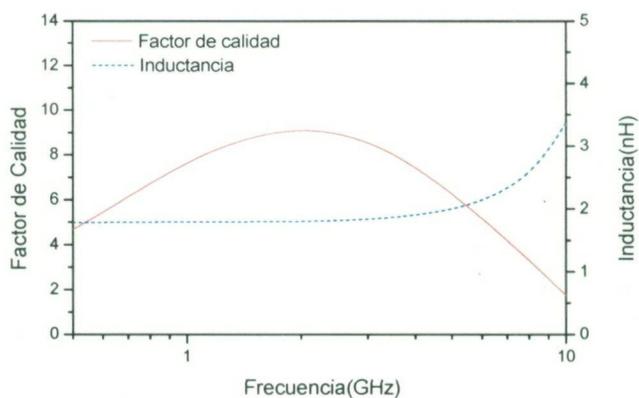


b)

Figura C.16 6 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_195_25_50 1.5 nH.

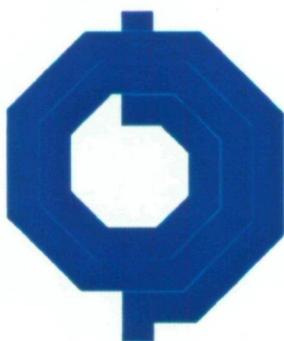


a)

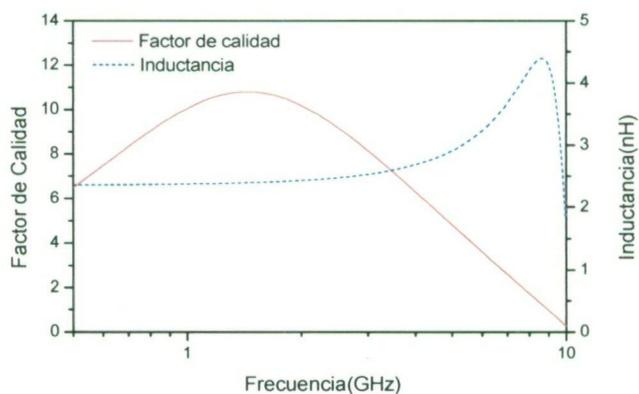


b)

Figura C.17 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_215_25_50 2 nH.

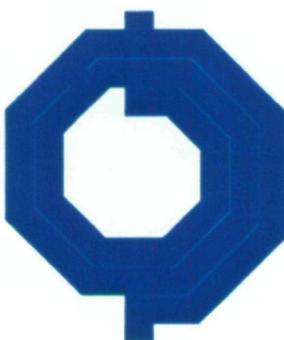


a)

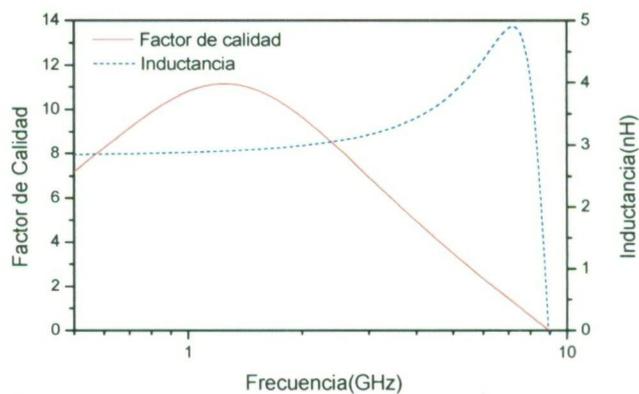


b)

Figura C.18 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_235_25_475 2.5nH.

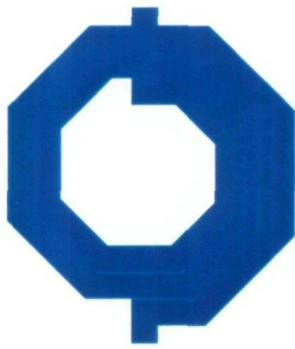


a)

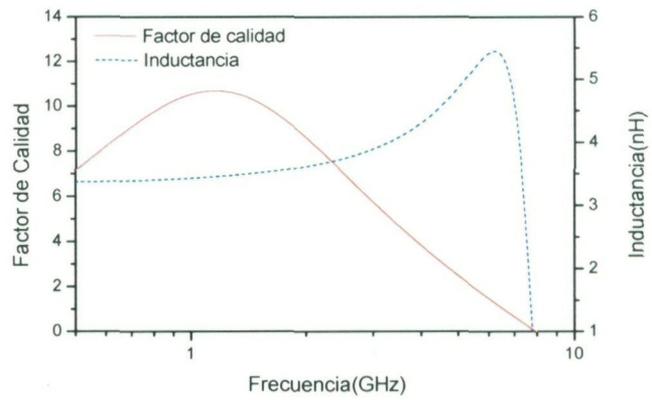


b)

Figura C.19 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_255_25_47 3 nH.

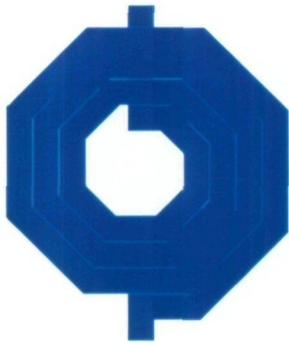


a)

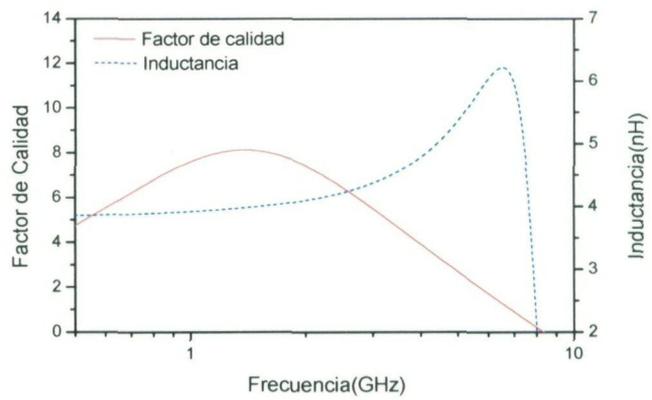


b)

Figura C.20 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_270_25_446 3.5 nH.

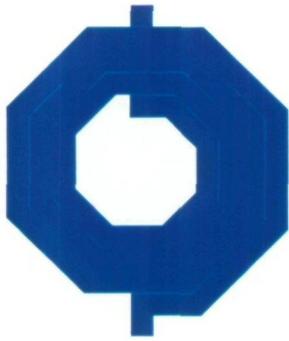


a)

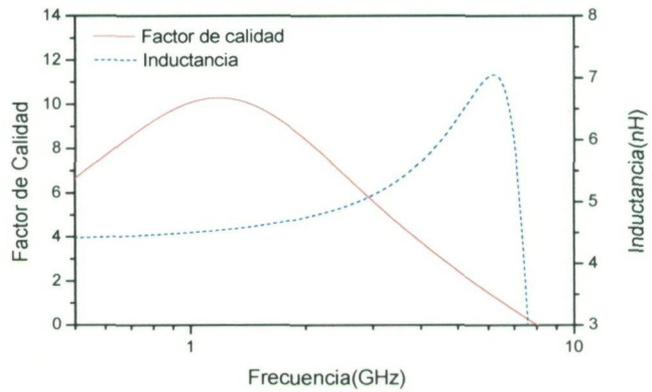


b)

Figura C.21 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_225_35_37 4 nH.

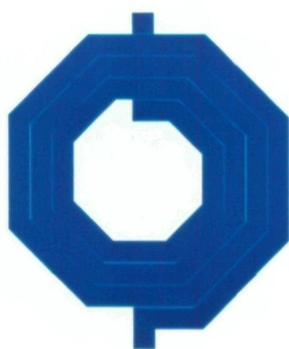


a)

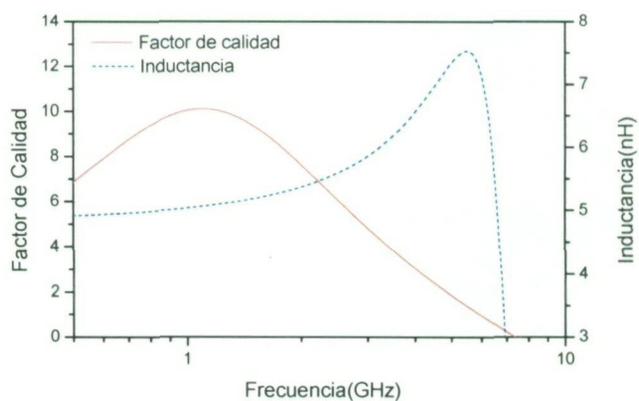


b)

Figura C.22 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_220_35_32 4.5 nH.

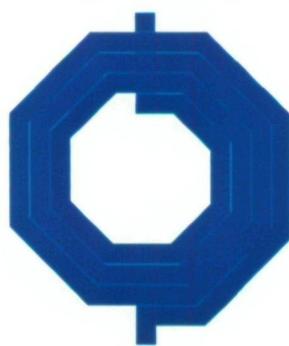


a)

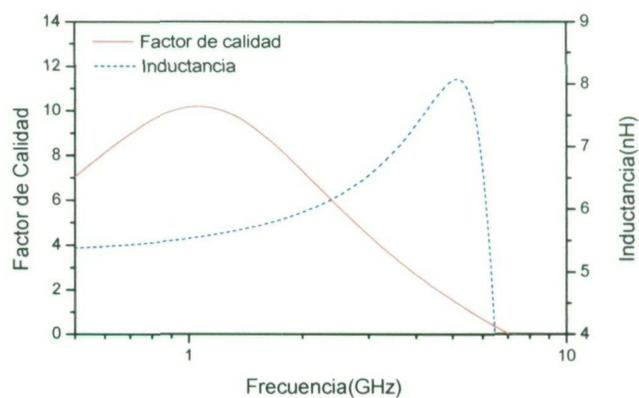


b)

Figura C.23 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_2314_35_32 5 nH.

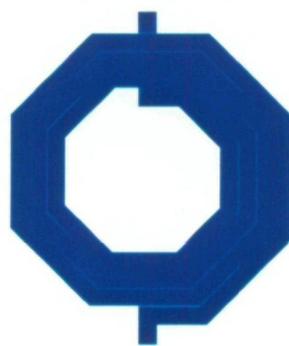


a)

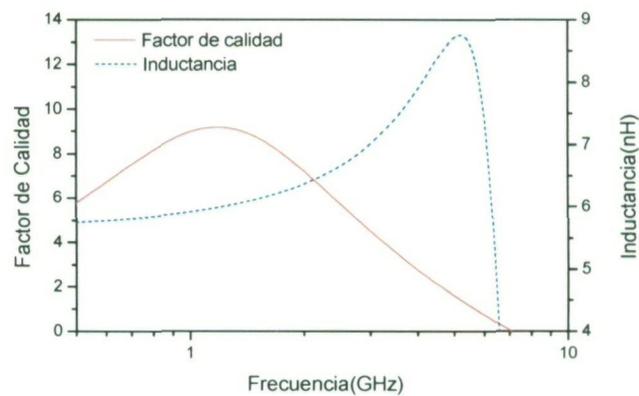


b)

Figura C.24 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_235_35_304 5.5 nH.



a)



b)

Figura C.25 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_225_35_26 6 nH.

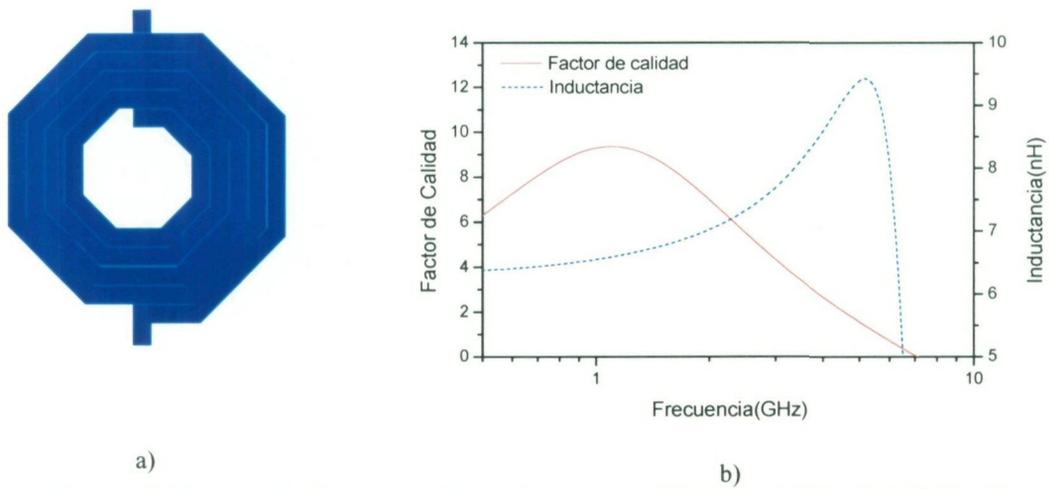


Figura C.26 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_205_45_247 6.5 nH.

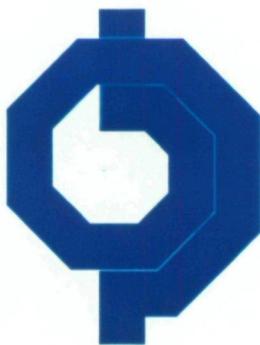
C.3 Frecuencia 1.5 GHz

Tabla C.5 Inductores generados por el algoritmo y resultados utilizando simulador electromagnético para frecuencia de 1.5 GHz

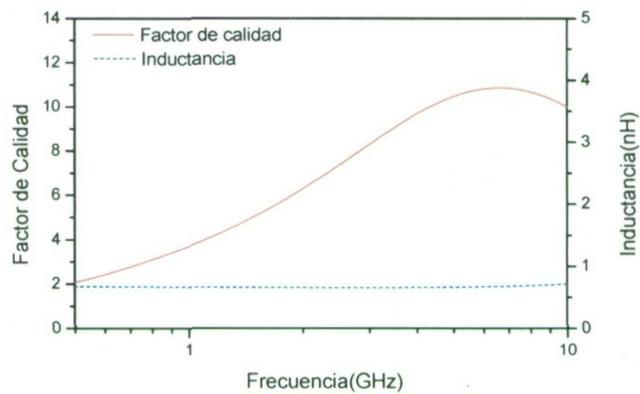
L(nH)	L_{modelo} (nH)	L_{Mom} (nH)	Q_{modelo}	Q_{Mom}	r(μm)	n	w(μm)
0.5	0.69	0.69	9.05	5	165	1.5	50
1	1.16	1.16	10.14	8.68	220	1.5	50
1.5	1.3	1.32	10.2	9.22	235	1.5	50
2	1.83	1.92	9.78	9.56	290	1.5	50
2.5	2.31	2.32	9.51	9.29	200	2.5	36
3	2.8	2.71	9.11	9.55	215	2.5	36
3.5	3.33	3.41	8.66	9.72	220	2.5	30
4	3.84	3.8	8.33	9.07	170	3.5	23
4.5	4.34	4.32	8.06	9.08	180	3.5	23
5	4.87	4.96	7.77	9.11	180	3.5	20
5.5	5.34	5.5	7.51	8.98	185	3.5	19
6	5.93	5.95	7.24	8.63	155	4.5	16
6.5	6.38	6.38	7.07	8.65	160	4.5	16

Tabla C.6 Composición final de los inductores de la librería para 1.5GHz

L(nH)	L _{Mom} (nH)	Q _{Mom}	r (μm)	n	w(μm)	Nombre
0.5	0.69	5	165	1.5	50	L_165_15_50
1	1.16	8.68	220	1.5	50	L_220_15_50
1.5	1.32	9.22	235	1.5	50	L_235_15_50
2	1.92	9.56	290	1.5	50	L_290_15_50
2.5	2.32	9.29	200	2.5	36	L_200_25_36
3	2.8	9.57	215	2.5	35	L_215_25_35
3.5	3.41	9.72	220	2.5	30	L_220_25_30
4	3.8	9.07	170	3.5	23	L_170_35_23
4.5	4.32	9.08	180	3.5	23	L_180_35_23
5	4.96	9.11	180	3.5	20	L_180_35_20
5.5	5.5	8.98	185	3.5	19	L_185_35_19
6	5.95	8.63	155	4.5	16	L_155_45_16
6.5	6.38	8.65	160	4.5	16	L_160_45_16

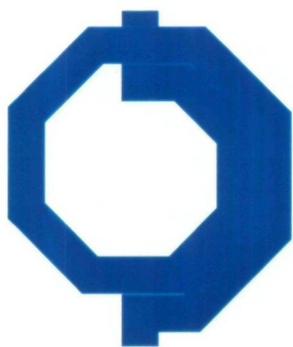


a)

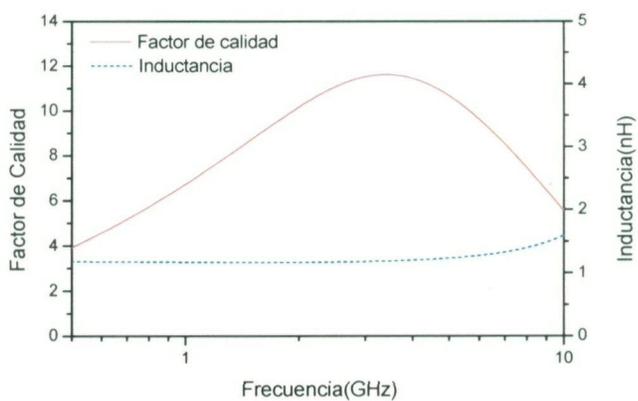


b)

Figura C.27 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_165_15_50 0.5 nH.

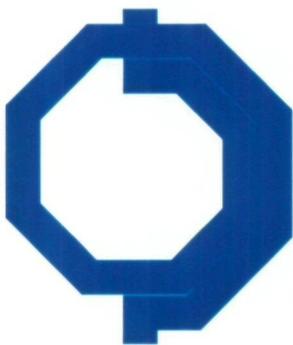


a)

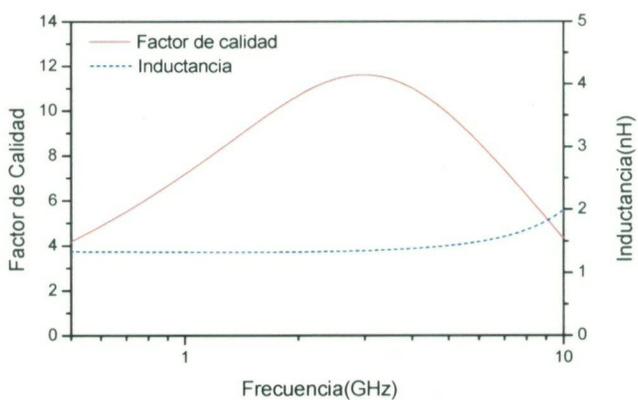


b)

Figura C.28 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_220_15_50 1 nH.

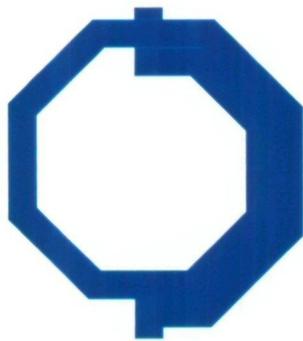


a)

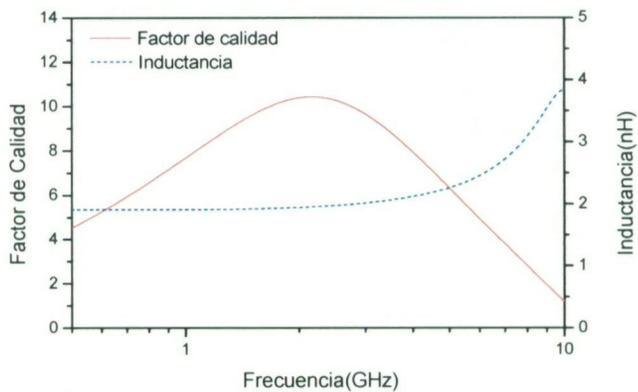


b)

Figura C.29 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_235_15_50 1.5 nH.

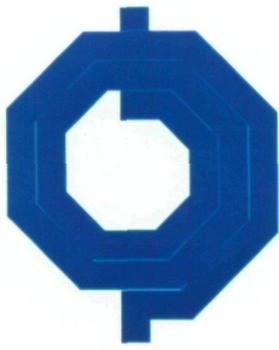


a)

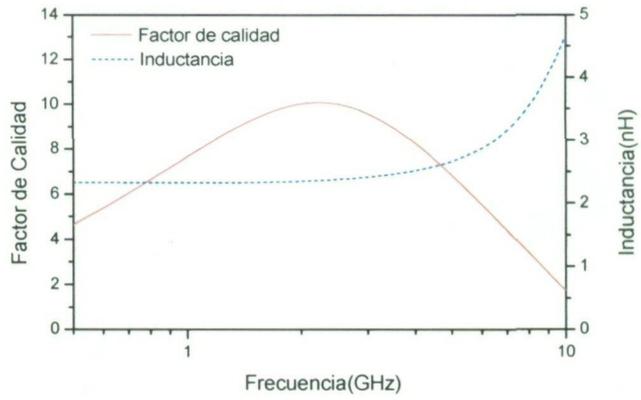


b)

Figura C.30 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_290_15_50 2 nH.

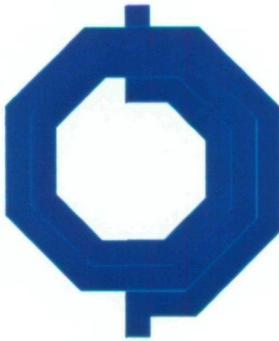


a)

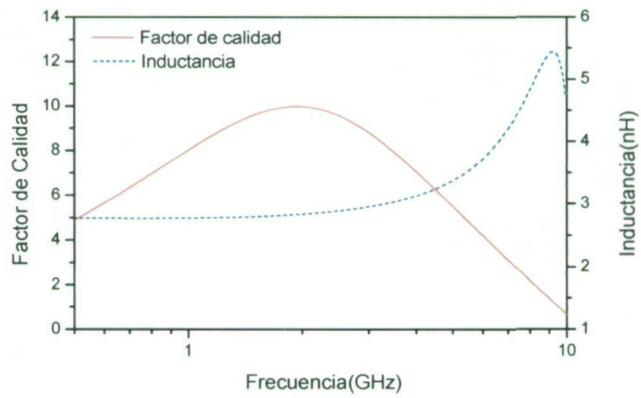


b)

Figura C.31 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_200_25_36 2.5nH.

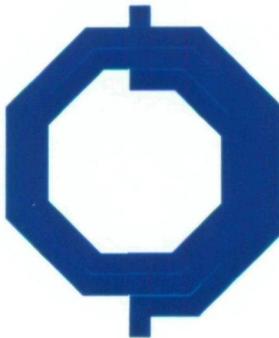


a)

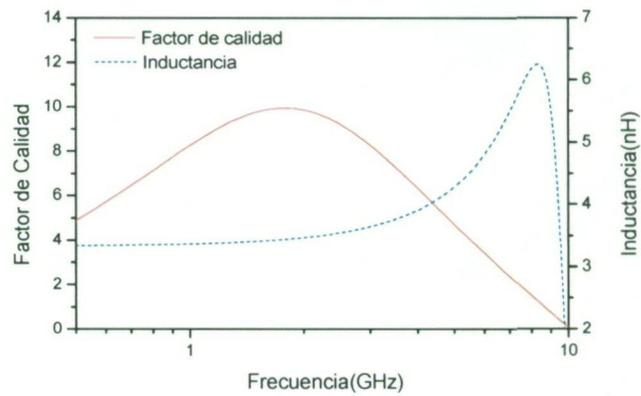


b)

Figura C.32 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_215_25_35 3 nH.

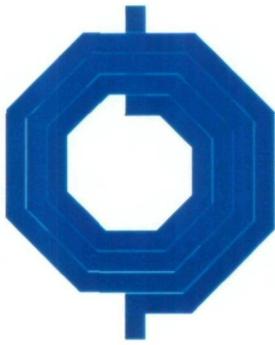


a)

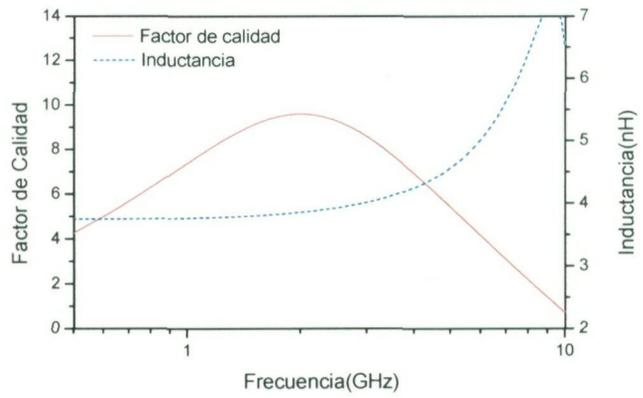


b)

Figura C.33 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_220_25_30 3.5 nH.

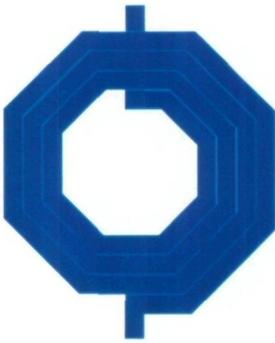


a)

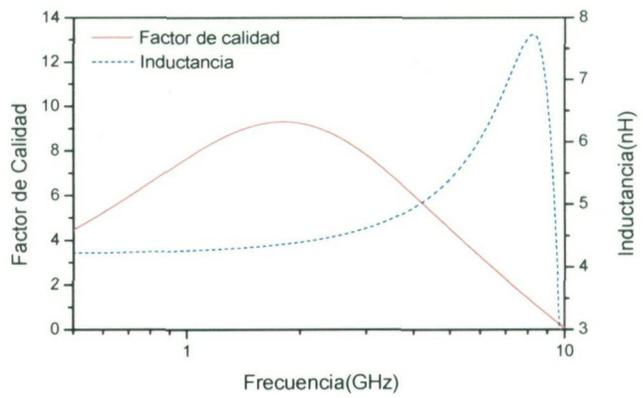


b)

Figura C.34 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_170_35_23 4 nH.

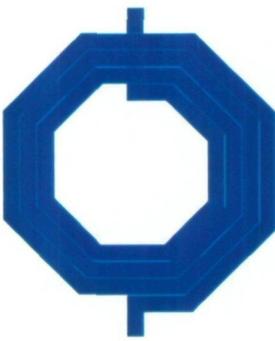


a)

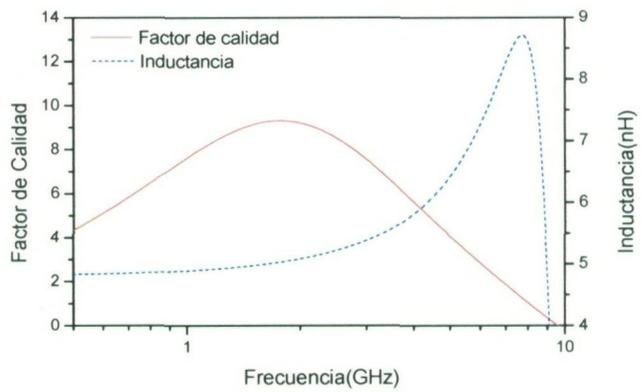


b)

Figura C.35 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_180_35_23 4.5 nH.

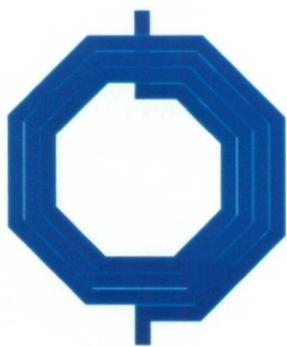


a)

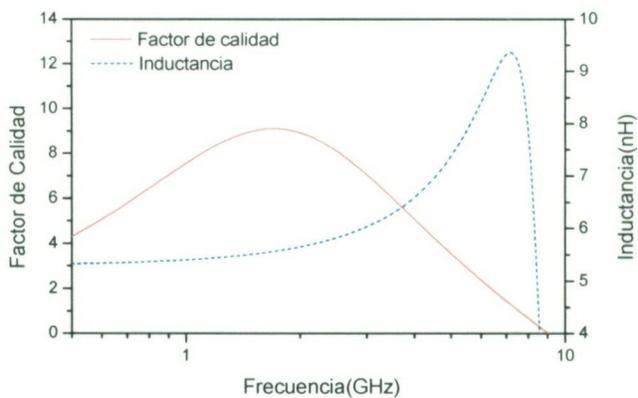


b)

Figura C.36 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_180_35_20 5 nH.

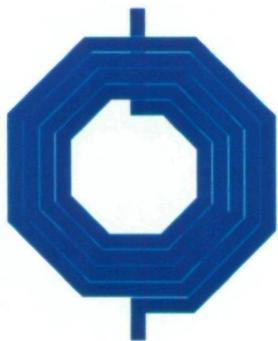


a)

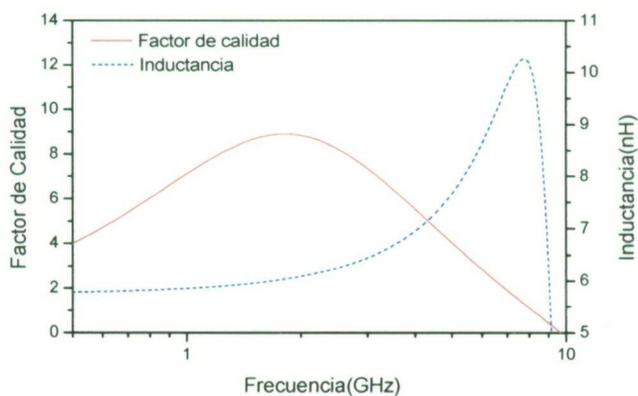


b)

Figura C.37 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_185_35_19 5.5 nH.

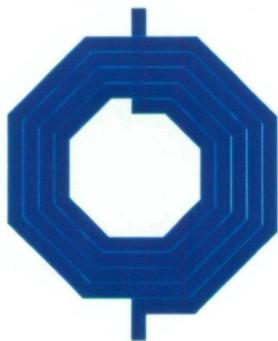


a)

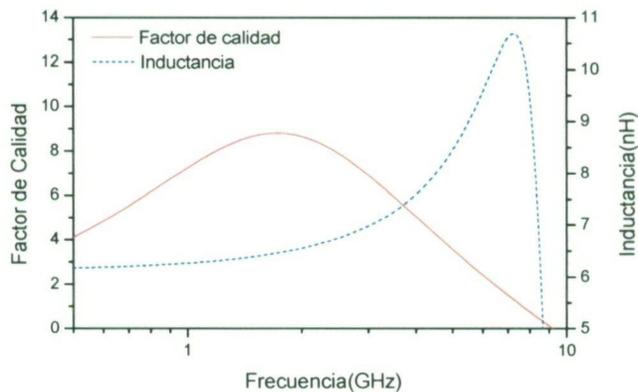


b)

Figura C.38 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_155_45_16 6 nH.



a)



b)

Figura C.39 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_160_45_16 6.5 nH.

C.4 Frecuencia 1.8 GHz

Tabla C.7 Inductores generados por el algoritmo y resultados utilizando simulador electromagnético para frecuencia de 1.8 GHz

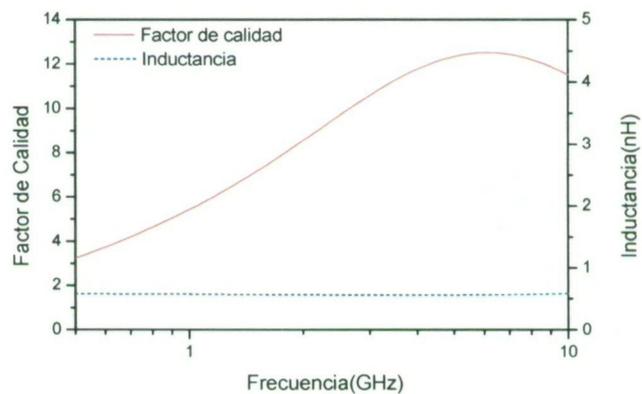
L(nH)	L _{modelo} (nH)	L _{Mom} (nH)	Q _{modelo}	Q _{Mom}	r(μm)	n	w(μm)
0.5	0.59	0.59	9.63	8.05	150	1.5	48
1	1.08	1.07	10.99	9.65	210	1.5	50
1.5	1.41	1.44	10.81	10.17	245	1.5	50
2	1.92	1.77	10.24	9.105	180	2.5	37
2.5	2.44	2.43	9.82	9.99	185	2.5	30
3	2.91	3	9.36	10.21	195	2.5	27
3.5	3.42	3.33	8.92	9.45	160	3.5	23
4	3.91	3.93	8.63	9.54	160	3.5	20
4.5	4.45	4.6	8.25	9.59	160	3.5	17
5	4.93	5.16	7.94	9.52	165	3.5	16
5.5	5.5	5.59	7.66	9.2	140	4.5	14
6	5.97	6.01	7.45	9.21	145	4.5	14
6.5	6.46	6.48	7.2	9.04	150	4.5	14

Tabla C.8 Composición final de los inductores de la librería para 1.8GHz

L(nH)	L_{Mom} (nH)	Q_{Mom}	r (μm)	n	w(μm)	Nombre
0.5	0.59	8.05	150	1.5	48	L_150_15_48
1	1.07	9.65	210	1.5	50	L_210_15_50
1.5	1.44	10.17	245	1.5	50	L_245_15_50
2	1.83	8.54	180	2.5	36	L_180_25_36
2.5	2.43	9.99	185	2.5	30	L_185_25_30
3	3	10.21	195	2.5	27	L_195_25_27
3.5	3.33	9.45	160	3.5	23	L_160_35_23
4	3.93	9.54	160	3.5	20	L_160_35_20
4.5	4.6	9.59	160	3.5	17	L_160_35_17
5	5.16	9.52	165	3.5	16	L_165_35_16
5.5	5.59	9.2	140	4.5	14	L_140_45_14
6	6.01	9.21	145	4.5	14	L_145_45_14
6.5	6.48	9.04	150	4.5	14	L_150_45_14

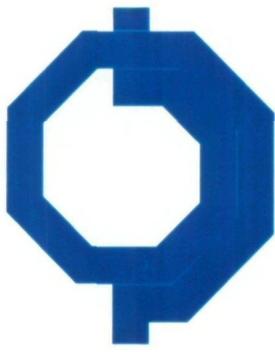


a)

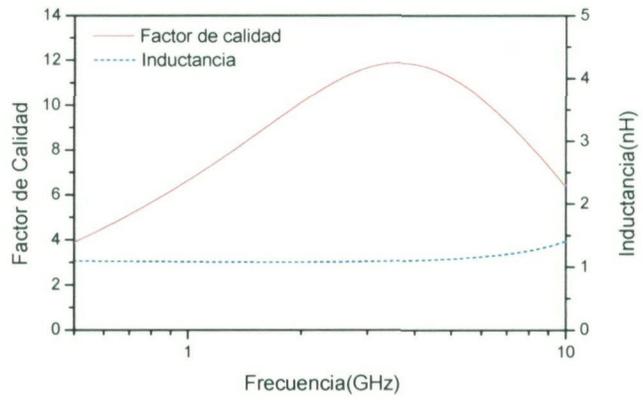


b)

Figura C.40 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_150_15_48 0.5 nH.

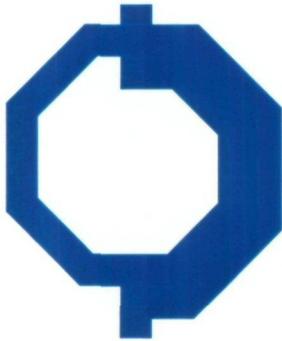


a)

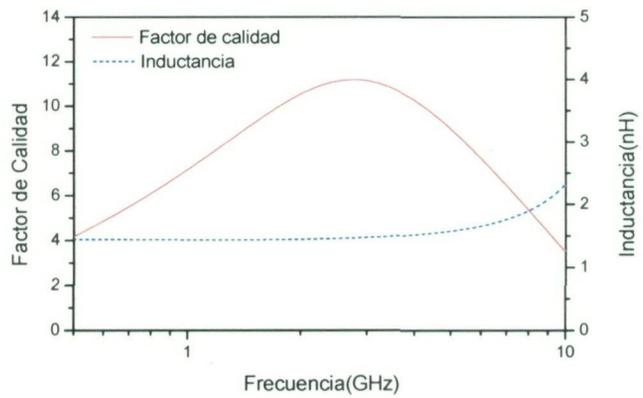


b)

Figura C.41 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_210_15_50 1 nH.

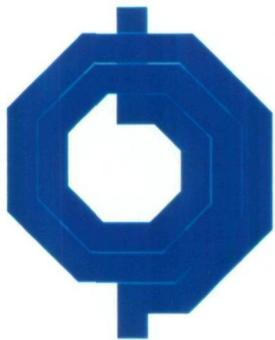


a)

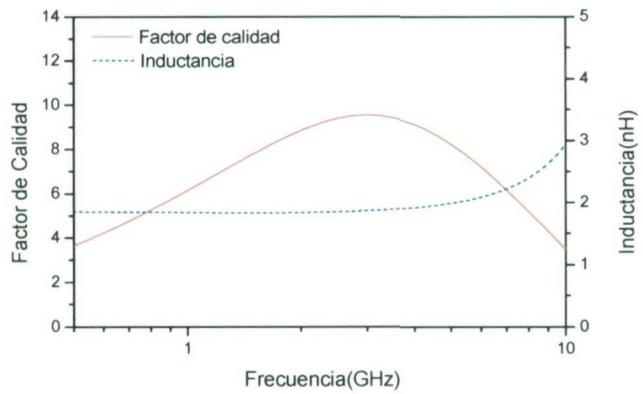


b)

Figura C.42 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_245_15_50 1.5 nH.

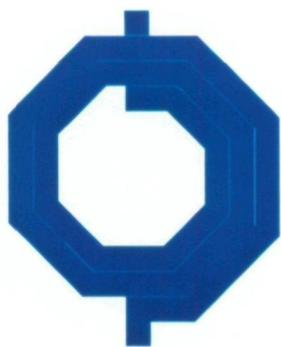


a)

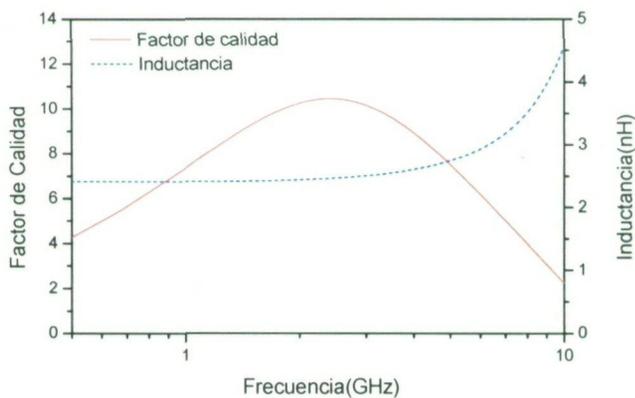


b)

Figura C.43 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_180_25_36 2 nH.

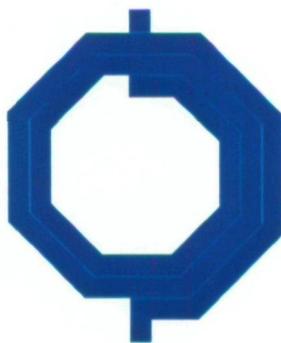


a)

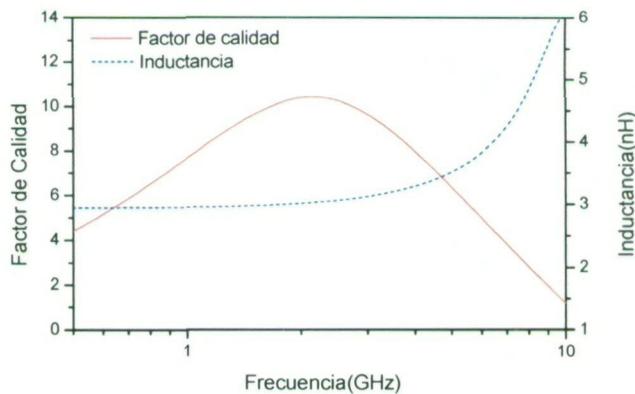


b)

Figura C.44 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_185_25_30 2.5nH.

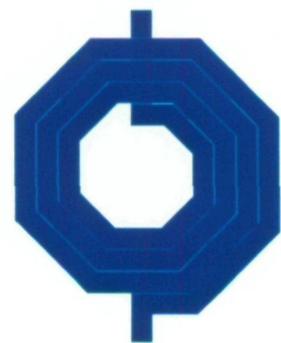


a)

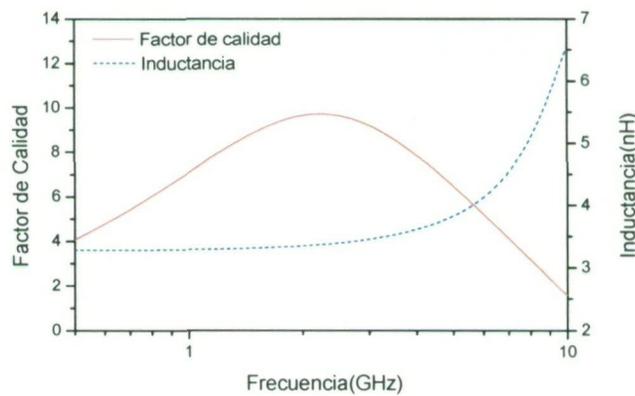


b)

Figura C.45 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_195_25_27 3 nH.

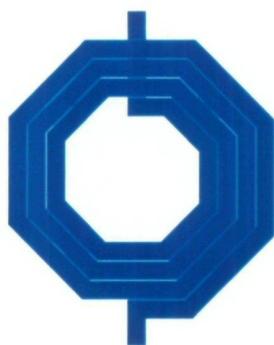


a)

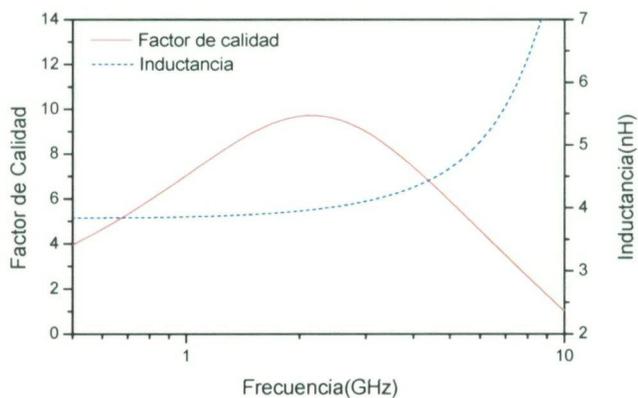


b)

Figura C.46 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_160_35_23 3.5 nH.

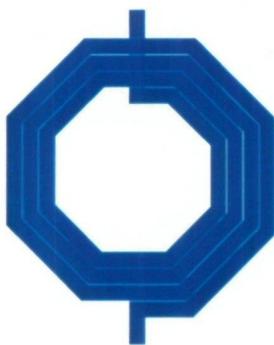


a)

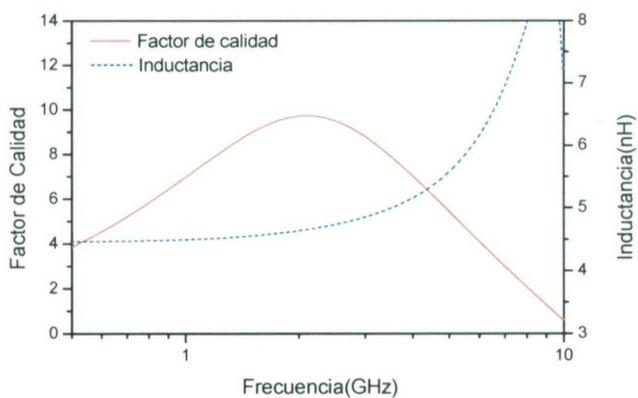


b)

Figura C.47 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_160_35_20 4 nH.

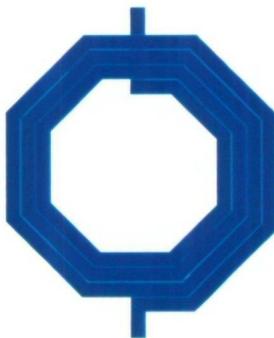


a)

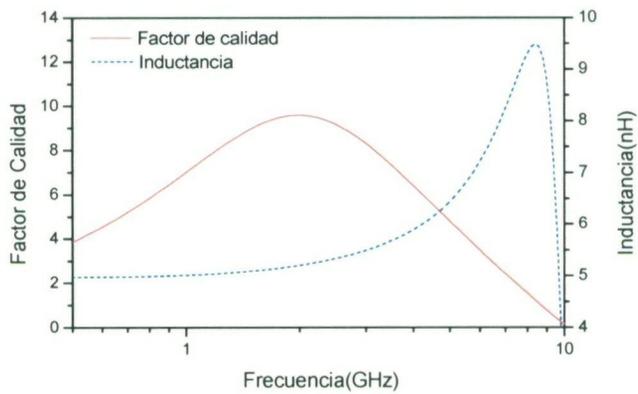


b)

Figura C.48 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_165_35_16 4.5 nH.

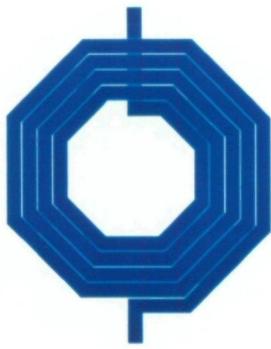


a)

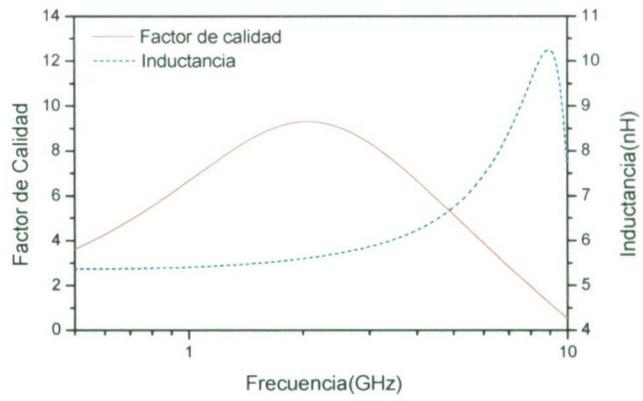


b)

Figura C.49 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_165_35_16 5 nH.

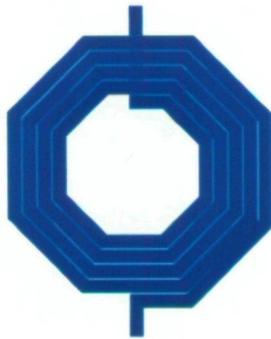


a)

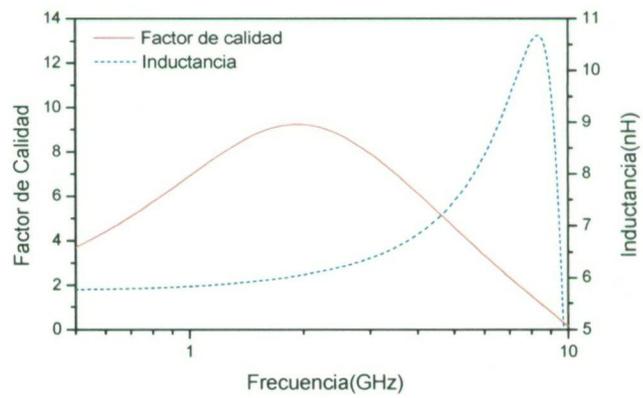


b)

Figura C.50 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_140_45_14 5.5 nH.

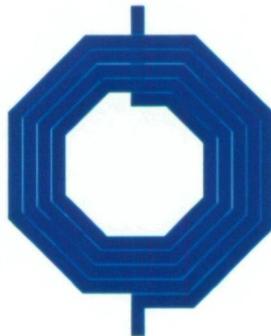


a)

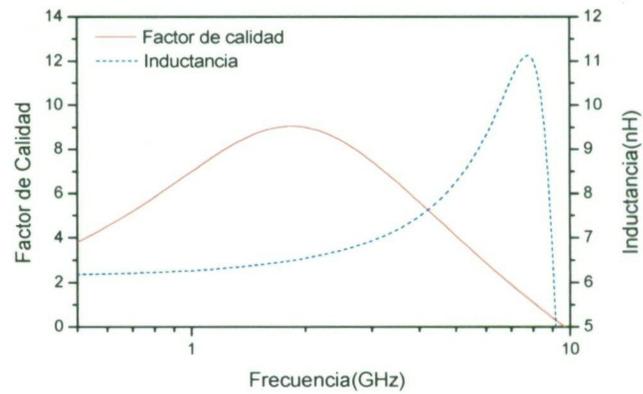


b)

Figura C.51 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_145_45_14 6 nH.



a)



b)

Figura C.52 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_150_45_14 6.5 nH.

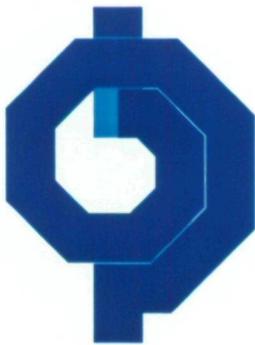
C.5 Frecuencia 2.4 GHz

Tabla C.9 Inductores generados por el algoritmo y resultados utilizando simulador electromagnético para frecuencia de 2.4 GHz

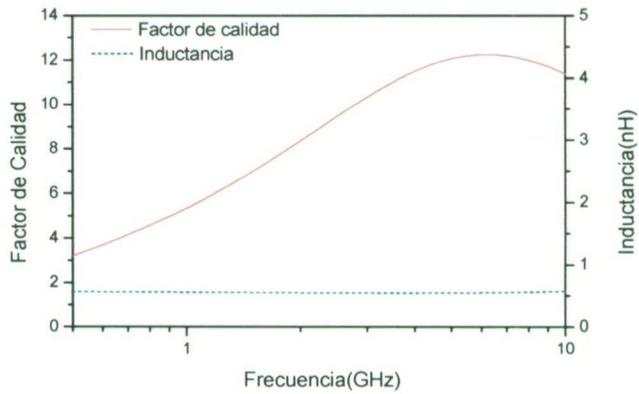
L(nH)	L _{modelo} (nH)	L _{Mom} (nH)	Q _{modelo}	Q _{Mom}	r(μm)	n	w(μm)
0.5	0.58	0.54	5.26	9.25	150	1.5	49
1	0.91	0.88	12.13	10.45	190	1.5	50
1.5	1.41	1.52	11.39	11.99	225	1.5	39
2	1.92	1.89	11.02	10.55	155	2.5	27
2.5	2.44	2.53	10.42	10.78	165	2.5	23
3	2.93	2.89	9.89	10.06	135	3.5	19
3.5	3.43	3.5	9.48	10.09	135	3.5	16
4	3.9	4.02	9.1	10.03	140	3.5	15
4.5	4.41	4.58	8.68	9.79	145	3.5	14
5	4.93	4.8	8.29	9.5	130	4.5	14
5.5	5.55	5.67	7.92	9.04	120	4.5	10
6	5.91	5.67	7.67	8.82	115	5.5	11
6.5	6.58	6.45	7.37	8.68	110	5.5	9

Tabla C.10 Composición final de los inductores de la librería para 2.4GHz

L(nH)	L _{Mom} (nH)	Q _{Mom}	r (μm)	n	w(μm)	Nombre
0.5	0.54	9.25	150	1.5	49	L_150_15_49
1	0.88	10.45	190	1.5	50	L_190_15_50
1.5	1.52	11.99	225	1.5	39	L_225_15_39
2	1.89	10.55	155	2.5	27	L_155_25_27
2.5	2.53	10.78	165	2.5	23	L_165_25_23
3	2.89	10.06	135	3.5	19	L_135_35_19
3.5	3.5	10.09	135	3.5	16	L_135_35_16
4	4.02	10.03	140	3.5	15	L_140_35_15
4.5	4.58	9.79	145	3.5	14	L_145_35_14
5	4.8	9.5	130	4.5	14	L_130_45_14
5.5	5.67	9.04	120	4.5	10	L_120_45_10
6	6.05	8.96	115	5.5	10.45	L_115_55_1045
6.5	6.45	8.68	110	5.5	9	L_110_55_9

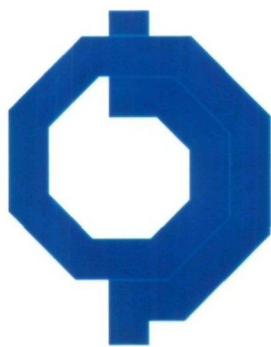


a)

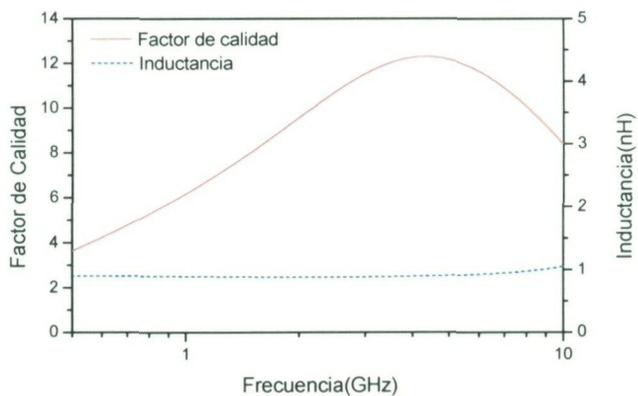


b)

Figura C.53 6 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_150_15_49 0.5 nH.

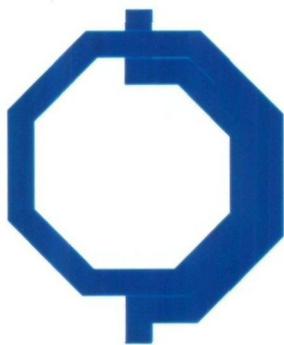


a)

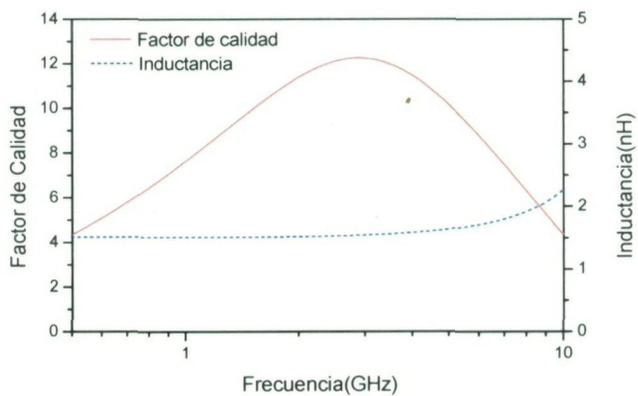


b)

Figura C.54 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_190_15_50 1 nH.

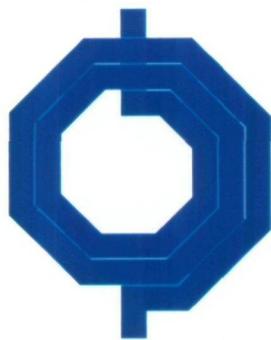


a)

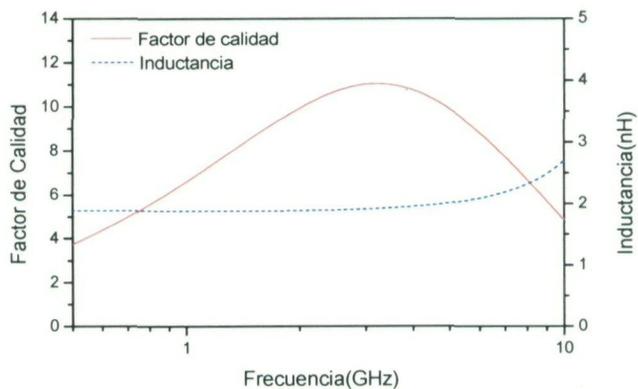


b)

Figura C.55 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_225_15_39 1.5 nH.

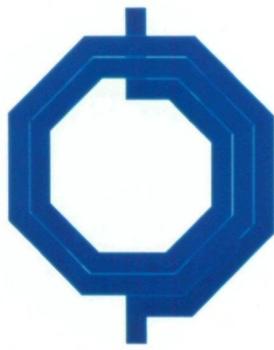


a)

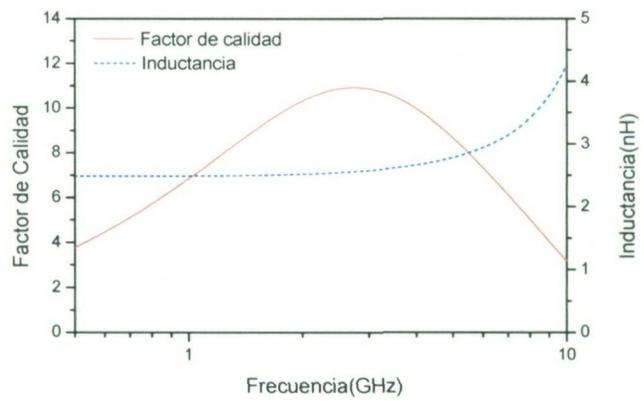


b)

Figura C.56 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_155_25_27 2 nH.



a)

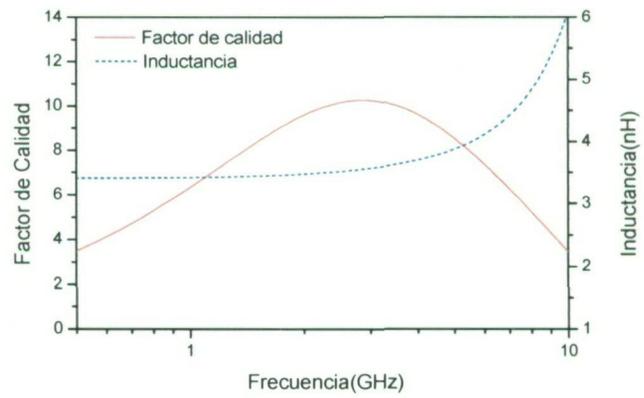


b)

Figura C.57 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_{165_25_23} 2.5nH.

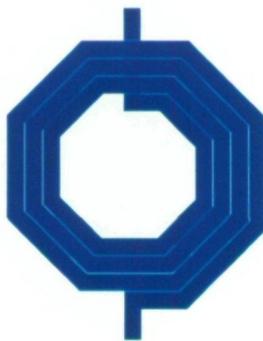


a)

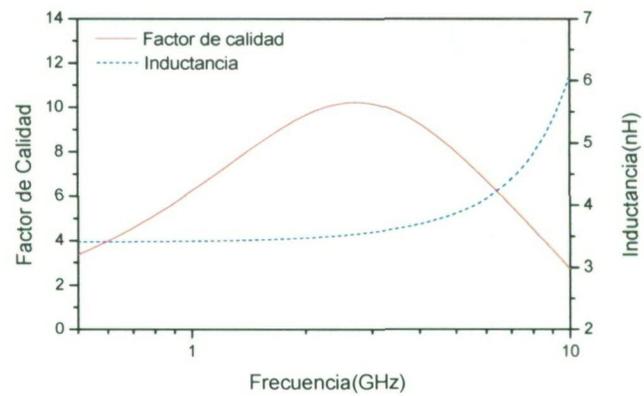


b)

Figura C.58 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_{135_35_19} 3 nH.

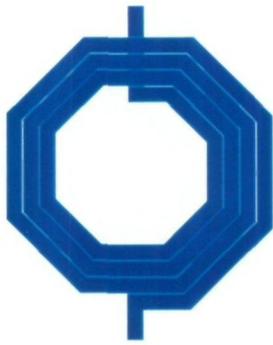


a)

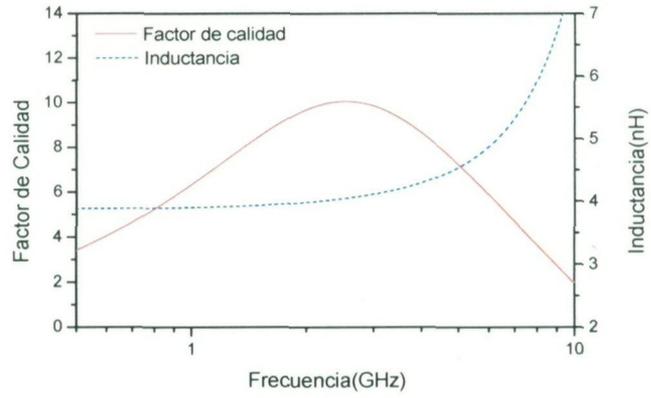


b)

Figura C.59 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_{135_35_16} 3.5 nH.

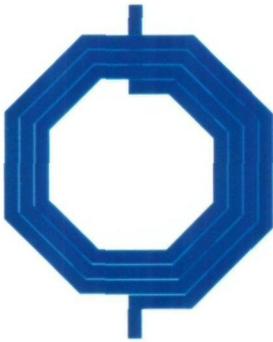


a)

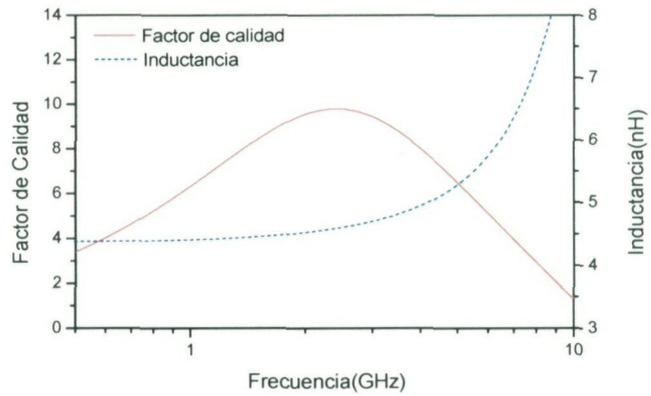


b)

Figura C.60 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_140_35_15 4 nH.

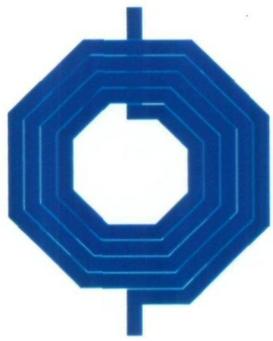


a)

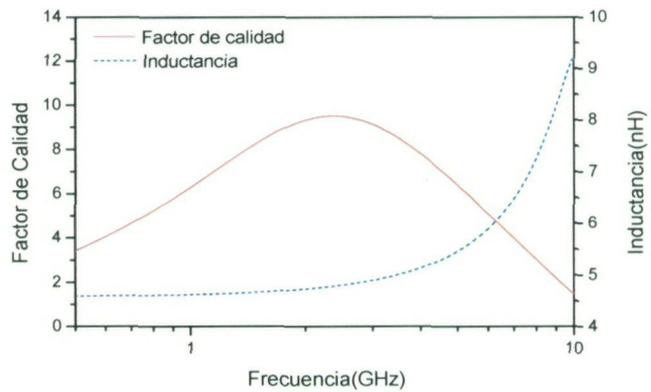


b)

Figura C.61 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_145_35_14 4.5 nH.



a)

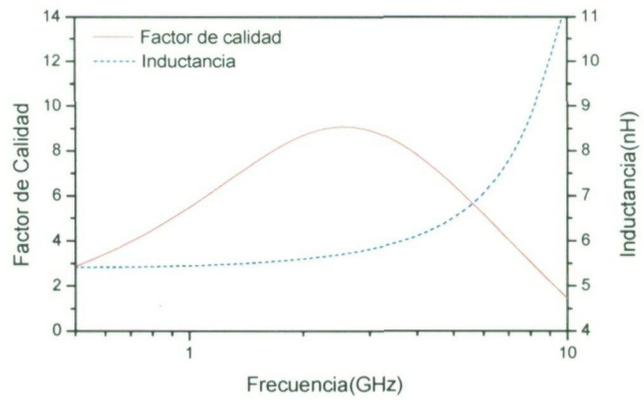


b)

Figura C.62 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_130_45_14 5 nH.

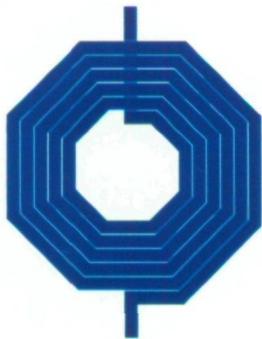


a)

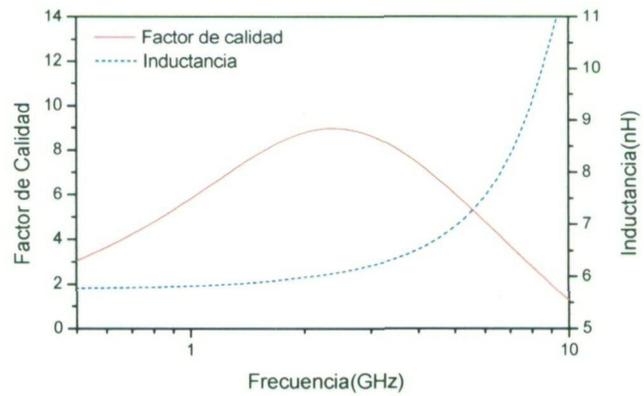


b)

Figura C.63 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_{120_45_10} 5.5 nH.

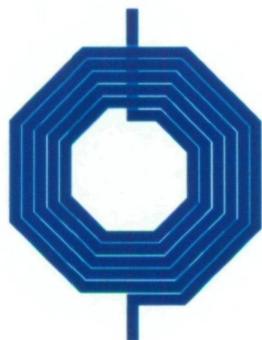


a)

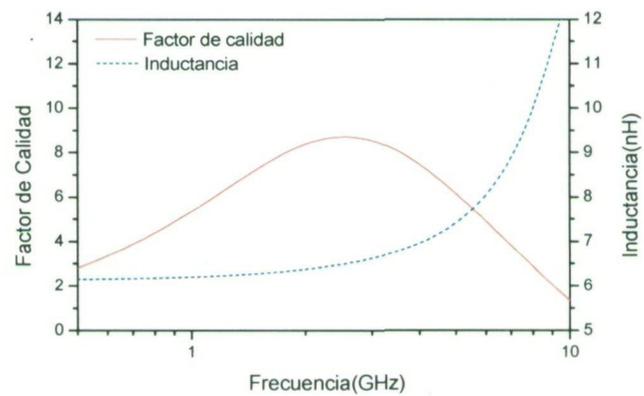


b)

Figura C.64 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_{115_55_1045} 6 nH.



a)



b)

Figura C.65 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_{110_55_9} 6.5 nH.

C.6 Frecuencia 5.6 GHz

Tabla C.11 Inductores generados por el algoritmo y resultados utilizando simulador electromagnético para frecuencia de 5.6 GHz

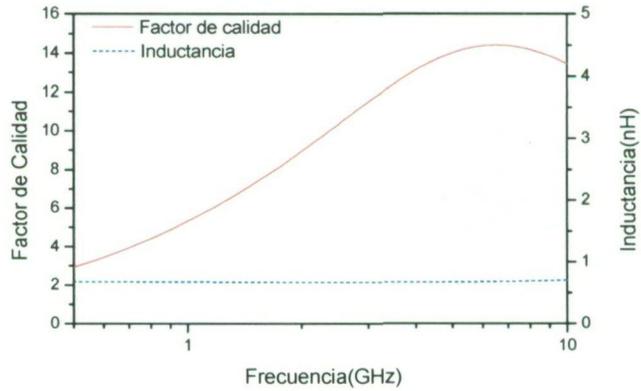
L(nH)	L _{modelo} (nH)	L _{Mom} (nH)	Q _{modelo}	Q _{Mom}	r(μm)	n	w(μm)
0.5	0.59	0.59	14.43	14.27	120	1.5	30
1	0.9	1.01	14.03	13.86	145	1.5	26
1.5	1.4	1.48	13.58	12.17	100	2.5	15
2	1.91	1.96	12.47	11.2	80	3.5	10
2.5	2.42	2.49	11.76	10.49	85	3.5	9
3	2.91	2.86	11.02	10.35	95	3.5	10
3.5	3.4	3.15	10.29	10.1	80	4.5	8
4	3.93	3.62	9.68	9.74	80	4.5	7
4.5	4.56	4.18	8.95	9.17	80	4.5	6
5	4.98	4.14	8.42	9.21	90	4.5	8
5.5	5.45	4.46	8.09	8.86	75	5.5	6
6	5.9	4.34	7.36	8.86	85	5.5	8
6.5	6.47	5.47	7.23	7.98	85	4.5	5

Tabla C.12 Composición final de los inductores de la librería para 5.6 GHz

L(nH)	L _{Mom} (nH)	Q _{Mom}	r (μm)	n	w(μm)	Nombre
0.5	0.59	14.27	120	1.5	30	L_120_15_30
1	1.01	13.86	145	1.5	26	L_145_15_26
1.5	1.48	12.17	100	2.5	15	L_100_25_15
2	1.96	11.2	80	3.5	10	L_80_35_10
2.5	2.49	10.49	85	3.5	9	L_85_35_9
3	2.86	10.35	95	3.5	10	L_95_35_10
3.5	3.48	9.82	83.5	4.5	8	L_835_45_8
4	3.99	9.34	83.5	4.5	7	L_835_45_7
4.5	4.57	8.76	83.5	4.5	6	L_835_45_6
5	4.89	8.31	94.5	4.5	7.6	L_945_45_76
5.5	5.3	8.35	78.75	5.5	5.7	L_7875_55_57
6	5.91	7.65	90	5.5	7	L_90_55_7
6.5	6.48	6.8	92	4.5	5	L_92_45_5

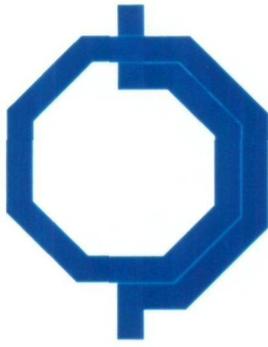


a)

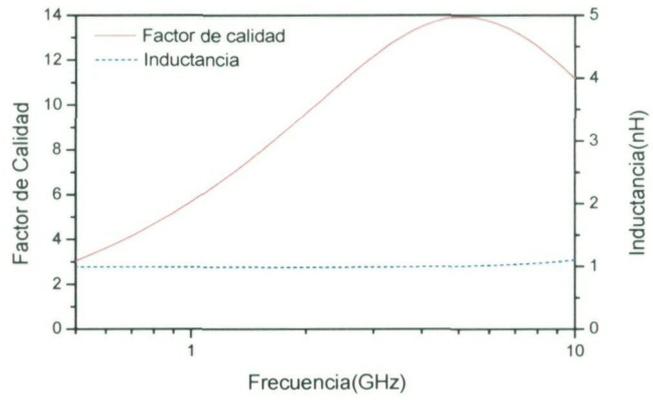


b)

Figura C.66 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_120_15_30 0.5 nH.

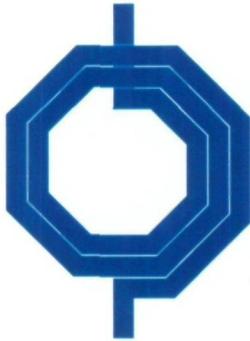


a)

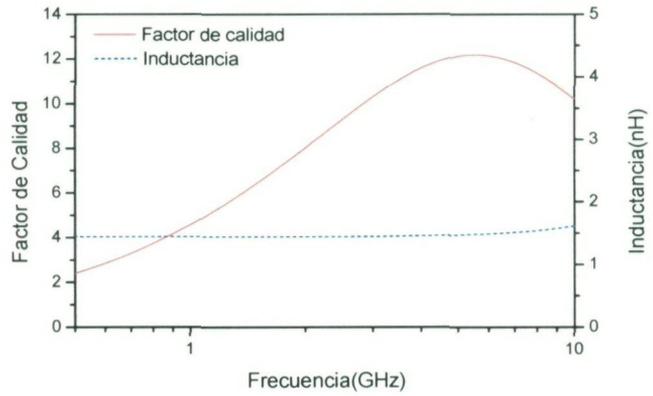


b)

Figura C.67 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_145_15_26 1 nH.



a)

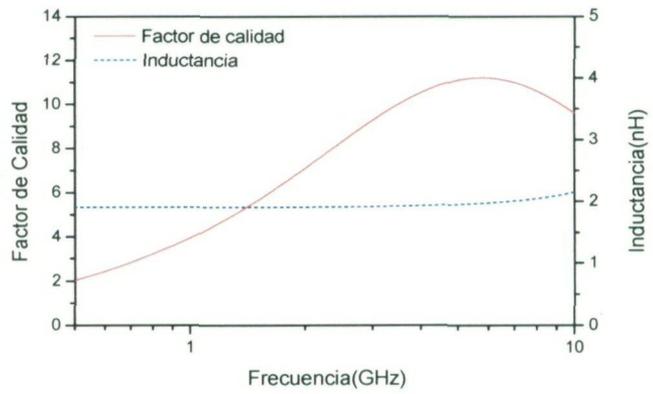


b)

Figura C.68 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_100_25_15 1.5 nH.

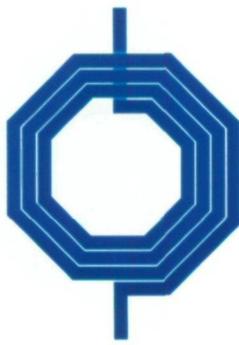


a)

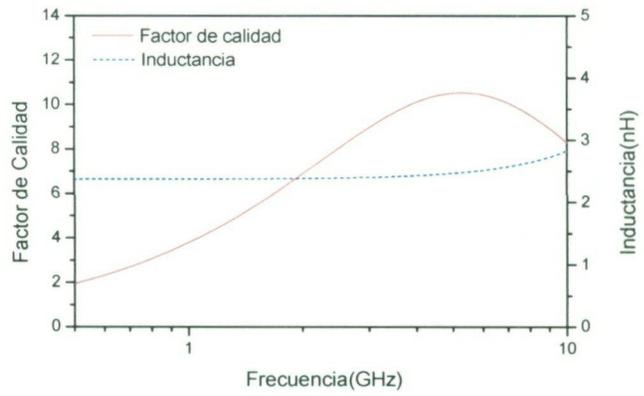


b)

Figura C.69 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_80_35_10 2 nH.

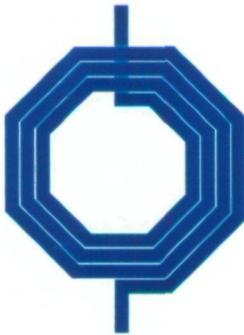


a)

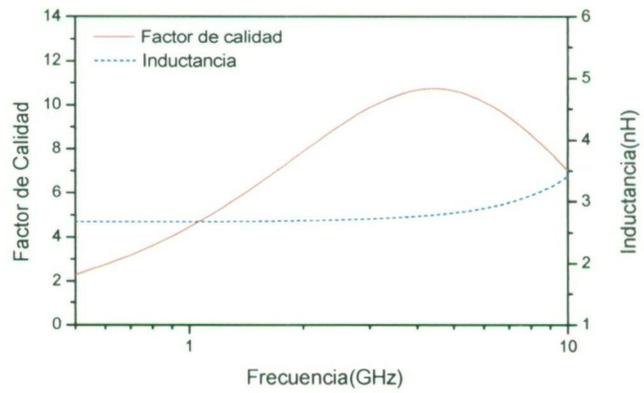


b)

Figura C.70 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_85_35_9 2.5nH.



a)

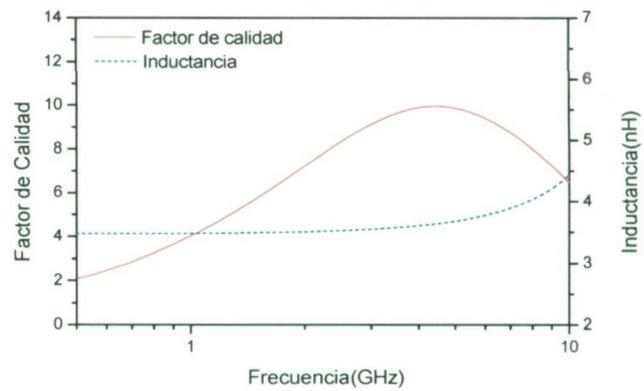


b)

Figura C.71 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_95_35_10 3 nH.

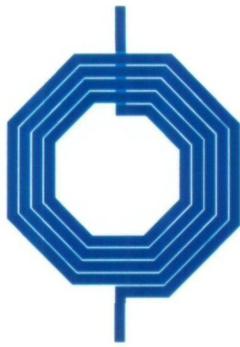


a)

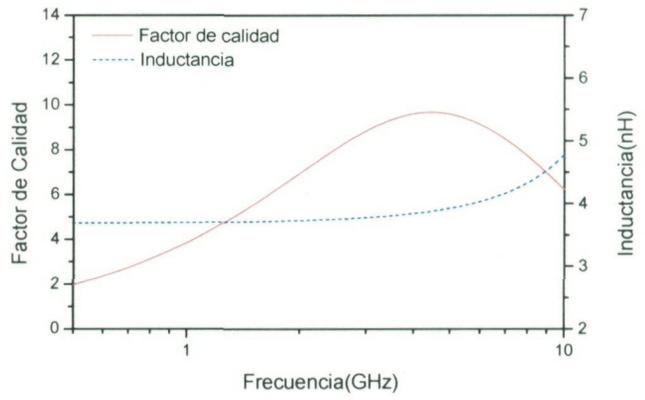


b)

Figura C.72 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_835_45_8 3.5 nH.



a)

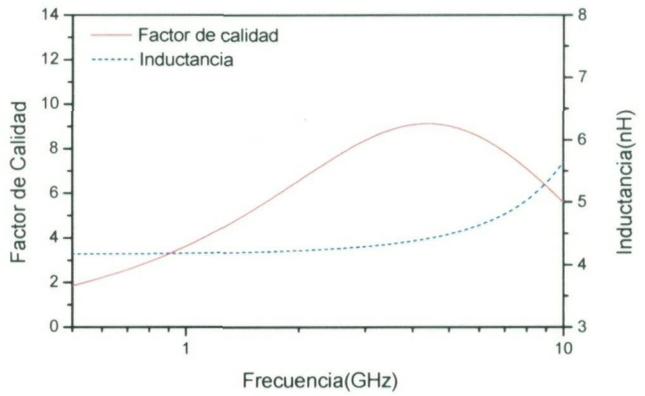


b)

Figura C.73 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_835_45_7 4 nH.

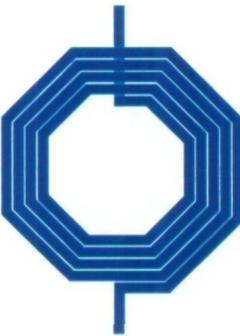


a)

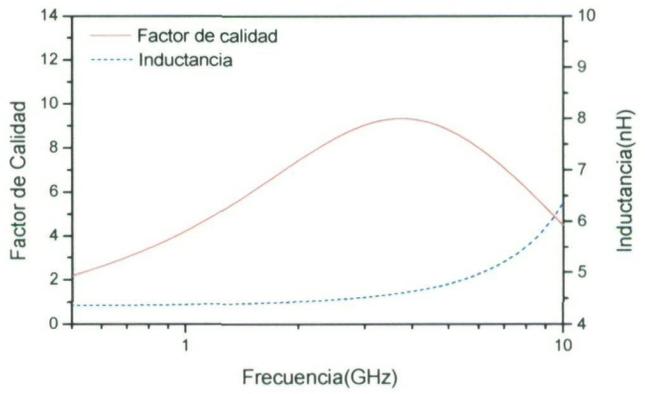


b)

Figura C.74 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_835_45_6 4.5 nH.



a)

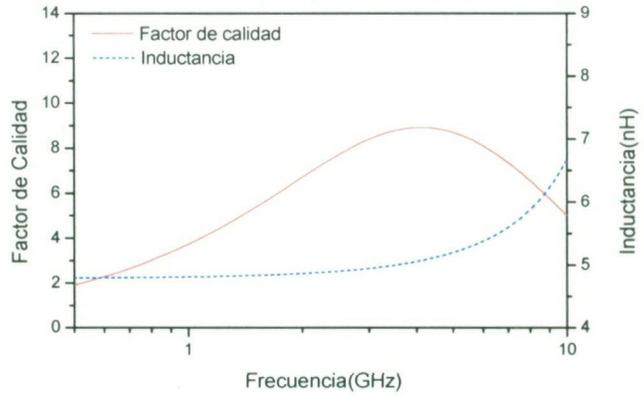


b)

Figura C.75 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_945_45_76 5 nH.

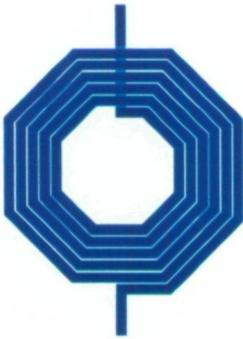


a)

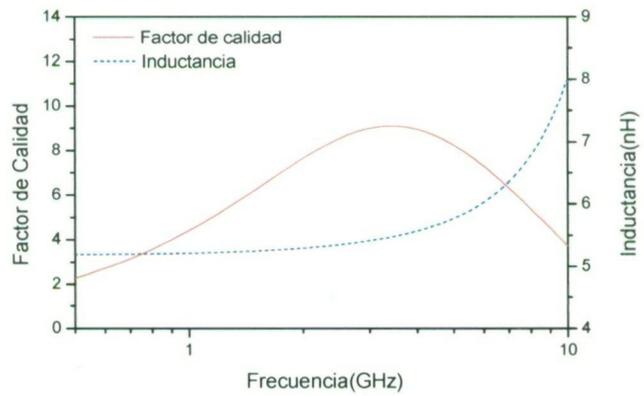


b)

Figura C.76 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_7875_55_57 5.5 nH.

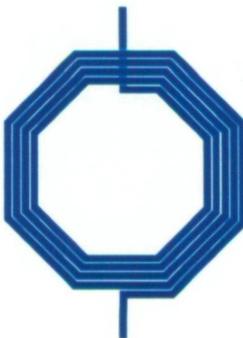


a)

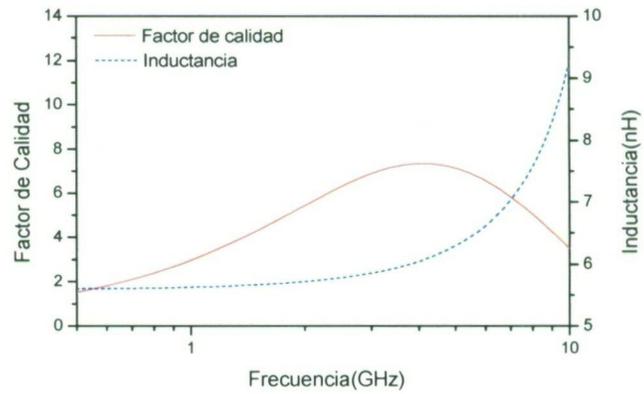


b)

Figura C.77 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_90_55_7 6 nH.



a)



b)

Figura C.78 Layout (a), factor de calidad e inductancia (b) bobina L_92_45_5 6.5 nH.

C.7 Desviación entre Momentum y el Modelo Paramétrico

Tabla C.13 Errores relativos entre los valores inductivos ofrecidos por el simulador EM y por el modelo paramétrico

Frecuencia (GHz)	0.85	0.85(2M)	1.5	1.8	2.4	5.6
Error máximo	12.4%	13.7%	4.6%	8.4%	7.4%	35.9%
Error medio	5.7%	5.3%	1.4%	2.1%	3.4%	11.2%

Anexo D

CONTENIDO DEL CD-ROM

D.1 Contenido del CD-ROM

La unidad de almacenamiento de datos CD-ROM que se adjunta con el presente documento se compone de:

- El contenido completo del documento asociado al proyecto fin de carrera “Diseño de una librería de inductores integrados en tecnología UMC 0.18 μm ”.
- Documento presentado en el DCIS (Design of Circuits and Integrated Systems) 2005 en formato PDF.
- Subdirectorío denominado *IMODEL* que contiene el software asociado.
- Subdirectorío llamado *Librería* con los datos del factor de calidad y de la inductancia de cada una de las bobinas de la librería simuladas con Momentum.



Anexo E

DOCUMENTO DCIS

A Method to Build-up an Integrated Inductor Library

O. Medina, J. del Pino, A. Goni-Iturri, S. L. Khemchandani, J. Garcia, A. Hernandez
 Institute for Applied Microelectronics (IUMA) Univ. of Las Palmas de G.C. Spain.
 Dep. de Ingeniería Electronica y Automática (IUMA) Univ. of Las Palmas de G. C. Spain.
 jpino@iuma.ulpgc.es

Abstract— Starting from a small number of fabricated integrated inductors in a CMOS 0.18 μm process, and by means of accurate electromagnetic simulations, a new method to generate an integrated inductors library is reported in this paper. Besides, a parametric model for the technology proposed has been adapted. This model permits us to find the geometric parameters of the inductor that provide the highest quality factor for a particular inductance and frequency of operation. Based on this model, an automatic inductor layout generator has also been developed.

Index Terms— Electromagnetic simulator, inductance, on-chip spiral inductor, quality factor.

I. INTRODUCTION

Radio frequency integrated circuits (RFICs) operating at the few Gigahertz bands require high-quality factor integrated inductors at a low cost.

The selection of an integrated inductor to be used in a particular design can be made from those offered by the foundry or it can be judiciously designed. But the inductors offered by the foundry are usually not suited to operate at the frequency of operation. Alternatively, the inductor may be taken from a complete library, provided it has been previously built-up. This library must be comprised of inductors for any desired inductance, exhibiting high quality factors at the specific frequency or a minimum occupied area.

In this paper a typical method to generate an integrated inductor library is revised and a new one using just a few fabricated inductors and electromagnetic (EM) simulations are proposed. Section II is devoted to this.

Section III sets out the simulation tool that defines the library and the way it is set up.

Besides, the parametric lumped equivalent circuit model used is presented in section IV. The next section is devoted to presenting the results of the library generated from the parametric model and the EM simulator. Section VI reports an automatic procedure to select the best inductor for the technology used, given the required inductance and operating frequency. The paper finishes in section VII where some conclusions are summarized.

This work is supported by the Spanish Ministry of Science and Technology (Ministerio de Ciencia y Tecnología, TIC-2002-04323-C03-03).

II. METHODS TO BUILD-UP INTEGRATED INDUCTOR LIBRARIES

In this section a typical method to obtain an integrated inductor library is presented. This method consists of several steps (see Fig. 1):

1) Development of an inductor library based on a fast simulator, like ASITIC [1], [2].

2) Design of the layout of the whole library. Afterwards, it is necessary to measure and characterize the fabricated inductors in order to obtain the S parameters.

3) Presentation of the inductor library as a database, alternatively design computer tools to help the designer to choose the appropriate device giving the desired inductance and frequency values. Following this, an inductor searching tool based on measurements is obtained providing a specific inductor for a desired inductance and frequency value. However, this tool is limited to the library range. This limitation can be avoided using a parametric model where each element of the inductor model is given by an expression depending on the particular geometry of the inductor and the technology. These expressions may have physical meaning or not, in any case, they are constructed from a great amount of measured data. Nevertheless, developing an accurate parametric model is not an easy task, and it is under constant research [3], [4], [5].

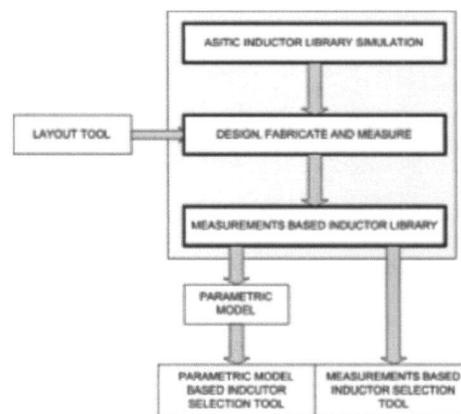


Fig. 1. Steps needed to build-up an inductor library by a typical procedure.

The method already presented is very time consuming, and increases the overall cost. Moreover, the definition of the inductor library lacks precision because of the limitations in the simulation tool used. This is solved in part, thanks to the fact that the resulting library contains measured data, therefore in spite of the fact that there are some optimal structures missing, those being offered are quite accurate.

There are some other published works [6], [7] that only deal with a few fabricated integrated inductors, so they have no a proper inductor library of their own.

III. SIMULATION TOOL

The process that is introduced here proposes an alternative way to obtain an inductor library (see Fig 2) based on a more accurate simulator. This goal can be achieved using a few fabricated inductors in order to set up the simulation tool. Therefore, the cost is reduced, not only in price, but in time, because of the reduced number of inductors needed. This at the same time provides a high accuracy inductor simulation tool, which gives an additional degree of freedom in the inductor selection.

This new process being introduced is based on

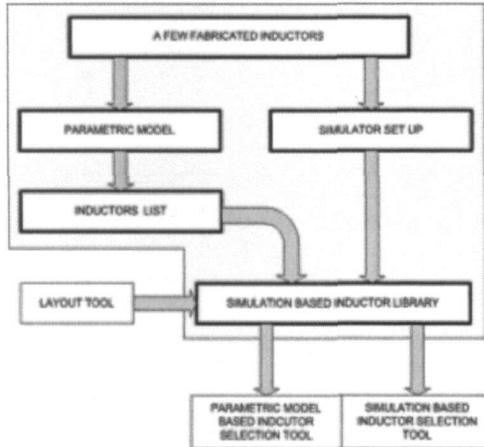


Fig. 2. New method to obtain an inductor library.

Momentum[®], the Electromagnetic Simulator distributed with Agilent's ADS[®] (Advanced Design System). With this program good results on the inductance and quality factor values can be obtained based on the method of moments. It is a 2.5D-EM simulator, which does not take into account all the phenomenon that occur in an inductor as a 3D one does [8], but it is faster and a very good solution in this case.

Nevertheless, getting precise results from a general purpose EM simulator is not a simple task. The substrate and metallization layers provided by the technology should be carefully defined, and the simulator has to be adequately set up so the results fit the measurements.

In order to do this, a small number of inductors must be fabricated and measured. With these data, the required simulation parameters, and the best metallization layer approximation can be defined.

Momentum[®] proposes two ways to simulate metal layer behaviour, sheet approximation or thick approximation. In

general, each one fits better some of the inductor parameters (sheet resistance, capacitances, etc) but it finally depends on the frequency value and on the technology characteristics. Using empirical information more accurate approximation for the inductors on the whole frequency range could be achieved [9].

Together with the information offered by the foundry, the measured data and a competent knowledge of the EM simulator the methodology's results are accurate enough.

Particularly, the set up of the simulator tool has been achieved by means of measurements taken from a small number of integrated inductors in the CMOS 0.18 μm technology. Following this procedure we have obtained the quality factor and inductance values for a few inductances already fabricated. Fig. 3 shows these EM simulated values versus frequency of a typical coil as compared with measured data.

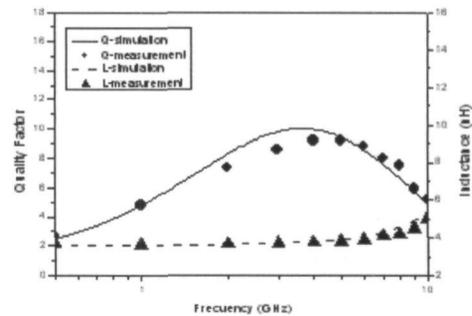


Fig. 3. Momentum simulated and measured quality factor and inductance of one coil.

IV. INTEGRATED INDUCTOR MODEL

The design of a complete integrated inductor library aided by an EM simulation tool like Momentum[®] is time consuming. The procedure would consist in running simulations varying all the geometric parameters and classifying the resulting integrated inductors according to some predefined criterion.

It is also feasible to develop the library from a parametric inductor model, this is a set of analytical equations describing the behaviour of the integrated inductor by means of a lumped equivalent circuit model whose parameters' value depend on the geometry of the device. This process has been followed for the elements of the two-port lumped equivalent circuit model of an integrated inductor.

Shown in Fig. 4 [10], all the parameters in this model have a clear physical meaning, thus L_s is the inductance, R_s is the series resistance of the metal trace, C_p models the shunt capacitance between the metal traces and the crossunder, $C_{OX,2}$ represents the spiral-to-substrate capacitance, $R_{SUB,2}$ models the behaviour of leakage currents across the oxide and the substrate (bulk), and $C_{SUB,2}$ accounts for additional capacitive effects related to

the substrate.

The equivalent circuit in Fig. 4 is not symmetrical because

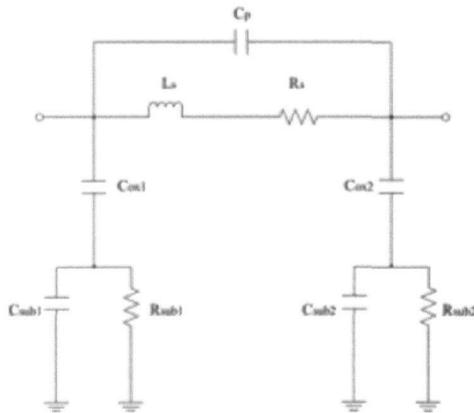


Fig. 4. Conventional two-port model for an integrated inductor to explain the significance of the figure in the caption.

neither is it the layout of the integrated inductor due to the need for an underpass to give access to the inner end. The underpass is placed closer to one of the device ports and introduces some capacitive coupling to the substrate which is slightly different in both ports. Therefore, the characterization process will lead to C_{OX1} , C_{SUB1} and R_{SUB1} values to some extent different from C_{OX2} , C_{SUB2} and R_{SUB2} .

The circuit elements can be calculated from a general set of simple analytical expressions that depend on material properties and geometry [10]. However these general expressions may introduce errors in the estimation of the inductor behavior.

The value of L_s can be obtained from the following equation [10]

$$L_s \approx \frac{K_c \cdot \mu_0 \cdot n^2 \cdot a^2}{22 \cdot r - 14 \cdot a} \quad (1)$$

where K_c is an empirical constant, μ_0 is the free space permeability, n is the number of turns, a is the average radius and r is the outer radius.

At low frequencies, the series resistance of the metallic conductor can be easily calculated as the product of the sheet resistance and the number of squares of the metal trace. As frequency increases, however, skin effect and induced eddy currents may cause a great deviation from the actual series resistance and that obtained by the dc R_s expression given in [10]. In fact, R_s does not precisely take into account the skin effect and neglects eddy currents. But, both effects must be properly modeled. Therefore, the expression for the sheet resistance has been obtained from [11] which approaches better these effects. For a more accurate approximation, effective skin depth has been used in it.

The parallel capacitance C_p is composed of two coupling effects; the so called parallel capacitance that represents the capacitance between metal traces and the one associated

with the crossunder [12].

The spiral-to-substrate capacitance, C_{os} , and the substrate resistance and capacitive behaviour modelled by R_{SUB} and C_{SUB} respectively, were introduced using the classic expressions [10].

This parametric model fits well the inductance value as compared to the measured data. However, the computed quality factor values are not so good, and once the maximum value is reached, the model does not work accurately enough. Nevertheless, the frequency at which the maximum quality factor is obtained is correctly predicted by the parametric model. For this reason, this tool can be very useful for designing an inductor library, since it gives the geometric parameters of the integrated inductor that exhibits the highest quality factor at a particular frequency. A comparison between the parametric model and measured data for a 4.5 turns inductor can be found in Fig. 5.

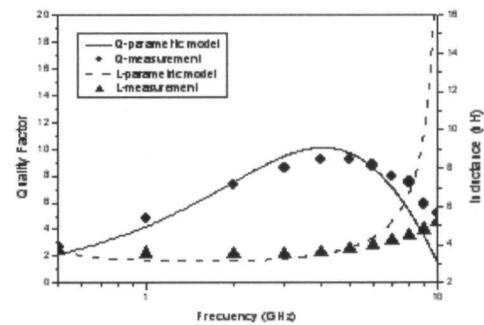


Fig. 5. Quality factor and inductance of a typical coil: parametric model and measurements.

V. INTEGRATED INDUCTOR LIBRARY

In order to generate an inductor library it is necessary to define the layout of each coil needed. This process has to be done before fabrication, but it is also required for simulation purposes. This task can be achieved using simulator tools or a specific program, like the one used in this case [11]. Fig. 6 shows an example of this tool.

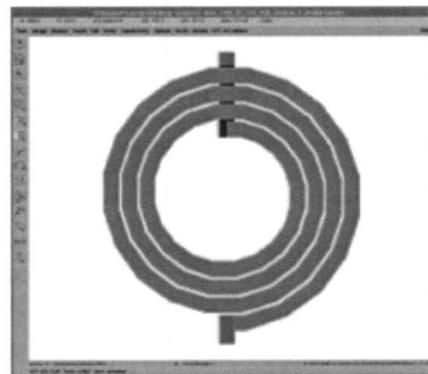


Fig. 6. Inductor layout tool.

For the frequency values 0.85 GHz, 1.5 GHz, 1.8 GHz, 2.4 GHz and 5.6 GHz corresponding to different standards, a set of inductances has been developed. Each set offers inductance values from 0.5 nH to 6.5 nH, in 0.5 nH steps. The maximum error on the inductance value has been set to 0.2 nH for the parametric model, this gives the geometric parameters of each inductor with the highest value of the quality factor.

The space between coil traces has been set to a minimum value of 1.5 μm ; as doing so gives higher quality factor values at low frequency and at any frequency, higher inductance values than spacing out the metal lines, because of the decrease of the mutual inductance. Furthermore, a higher spacing value (s) increases the series resistance and the total area [13].

The track width (w) changes from 5 to 50 μm , the number of turns from 1.5 to 15.5 and the spiral outer radius from 25 to 300 μm .

Table I shows examples of parameters obtained for each set of inductors.

TABLE I
SEVERAL PARAMETERS OF LIBRARY INDUCTORS FOR EACH FREQUENCY

f (GHz)	0.85	1.5	1.8	2.4	5.6
Q_{AV}	7.17	8.81	9.4	9.94	10.1
r_{MIN} (μm)	150	155	140	110	78
r_{MAX} (μm)	300	290	245	225	140
w_{MIN}	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5
w_{MAX}	3.5	4.5	4.5	5.5	5.5
W_{MIN} (μm)	30	16	14	9	5
W_{MAX} (μm)	50	50	50	50	30

Simulations for several coils with Momentum[®] show that, at low frequencies, the quality factor increases when other layers are added to the metallization structure. The inductance value with two or more metal layers shunted decreases, but only slightly. Taking this into account, an additional set of inductors has been developed, using the two top metal layers of the technology at 0.85 GHz. In order to do this, the parametric model has been rearranged evaluating the new layer. A summary of the Momentum simulations is shown on Table II.

TABLE II
SEVERAL PARAMETERS FOR THE 0.85 GHz FREQUENCY INDUCTORS WITH TWO TOP METAL LAYERS SHUNTED

Q_{AV}	r_{MIN} (μm)	r_{MAX} (μm)	w_{MIN} (μm)	w_{MAX} (μm)
8.28	150	270	1.5	4.5
			24	50

VI. PROTOTYPE TOOL

The set of equations already presented have been implemented by an optimization algorithm that takes the desired inductance value and the frequency of operation as input. The output is the inductor's geometrical parameters that reach the best Q. It has been implemented in C language.

This algorithm has been translated to CADENCE[®] using SKILL[®] language, so a parametric inductors cell generator is now available.

Our proposed generator automates the inductors layout. The circuit designer is asked for the desired inductance value and the fixed frequency of operation. Also, size limitation must be introduced by giving the maximum external radius of the element.

The program chooses the best integrated inductor that can be fabricated in the technology being used which fulfils the constraints. Also, the layout of this integrated inductor is automatically generated.

The component description format is very simple. The properties of the inductor are introduced in CADENCE[®] by filling-in the first three boxes shown in Fig. 7: Inductance, frequency, and maximum radius. Once this information is processed the routine returns the already mentioned card in Fig. 7 including both, the two ports equivalent circuit model parameters so as the geometrical parameters associated to the integrated inductor automatically generated.

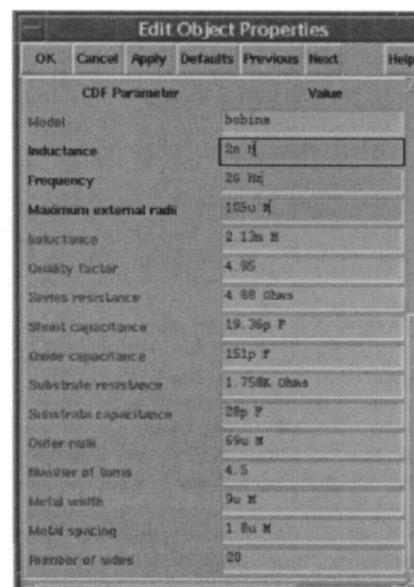


Fig. 7. Component Description Format.

VII. CONCLUSIONS

In this paper, a new method to generate a full inductor library has been introduced. From a few fabricated inductors in CMOS technology and high accurate EM simulations the inductance value is predicted with a small error against measured values.

The parametric model has been adapted for this particular technology. Using this model a high quality factor searching tool has been developed which offers the opportunity to define a whole library of integrated inductors.

Table III summarizes the performance aspects of the method developed and a previous one already mentioned.

TABLE III
PERFORMANCE RESULTS

PARAMETER	TYPICAL PROCEDURE	PROPOSED PROCEDURE
Time consumption	High	Low
Cost	High	Low
Library conception accuracy	Low	High
Library data accuracy	High	Medium/High

Based on the new parametric integrated inductor model a powerful tool has been developed. This program gives the user the layout of the inductor with the highest quality factor for the desired inductance and work frequency.

REFERENCES

- [1] A. Niknejad, ASITIC Documentation.
- [2] A. Niknejad, R. G. Meyer, "Analysis, Design, and Optimization of Spiral Inductors and Transformers for Si RF IC's," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 33, No. 10, October 1998.
- [3] Y. Cao, R.A. Groves, X. Huang, N. D. Zandmer, J. Plouchart, R. A. Wadnik, T. King, C. Hu, "Frequency-Independent Equivalent-Circuit Model for On-Chip Spiral Inductors," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 38, No. 3, March 2003.
- [4] J. Gil, H. Shin, "A Simple Wide-Band On-Chip Inductor Model for Silicon-Based RF ICs," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 51, No. 9, September 2003.
- [5] F. M. Rotella, V. Blaschke, D. Howard, "A Broad-Band Scalable Lumped-Element Inductor Model Using Analytic Expressions to Incorporate Skin Effect, Substrate Loss, and Proximity Effect," *Electron Devices Meeting*, 2002.
- [6] K. Ashby, I. Koullias, W. Finley, J. Bastek, "High Q Inductors for Wireless Applications in a Complementary Silicon Bipolar Process," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 31, No. 12, pp. 4-9, 1996.
- [7] J.N. Burghartz, D.C. Edelstein, M. Soyuer, H.A. Ainspan, K. Jenkins, "RF Circuit Design Aspects of Spiral Inductors on Silicon," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 33, No. 12, pp. 4-9, 1998.
- [8] J. Craninckx, M. Steyaert, "A 1.8-GHz Low-Phase-Noise CMOS VCO Using Optimized Hollow Spiral Inductors," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 32, No. 5, May 1997.
- [9] A. Gofii, S. L. Khemchandani, J. del Pino, J. García, J. R. Sendra, A. Hernández, "A 5 GHz SiGe VCO for WLAN Using Optimized Spiral Inductors," *MIX Design of Circuits and Integrated Systems Conference*, pp. 603-607, November 2004.
- [10] T.H. Lee, "The Design of CMOS RF Integrated Circuits," Cambridge University Press, pp. 34-57, 1998.
- [11] J. del Pino, J. R. Sendra, A. Hernández, S. L. Khemchandani, J. Aguilera, B. González, J. García, A. Núñez, "Modelling and Automatic Generation Tool for Integrated Inductors in CMOS Technology," *XVI Design Circuits and Integrated Systems Conference*, pp.: 378-383, 2001.
- [12] J del Pino, S.L. Khemchandani, A Hernández, J R Sendra, A Núñez, "Quality Factor Model for Integrated Inductors in CMOS Technology," *Microwave Engineering*, pp. 27-34, May 2001.
- [13] D. Pukneva, G. Dodeva, M. Hristov, A. Roussel, "Design, Analysis and Optimisation of Monolithic Inductors for RF Applications," *First International IEEE Symposium Intelligent Systems*, September 2002.