

UNIVERSIDAD DE LAS PALMAS DE GRAN CANARIA
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA Y AUTOMÁTICA



TESIS DOCTORAL

**MODELADO Y APLICACIONES DE INDUCTORES INTEGRADOS EN
TECNOLOGÍAS DE SILICIO**

FRANCISCO JAVIER DEL PINO SUÁREZ

Las Palmas de Gran Canaria, Abril de 2002

70/2001-02

**UNIVERSIDAD DE LAS PALMAS DE GRAN CANARIA
UNIDAD DE TERCER CICLO Y POSTGRADO**

Reunido el día de la fecha, el Tribunal nombrado por el Excmo. Sr. Rector Magfco. de esta Universidad, el/a aspirante expuso esta TESIS DOCTORAL.

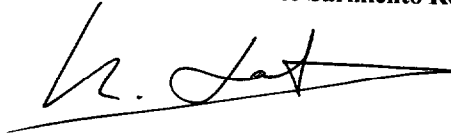
Terminada la lectura y contestadas por el/a Doctorando/a las objeciones formuladas por los señores miembros del Tribunal, éste calificó dicho trabajo con la nota de SOBRESALIENTE "CUM LAUDE"

Las Palmas de Gran Canaria, a 21 de junio de 2002.

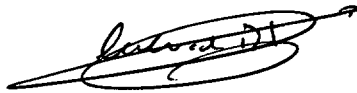
El/a Presidente/a: Dr.D. Antonio Núñez Ordóñez,



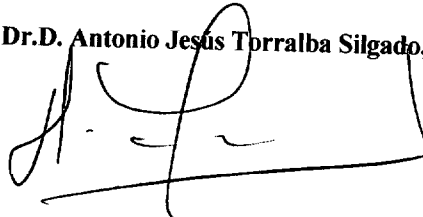
El/a Secretario/a: Dr.D. Roberto Sarmiento Rodríguez,



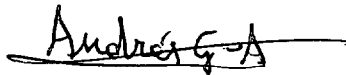
El/a Vocal: Dr.D. Salvador Bracho del Pino,



El/a Vocal: Dr.D. Antonio Jesús Torralba Silgado,



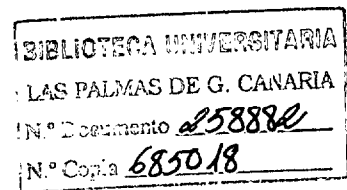
El/a Vocal: Dr.D. Andrés García-Alonso Montoya,



El Doctorando: D. Francisco Javier del Pino Suárez,



F. Javier
Azul Pic.



UNIVERSIDAD DE
LAS PALMAS DE GRAN CANARIA
E.T.S.I. TELECOMUNICACIÓN



TESIS DOCTORAL

Modelado y Aplicaciones de Inductores
Integrados en Tecnologías de Silicio

Autor: D. Francisco Javier del Pino Suárez
Directores: Dr. D. Antonio Hernández Ballester
Dr. D. José Ramón Sendra Sendra
Departamento de Ingeniería Electrónica y Automática
Abril de 2002

UNIVERSIDAD DE LAS PALMAS DE GRAN CANARIA
DEPARTAMENTO DE INGENIERIA ELECTRÓNICA
Y AUTOMÁTICA

PROGRAMA DE DOCTORADO - INGENIERÍA ELECTRÓNICA

Modelado y Aplicaciones de Inductores
Integrados en Tecnologías de Silicio

Tesis Doctoral presentada por D. Francisco Javier del Pino Suárez

Dirigida por el Dr. D. Antonio Hernández Ballester y el Dr. D. José Ramón Sendra Sendra

Los Directores,

El Doctorando,



Las Palmas de Gran Canaria a 17 de Abril de 2002

RESUMEN

En esta tesis se presenta un estudio sobre el diseño, optimización y modelado de inductores integrados en tecnologías de silicio.

En el capítulo 1 se exponen los principios de funcionamiento de los inductores integrados, detallando los fenómenos físicos que se manifiestan en este tipo de estructuras. Además se introduce el estado del arte, destacando librerías y herramientas de diseño que incluyan estos componentes.

En el capítulo 2 se aborda la revisión del modelo clásico comúnmente utilizado en la caracterización de los inductores integrados. Se revisa el procedimiento empleado en la realización de las medidas experimentales y la metodología a seguir para eliminar los efectos parásitos que sobre las mismas tiene la estructura que rodea al dispositivo. Así mismo, se explica el proceso de caracterización comúnmente utilizado para extraer los parámetros que componen el circuito equivalente en parámetros concentrados del inductor integrado.

En el capítulo 3 se presenta una serie de experimentos encaminados a evaluar aquellos fenómenos asociados a los inductores integrados que aún no han sido considerados de forma adecuada. En este capítulo se aborda también el desarrollo de una librería de bobinas de valores comprendidos entre 0.5nH y 5nH para las frecuencias 0.85GHz, 1.5GHz, 1.8GHz, 2.4GHz y 5.6GHz. La tecnología utilizada es la BiCMOS de SiGe de la empresa AMS.

El capítulo 4 presenta los resultados obtenidos tras la fabricación y medida de las estructuras descritas en el capítulo anterior, así como su interpretación.

RESUMEN

En el capítulo 5 se propone una modificación al modelo de circuito convencional que representa el funcionamiento de los inductores integrados para un rango de frecuencias superior. Así mismo, se ofrecen expresiones cerradas para el cálculo de los componentes del modelo modificado.

En el capítulo 6 se aborda la concepción y desarrollo de un modelo paramétrico consistente en un conjunto de ecuaciones que caracterizan los elementos del circuito equivalente presentado en el capítulo 5 cuyos valores de componentes se extraen directamente de los parámetros del layout y de la tecnología.

El capítulo 7 describe una serie de herramientas de diseño que hacen uso de los modelos definidos en los capítulos anteriores y que facilitan la elección y el diseño de los inductores espirales integrados.

En el capítulo 8, y como complemento al núcleo del trabajo de investigación descrito en la memoria, se aborda el diseño de uno de los circuitos más importantes en cualquier receptor de RF: el LNA o amplificador de bajo ruido. Concretamente este diseño será usado como primera etapa en un receptor de GPS y por tanto sus características dependen del sistema en el que va a ser insertado. El objeto fundamental de este capítulo es mostrar como la disponibilidad de una buena librería de inductores es crucial para la consecución de un buen diseño.

Finalmente en el capítulo 9 se resumen las principales conclusiones y líneas de investigación abiertas a raíz de este trabajo.

AGRADECIMIENTOS

Durante los últimos años he tenido la inmensa suerte de trabajar con mucha gente, lo cual me ha brindado la oportunidad de aprender un sinfín de cosas. Y no me refiero sólo a las cuestiones meramente técnicas sino, además, a aquellas relacionadas con la parte más humana de la vida. En este momento me siento profundamente agradecido a todos ellos y quisiera demostrarlo en las siguientes líneas.

Mis primeros agradecimientos, como no podía ser menos, son para mis directores, los doctores Antonio Hernández Ballester y José Ramón Sendra Sendra. A ambos les debo el presentar este trabajo. Su ayuda no sólo se limita al apoyo puramente técnico; en muchos casos, han hecho esfuerzos que se salen de las tareas propias de un director de tesis (pasar horas delante de un ordenador, hacer largos viajes para tratar temas no siempre técnicos, etc.). Además, han tenido la paciencia de aguantarme, lo cual, reconozco, es mucho más complicado.

Este trabajo no podría haber sido posible sin la inestimable colaboración del grupo de diseño del CEIT. Quiero expresar un agradecimiento especial a Andrés García-Alonso, Jaime Aguilera, Roc Berenguer, Juan Meléndez,... por su ayuda y acogida durante mi estancia en San Sebastián. En los últimos años hemos conseguido grandes cosas juntos y espero que este clima de colaboración continúe por mucho tiempo.

Quisiera dar las gracias a Sunil por su ayuda con las simulaciones de ASITIC y las largas discusiones sobre el tema de APLAC en los comienzos de este trabajo. Así mismo, me gustaría nombrar a Hilario y al resto del personal de INCIDE que siempre han estado dispuestos a resolverme las dudas "metafísicas" que de vez en cuando me surgían.

AGRADECIMIENTOS

También quiero agradecer al resto de compañeros de división del IUMA, así como a todos los miembros del instituto, que de una forma u otra han aportado su granito de arena. En especial me gustaría destacar a Antonio Núñez por su participación activa en establecer los contactos con el grupo de San Sebastián, y por su estimulación constante durante los años que llevo trabajando en el instituto.

Hay un grupo muy grande de gente que me ha acompañado durante todos estos años de preparación. Me refiero a mis compañeros de carrera y amigos personales, sin los cuales, estoy seguro que la alegría que siento en este momento no sería la misma.

Quiero expresar mi gratitud más sincera a mis padres por su apoyo incondicional; a mis hermanas y cuñados; a mi abuela y todos mis tíos; y a mi sobrina Miriam por la alegría que su mera presencia trae a mi familia.

Y a Eli, que ha estado junto a mi durante todo este tiempo.

Gracias también a Lucía por los billetes de avión y al resto de la familia.

Sé que queda mucha gente en el tintero y que puede sonar a ingrato el no incluir sus nombres en esta relación. A ellos les doy mi agradecimiento más sincero y ruego que sepan comprender que es imposible incluirlos a todos.

Ahora sólo espero que el trabajo que presento sea de interés y de utilidad para todos aquellos que lean estas páginas.

GLOSARIO

AC:	<i>Alternating Current</i>
ADC:	<i>Analog-to-Digital Converter</i>
AMS:	<i>Austria Mikro Systeme International</i>
ASITIG:	<i>Analysis and Simulation of Spinal Inductors and Transformers for ICs</i>
BiCMOS:	<i>Bipolar Complementary Metal Oxide Semiconductor</i>
BJT:	<i>Bipolar Junction Transistor</i>
CAD:	<i>Computer Aided Design</i>
CDF:	<i>Component Description Format</i>
CDMA:	<i>Code Division Multiple Access</i>
CICyT:	<i>Comisión Interministerial de Ciencia y Tecnología</i>
CMOS:	<i>Complementary Metal Oxide Semiconductor</i>
CPU:	<i>Central Processing Unit</i>
CVD:	<i>Chemical Vapor Deposition</i>
DC:	<i>Direct Current</i>
DR:	<i>Dynamic Range</i>

GLOSARIO

DUT:	<i>Device Under Test</i>
GMD:	<i>Geometric Medium Distance</i>
GPS:	<i>Global Positioning System</i>
GSG:	<i>Ground Signal Ground</i>
GSM:	<i>Global System for Mobile communications</i>
HBT:	<i>Heterojunction Bipolar Transistor</i>
IM:	<i>Inter-Modulation</i>
IM3:	<i>Third-order Inter-Modulation</i>
IP3 :	<i>Third Intercept Point</i>
ISS:	<i>Impedance Standard Substrate</i>
IUMA:	<i>Instituto Universitario de Microelectrónica Aplicada de Las Palmas de Gran Canaria</i>
LNA:	<i>Low Noise Amplifier</i>
LOCOS:	<i>LOCAl Oxidation of Silicon</i>
MCM:	<i>Multi Chip Module</i>
MMIC:	<i>Monolithic Microwave Integrated Circuit</i>
NF:	<i>Noise Figure</i>
PCB:	<i>Printed Circuit Board</i>
Peak_SFDR:	<i>Peak Spurious Free Dynamic Range</i>
RF:	<i>Radio Frecuencia</i>
SFDR:	<i>Spurious Free Dynamic Range</i>
SISP:	<i>Spiral Inductor Simulation Program</i>

GLOSARIO

SNR:	<i>Signal Noise Ratio</i>
SoI:	<i>Silicon on Insulator</i>
SOLT:	<i>Short Open Load Thru</i>
TECNUN:	<i>campus TECNológico de la Universidad de Navarra</i>
UMTS:	<i>Universal Telecommunication System</i>
UTC:	<i>Universal Time Coordinated</i>
VCO:	<i>Voltage Controlled Oscillator</i>
VSWR:	<i>Voltage Standing Wave Ratio</i>

ÍNDICE

CAPÍTULO 1	7
1.1 Introducción	7
1.2 Fenómenos físicos	11
1.3 Herramientas de diseño.....	16
1.4 Marco de la investigación	17
1.5 Organización de la memoria.....	18
CAPÍTULO 2	21
2.1 Introducción	21
2.2 Modelo Clásico	21
2.3 Procedimiento de medida	23
2.3.1 Configuraciones de medida.....	23
2.4 Técnicas de desacoplo de medidas (<i>de-embedding</i>)	25
2.4.1 Elementos parásitos de la estructura de medida	26
2.4.2 Procedimiento matemático y estructuras de prueba necesarias para la identificación de los parásitos del anillo de guarda.....	26
2.5 Validez de las medidas.....	29
2.5.1 Compensación de errores sistemáticos	30
2.5.2 Errores aleatorios.....	31
2.5.3 Errores de tendencia	31
2.5.4 Peculiaridades del DUT: influencia en la medida	32
2.6 Proceso de caracterización de los Inductores.....	33
CAPÍTULO 3	37
3.1 Introducción	37
3.2 Estudios previos	38
3.2.1 Variaciones de la anchura y separación de las pistas con $w+s=20\mu\text{m}$	39
3.2.2 Variaciones del número de vueltas	40
3.2.3 Variaciones de la anchura de las pistas	41

3.2.4	Variaciones del espaciado entre las pistas	42
3.2.5	Variaciones del radio.....	44
3.2.6	Conclusiones del estudio previo	45
3.3	Librería de inductancias	46
3.4	Otras pruebas	53
3.4.1	Bobinas con distinto número de lados	53
3.4.2	Estudio de la distribución de las vías	55
3.4.3	Estructuras para el aumento de la inductancia.....	59
3.4.4	Efecto de las corrientes de torbellino	62
3.5	Anillos de guarda	66
3.6	Layout final.....	68
CAPÍTULO 4	69
4.1	Introducción	69
4.2	Detalles sobre el proceso de caracterización	69
4.3	Librería de Inductores integrados.....	72
4.4	Otras pruebas	80
4.4.1	Bobinas con distinto número de lados	80
4.4.2	Estudio de la distribución de las vías	81
4.4.3	Estructuras para el aumento de la inductancia	84
4.4.4	Efecto de las corrientes de torbellino	87
4.5	Conclusiones	92
CAPÍTULO 5	93
5.1	Introducción	93
5.2	Modelo Modificado.....	94
5.2.1	Pérdidas en un condensador plano real.....	95
5.3	Validación del modelo	99
5.4	Interpretación física de C_p y R_p	104
5.5	Nueva metodología de caracterización	107
5.6	Conclusiones	111

CAPÍTULO 6	113
6.1 Introducción	113
6.2 Modelo paramétrico basado en el modelo modificado	114
6.2.1 Modelo paramétrico de la inductancia.....	114
6.2.2 Modelo paramétrico de la resistencia serie.....	121
6.2.3 Modelo paramétrico de la capacidad paralela.....	129
6.2.4 Modelo paramétrico de la resistencia paralela.....	131
6.2.5 Modelo paramétrico de la capacidad entre la espiral y el sustrato.....	132
6.2.6 Modelo paramétrico de la resistencia y capacidad del sustrato.....	133
6.3 Factores de degradación	140
6.4 Resultados	146
6.5 Algoritmo de optimización para diseñar inductancias con Q alta	148
6.6 Conclusiones	151
CAPÍTULO 7	153
7.1 Introducción	153
7.2 Mejoras al modelo modificado	154
7.2.1 Modelo modificado con más componentes.....	156
7.2.2 Modelo modificado con componentes variables con la frecuencia.....	160
7.3 Herramienta de selección	162
7.4 Herramienta de generación automática de inductores basada en el modelo paramétrico	163
7.5 Generador automático de layouts	164
7.6 Conclusiones	170
CAPÍTULO 8	173
8.1 Introducción	173
8.2 Características de los LNAs	175
8.2.1 Ganancia (G).....	175
8.2.2 Figura de ruido (NF).....	176
8.2.3 Punto de intercepción de tercer orden ($IP3$).....	177

8.2.4	Coefficiente de onda estacionario (V_{SWR})	179
8.3	Receptores de GPS	179
8.3.1	Sistema de posicionamiento global.....	180
8.3.2	Arquitecturas de los receptores de GPS.....	182
8.3.3	Especificaciones para el diseño del cabezal	187
8.4	HBTs de SiGe	195
8.4.1	Estructura y principio de funcionamiento de los HBTs de SiGe	195
8.4.2	Características de los HBTs utilizados.....	199
8.5	Arquitectura del LNA	200
8.5.1	Diseño.....	201
8.5.2	Diseño 1	204
8.5.3	Diseño 2	209
8.6	Conclusiones	213
CAPÍTULO 9	215
9.1	Líneas abiertas	220
APÉNDICE A	221
A.1	Layout final	221
APÉNDICE B	225
B.1	Características geométricas de los inductores	225
B.2	B_1	226
B.2.1	Modelo modificado	226
B.2.2	Modelo en banda ancha variable con la frecuencia	227
B.2.3	Modelo paramétrico	228
B.3	Bo_2	229
B.3.1	Modelo modificado	229
B.3.2	Modelo en banda ancha variable con la frecuencia	230
B.3.3	Modelo paramétrico	231
B.4	Bob_3	232
B.4.1	Modelo modificado	232
B.4.2	Modelo en banda ancha variable con la frecuencia	233

B.4.3 Modelo paramétrico	234
B.5 Bobi_1.....	235
B.5.1 Modelo modificado	235
B.5.2 Modelo en banda ancha variable con la frecuencia	236
B.5.3 Modelo paramétrico	237
APÉNDICE C	239
C.1 Expresión en una dimensión	239
C.2 Expresión en dos dimensiones	241
APÉNDICE D	242
D.1 Muestras de inductores con metales en paralelo	242
D.2 Muestras de inductores conectados en serie	251
BIBLIOGRAFÍA.....	257

CAPÍTULO 1

INDUCTORES INTEGRADOS PLANOS

1.1 Introducción

Al amparo de la revolución de las tecnologías de la información y las comunicaciones, la demanda de equipos y sistemas de comunicación inalámbricas ha experimentado un notable crecimiento que se constata observando las cifras de ventas de teléfonos celulares, las de equipos para la recepción de sistemas digitales de televisión vía satélite o las de sistemas de posicionamiento global, entre otras.

En estos sistemas las señales se transmiten a frecuencias de unos pocos GHz (usualmente entre 1 GHz y 3 GHz). Además, en estas bandas se están desarrollando sistemas y servicios cuyo impacto va a ser significativo (Bluetooth, 2.4 GHz; UMTS, 1.9 GHz, 2.1 GHz, 2.5 GHz; etc.).

Hasta ahora la demanda de estos equipos se ha satisfecho mediante sistemas MCMs, o fundamentalmente, con circuitos, tanto integrados como discretos montados sobre PCBs, basados ambos en tecnologías III-V maduras. Pero éstas son de alto coste y de volumen de producción limitado pues son pocas las fundidoras que ofrecen esta tecnología. Sin embargo, el mercado exige componentes de radiofrecuencia (RF) pequeños, baratos, de bajo consumo y producción masiva. De modo que los grupos de investigación y, en especial, las empresas de diseño y fabricación de sistemas para RF dirigen hoy sus miradas a las tecnologías de circuitos integrados estándar de silicio: CMOS y BiCMOS. Gracias a la reducción de las dimensiones, los dispositivos activos en estas tecnologías alcanzan las frecuencias requeridas [1]; pero no se dispone de inductores de calidad.

Esta carencia es muy restrictiva, pues si bien, por ejemplo, a frecuencias más bajas no es necesaria la utilización de circuitos de adaptación de impedancia compleja, a estas

frecuencias las redes sí deben adaptarse. Estos componentes pasivos se necesitan también para muchas otras funciones, como la polarización de transistores en LNAs o la implementación de tanques LC (circuitos resonadores sintonizados) en osciladores.

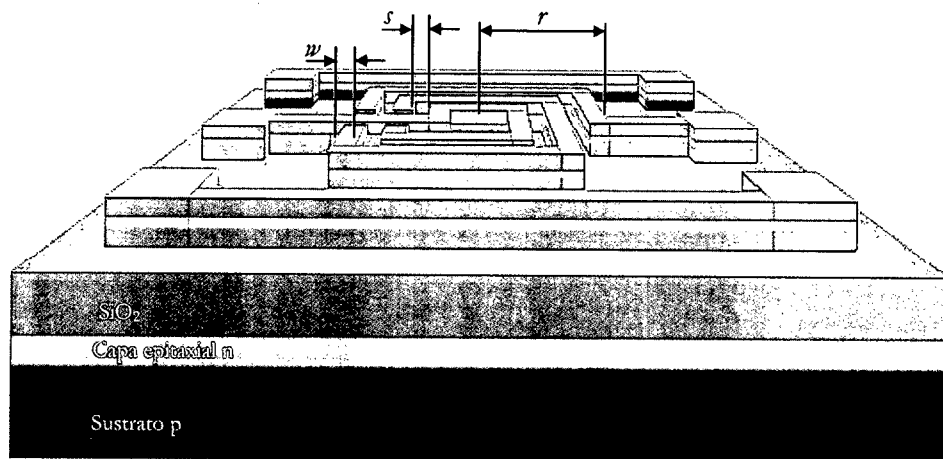


Figura 1.1 *Layout* de una bobina espiral cuadrada simple.

La manera más habitual de diseñar un inductor integrado es generar una espiral con pistas de metal sobre un sustrato determinado. Debido a que uno de los extremos de la espiral queda en el interior de la misma, será necesario disponer de, al menos, dos niveles de metal para poder tener acceso a dicho terminal. Al trozo de pista que pasa por debajo de la espiral principal para acceder al terminal interior se la suele denominar *underpass* o *cross-under*. En la Figura 1.1 se muestra el *layout* de una bobina espiral cuadrada simple en donde se puede apreciar la disposición del *underpass* así como los parámetros más importantes de su geometría (radio r , anchura w , separación de las pistas s y número de vueltas n).

Los inductores integrados se modelan mediante una red de parámetros concentrados RLC para la que se han propuesto varias topologías ligeramente distintas. El cálculo de la mayor parte de los valores de los elementos del circuito equivalente se puede realizar utilizando expresiones analíticas disponibles en la literatura [2],[3] que en algunos casos introducen errores considerables.

El inductor se caracteriza por el factor de calidad, Q , definido mediante la siguiente relación

$$Q = -\frac{\text{Im}(Y_{11})}{\text{Re}(Y_{11})} \quad (1.1)$$

y cuyo valor suele estar en el intervalo de 5 a 20 para subsistemas de banda ancha, siendo algo mayor para redes de banda estrecha (filtros).

En la práctica, el factor de calidad de los inductores integrados sobre Si no satisface las especificaciones indicadas debido a pérdidas que se incorporan en la ecuación mediante dependencias adicionales con la frecuencia [4]. La respuesta de los inductores integrados ha sido y sigue siendo objeto de investigación [5],[6],[7],[8],[9],[10],[11],[12],[13] de modo que los fenómenos físicos causantes de la degradación de la misma han sido ya identificados. Los más relevantes se asocian a pérdidas en el sustrato poco resistivo, pérdidas en los metales por su alta resistividad junto a las causadas por el efecto pelicular (*skin effect*) y por las corrientes de torbellino (*eddy currents*) inducidas en ambos medios [6],[7]. Estas dos últimas fuentes de pérdida, el efecto pelicular y las pérdidas por corrientes de torbellino, no son fáciles de modelar. Una metodología para incorporarlas al modelo eléctrico del inductor integrado es mediante aproximaciones basadas en simulación electromagnética [10], si bien es deseable disponer de expresiones analíticas fiables. Algunos grupos las han ofrecido recientemente pero hemos constatado que introducen errores [3].

Los valores indicados para el factor de calidad se obtienen, con cierta facilidad, en inductores integrados con tecnologías III-V debido a que los sustratos presentan una resistividad alta (GaAs), o utilizando montajes sobre PCBs de sustrato resistivo (cerámico) y Au como metal para las espiras [14]. Sin embargo, sobre tecnologías basadas en Si no se satisfacen estas especificaciones salvo modificando los procesos de fabricación [8],[15],[16],[17],[18] o incorporando los inductores en los *bondwires* [10] o con otras tecnologías encapsulando el conjunto como MCM [19]. Pero alterar el proceso de fabricación no es factible para el diseñador y los fabricantes no garantizan la reproductibilidad de los inductores en las soldaduras. De modo que se suele recurrir a utilizar inductores discretos fuera del chip.

En las tecnologías de Si estándar, las metalizaciones suelen ser de aleaciones de Al/Cu cuya resistividad es, aproximadamente, el doble que la del Au. Utilizando otros metales ocurre algo similar, de modo que las pérdidas en los metales son mayores. Las asociadas al sustrato también lo son porque el Si es menos resistivo que el GaAs debido a su menor *gap* de energías [20]. Por ejemplo, en procesos VLSI estándares la resistividad del Si a 1 GHz es de sólo 1-100 Ω cm.

Desde 1990, año en que se propuso el primer inductor integrado sobre Si en tecnología BiCMOS con Q bajo (inferior a 5) [21], numerosos grupos han tratado este tema. En la primera mitad de la década de los 90 se proponía, sobre todo, las citadas modificaciones del proceso tecnológico para incrementar la calidad del inductor integrado. Dichas modificaciones han consistido en

1. la utilización de sustratos de Si altamente resistivos [15],
2. el aumento del grosor de las capas de óxido entre las metalizaciones [16],
3. el aumento del grosor de las metalizaciones [15], y
4. la eliminación selectiva del Si bajo el inductor integrado [17],[18].

En la segunda mitad, los esfuerzos se centran en la mejora de Q mediante técnicas topológico-geométricas consistentes en la selección de las configuraciones y geometrías que minimizan las pérdidas.

Algunos resultados de éste período se pueden resumir como sigue:

1. las pérdidas en los metales disminuyen si los inductores se fabrican en distintos niveles de metal conectados mediante vías distribuidas [14],[22] aumentando así la sección efectiva del metal,
2. las pérdidas en el sustrato se atenúan alejando el inductor de aquél, utilizando para ello el nivel más alto de metal o, si es posible, los niveles más altos con vías distribuidas [22],
3. la forma óptima del inductor debe ser circular, es decir se debe diseñar el inductor integrado mediante una línea espiral quebrada con un número elevado de segmentos por vuelta [23] a costa de cierto aumento tanto del área ocupada como de la dificultad en la generación de las máscaras del proceso. Con ello el factor de calidad se incrementa en un 10% respecto al inductor cuadrado.

Hay autores que tratan de mejorar el factor de calidad optimizando las dimensiones del inductor [8],[24]: ancho de las pistas, número de vueltas, espaciado o tamaño del agujero central. La selección se basa en la experiencia previa y en resultados de simulación de la estructura utilizando simuladores electromagnéticos comerciales que, si convergen, necesitan mucho tiempo de CPU y consumen mucha memoria. La dificultad de esta línea estriba en el modelado de las pérdidas por efecto pelicular y las asociadas a las corrientes de torbellino.

1.2 Fenómenos físicos

Cuando se aplica tensión en los extremos de una espira aparecen los campos eléctricos y magnéticos de la Figura 1.2.

- El campo magnético $B(t)$, está originado por la corriente alterna que circula por las espiras. Es el responsable del comportamiento inductivo del dispositivo, así como de las corrientes inducidas en el sustrato y las pistas de la espira. Como $B(t)$ atraviesa el sustrato y las pistas de la espira, se inducen corrientes de torbellino en ambas.
- $E_1(t)$ es el campo eléctrico 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.
- $E_2(t)$ es el campo eléctrico entre las pistas de la espira y está causado por la diferencia de tensión entre los conductores. Ocasiona el acoplamiento capacitivo entre ellos actuando el óxido como dieléctrico. Algunos autores consideran que esta capacidad lateral entre las vueltas es despreciable, debido a que es la conexión en serie de esas capacidades la que finalmente aparece entre los terminales de la bobina [2]. Sin embargo, en este trabajo veremos que esto no es siempre cierto.
- $E_3(t)$ es el campo eléctrico entre la espiral y el sustrato, el cual está causado por la diferencia de tensión existente entre ambos. Genera el acoplamiento capacitivo entre la espira y el sustrato además de pérdidas óhmicas en este último.
- $E_4(t)$ es el campo eléctrico entre la espira y el *crossunder*. Genera una capacidad parásita asociada en paralelo a la bobina.

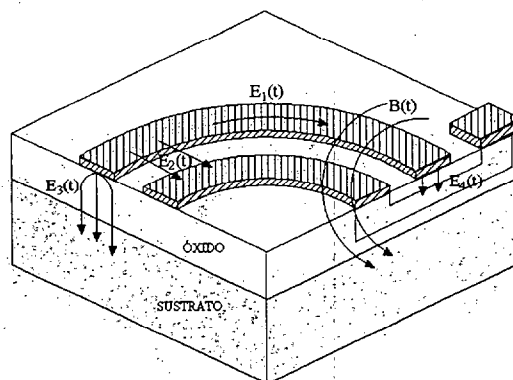


Figura 1.2 Campos eléctricos y magnéticos en un inductor integrado.

Se ha indicado ya que el factor de calidad de una bobina viene limitado por la resistencia de las pistas de metal. Para frecuencias bajas, la resistencia serie de un conductor metálico se puede calcular fácilmente como el producto de la resistencia por cuadro por el número de cuadros de la pista. Sin embargo, a medida que aumenta la frecuencia, el efecto pelicular y las corrientes de torbellino inducidas pueden causar grandes diferencias con respecto a este tipo de cálculos.

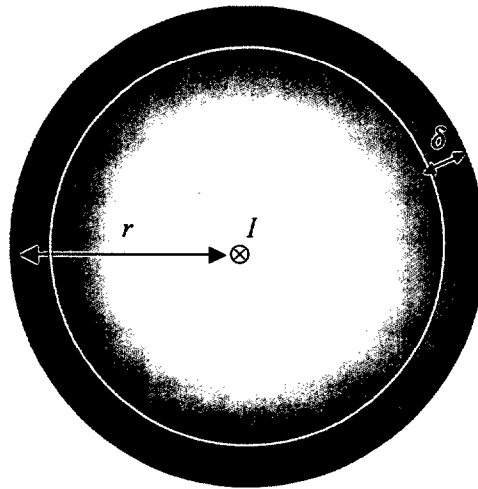


Figura 1.3 Efecto pelicular en conductor con sección circular.

El más conocido de estos efectos es el efecto pelicular. Este efecto se ha calculado de forma analítica para un conductor con sección circular. A medida que aumenta la frecuencia, la corriente tiende a circular cerca de los bordes del conductor en vez de utilizar todo el área del conductor con lo que la resistencia aumenta. Esto se muestra esquemáticamente en la Figura 1.3. La profundidad pelicular δ se define como el espesor equivalente de un conductor hueco que tiene la misma resistencia a una frecuencia determinada

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\mu \cdot \sigma \cdot \omega}} \quad (1.2)$$

En (1.2) μ es la permeabilidad magnética del material, σ es la conductividad y ω es la frecuencia angular o pulsación. Tras una concienzuda búsqueda bibliográfica se ha constatado que en los inductores planos este efecto no ha sido evaluado todavía de forma analítica. En este trabajo, partiendo de las ecuaciones de Maxwell, se ha obtenido

una expresión semi-analítica con que dar cuenta de las pérdidas por efecto pelicular en los inductores integrados.

El segundo de los efectos que actúan sobre la resistencia de las pistas de metal es la aparición de corrientes de torbellino. Como se puede observar en la Figura 1.4.a, cuando el inductor está relleno de espiras hasta el centro del mismo, una parte del campo magnético $B(t)$ atraviesa las pistas interiores de la espiral. Debido a la naturaleza variante con el tiempo de la corriente que circula por la espiral (I), el campo magnético generado también varía con el tiempo. Como consecuencia, en las vueltas interiores se origina un campo eléctrico (inducido por el campo magnético) que genera pequeños bucles de corriente, llamados corrientes de torbellino, tal y como se muestra en las Figuras 1.4.b y 1.4.c. Obsérvese como la dirección de estos bucles de corriente es tal que se oponen al cambio original del campo magnético que los generó. Además, la magnitud del campo eléctrico inducido es proporcional a la derivada del campo magnético con respecto al tiempo, por lo que este efecto será más intenso a frecuencias altas.

Las corrientes de torbellino causan que el flujo de corriente en las vueltas interiores adopte una distribución no uniforme. Así, en el lado interior de las vueltas centrales, la corriente principal y las de torbellino fluyen en el mismo sentido, con lo que la densidad de corriente es mayor. Por el contrario, en el lado exterior, ambas corrientes van en sentido contrario y por ello la densidad de corriente resultante es menor. Como resultado de este proceso, la corriente en las vueltas centrales se concentra en el lado interior del conductor produciendo un aumento de la resistencia serie asociada a dichas vueltas.

Si pudiésemos medir la resistencia asociada a cada vuelta de metal, es de esperar que las vueltas exteriores presenten una resistencia mayor, ya que son las que más longitud tienen, y que las vueltas interiores tengan asociada una resistencia serie cada vez menor. Sin embargo, debido al aumento de la resistencia causado por las corrientes de torbellino a frecuencias altas, una gran contribución a la resistencia serie de la bobina viene dada por las pistas interiores. Este efecto es difícil de evaluar analíticamente y por tanto no hay una expresión simple que lo modele. En [10] se presentan los resultados de simulaciones que incluyen los efectos mencionados.

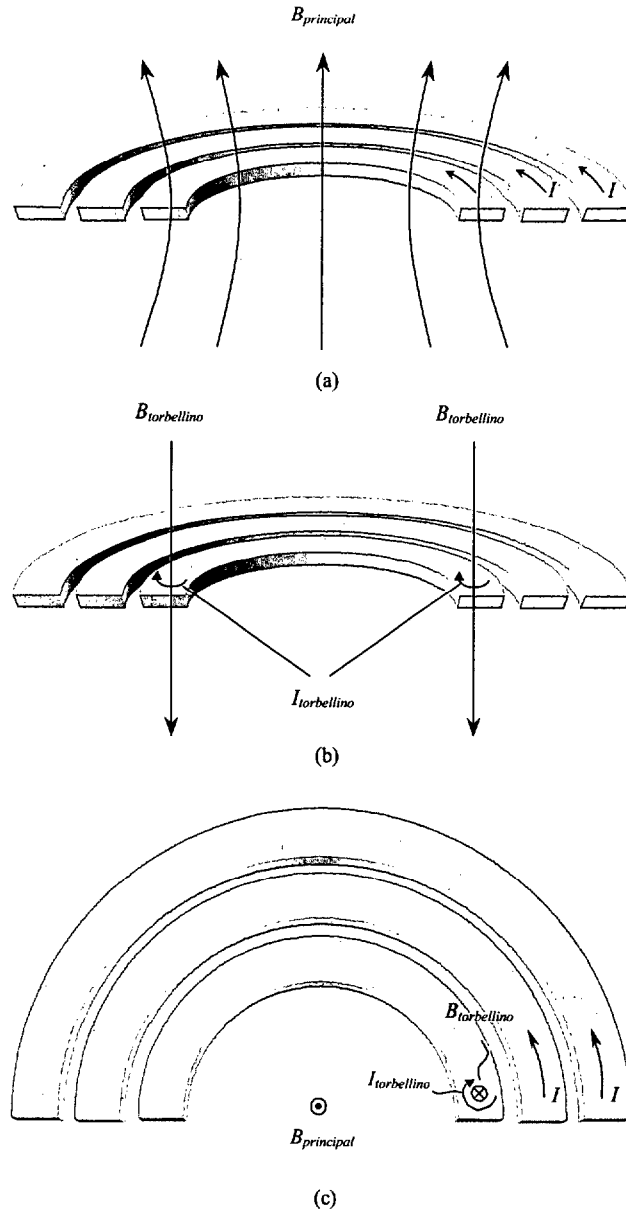


Figura 1.4 Generación de corrientes de torbellino en las pistas interiores de un inductor plano. (a) Imagen transversal en la que se muestra el campo magnético principal. (b) Imagen transversal en la que se muestra el campo magnético inducido. (c) Vista superior: campo fluyendo hacia fuera de la página (punto); campo fluyendo hacia dentro de la página (aspa).

La generación de las corrientes de torbellino y sus consecuencias es una circunstancia conocida desde hace mucho tiempo y por ello algunos autores han propuesto diferentes soluciones para paliar sus efectos. Por ejemplo, una opción es el realizar las vueltas interiores mediante la disposición de tiras longitudinales [10]. De esta forma el flujo de corriente circular se quedaría cortado con lo que se reduciría la generación de corrientes de torbellino. Otra opción es el realizar las vueltas interiores mediante pistas más estrechas que las exteriores [8]. Sin embargo, los efectos de estas medidas son cuestionables, ya que el resultado inmediato sería un aumento de la resistencia en DC de las pistas interiores. Así las cosas, algunos autores han propuesto eliminar por completo las vueltas interiores [10]. La justificación de esta medida se basa en el hecho de que las vueltas interiores contribuyen muy poco a la inductancia del inductor (el área encerrada por las mismas es pequeña) y, debido a la generación de corrientes de torbellino a frecuencias altas, estas vueltas causan un considerable deterioro del factor de calidad.

En este trabajo mostraremos como esta regla de diseño, por otro lado muy aceptada entre los diseñadores, carece de sentido cuando estamos trabajando sobre sustratos de silicio que no van a sufrir ningún tipo de procesado posterior. La razón es que el uso de esta regla implica la necesidad de hacer inductores muy grandes, es decir, que ocupan mucha área, con lo que el aumento de los efectos parásitos asociados al sustrato será mucho mayor que la posible mejora de las prestaciones de la bobina debida a la supresión de las corrientes de torbellino.

Por otro lado, uno de los efectos parásitos más reconocidos en un inductor plano es la capacidad al sustrato. Junto con la inductancia de la bobina, esta capacidad genera una frecuencia de resonancia LC por encima de la cual la espiral deja de funcionar como un inductor para pasar a hacerlo como un condensador. Este efecto pone un límite al valor de inductancia máximo alcanzable para una frecuencia determinada. Esto se debe a que valores grandes de inductancia requieren grandes cantidades de área con lo que la capacidad parásita será también grande y por tanto la frecuencia de resonancia será más baja.

Otro de los efectos parásitos relacionados con el sustrato es el relativo a las pérdidas resistivas en el mismo. De hecho, estas pérdidas son muy importantes en la mayoría de las tecnologías basadas en Si ya que los sustratos que se utilizan suelen ser poco resistivos. Esto trae como consecuencia que las corrientes inducidas por el campo magnético de la bobina puedan circular libremente por el sustrato, lo cual hace que aparezcan pérdidas resistivas adicionales y que la inductancia disminuya.

En la Figura 1.5 se ilustra esta idea. En ella se muestra un corte transversal de un inductor plano incluyendo el sustrato. En un instante determinado, la corriente en el inductor fluye hacia dentro de la página por la derecha (aspa) y hacia fuera de la página por la izquierda (punto). De la misma forma que ocurría con las corrientes de torbellino en los conductores interiores, aquí se genera una corriente espiral inducida debajo de la espiral metálica debido al campo magnético generado por esta última. Esto hace que aparezca una corriente fluyendo por el sustrato cuya dirección es tal que se opone a los cambios originales en el campo magnético. De esta forma, la corriente inducida fluye en la dirección opuesta a la corriente en el inductor tal y como se muestra en la figura. En un sustrato con una resistividad alta, el campo eléctrico inducido causa una pequeña corriente fluyendo por el sustrato. En estos casos el efecto de las corrientes del sustrato se puede despreciar con lo que el factor de calidad del inductor queda completamente determinado por las pérdidas en los conductores. Sin embargo, para sustratos poco resistivos como los usados en las tecnologías basadas en Si esto no es así.

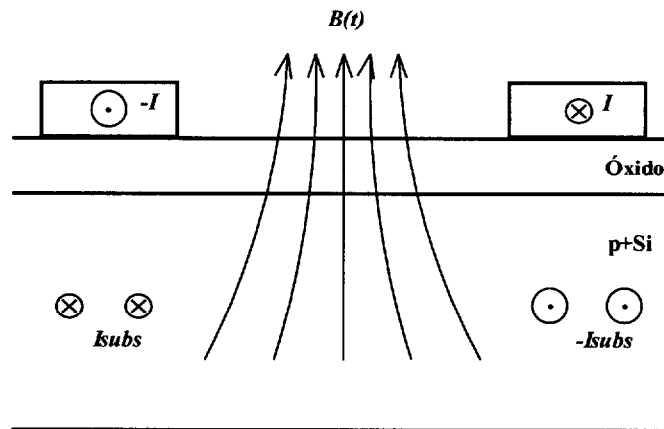


Figura 1.5 Generación de corrientes en el sustrato en inductores planos[10].

1.3 Herramientas de diseño

La gran variedad de fenómenos asociados a los inductores integrados ha hecho que algunos investigadores hayan abordado la tarea de desarrollar herramientas y estrategias que faciliten el diseño de los mismos. El objetivo de estas investigaciones consiste en generar el circuito equivalente del inductor basándose en las características geométricas del mismo y en las especificaciones de la tecnología a utilizar. De esta manera se puede predecir el funcionamiento del dispositivo, con lo que el diseñador puede optimizar el diseño de forma

previa a la fabricación, reduciéndose así el coste relacionado con el desarrollo de prototipos.

Las investigaciones encaminadas a estimar el funcionamiento de un inductor espiral integrado han seguido tradicionalmente dos caminos bien distintos.

Por un lado, nos encontramos con las basadas en simuladores electromagnéticos comerciales [10] que, si bien producen resultados bastante precisos, presentan el inconveniente de que el coste computacional es muy alto. Precisamente es este factor el que hace que este tipo de herramientas no sean aptas para la optimización de circuitos.

Por otro lado, un grupo diferente de investigadores ha encaminado sus esfuerzos en el desarrollo de herramientas que generen el circuito equivalente del inductor. Este tipo de herramientas se basan en elaborar el circuito equivalente de cada segmento que compone la espiral e interconectarlos unos con otros. Al mismo tiempo, se debe tener en cuenta los acoplamientos tanto capacitivos como inductivos que se producen entre cada uno de ellos. Los ejemplos más conocidos de este tipo de programas son ASITIC [6] y, en menor medida, SISP [3]. La principal limitación que presentan estos programas es que no incorporan o lo hacen de forma incorrecta algunos efectos relacionados con la distribución no uniforme de la corriente tales como el efecto pelicular o los efectos de proximidad. En el capítulo 3 se estudiará en más detalle el simulador ASITIC y se abundará en este aspecto.

Los programas mencionados incorporan además herramientas que ayudan en la tarea de generación del *layout* del inductor. Sin embargo, el interfaz con el usuario no es muy amigable y la compatibilidad con los programas de diseño típicos es bastante rudimentaria. Asimismo, la cantidad de posibilidades que ofrecen está bastante limitada.

Resta mencionar que CADENCE prevé lanzar una herramienta incorporada dentro de su paquete de diseño de circuitos integrados de RF que incluye una opción para el modelado y simulación de inductores espirales [25]. La metodología que emplea es similar a la de los dos programas anteriores [26] y por tanto comparte con ellos sus limitaciones en cuanto al modelado. No obstante, el interfaz con el usuario mejora en gran medida.

1.4 Marco de la investigación

La investigación que presentamos en esta memoria se encuadra dentro de una serie de proyectos de colaboración entre la empresa AMS (*Austria Mikro Systeme International*), y los centros de investigación TECNUN (campus Tecnológico de la Universidad de

Navarra) e IUMA (Instituto Universitario de Microelectrónica Aplicada de Las Palmas de Gran Canaria). Así mismo, los trabajos aquí presentados se incluyen dentro del proyecto de investigación titulado “Terminal CMOS para un Sistema de Posicionamiento Global” financiado por la Comisión Interministerial de Ciencia y Tecnología (CICYT) y “Diseño de Componentes Electrónicos para Comunicaciones Móviles” financiado por Unión Eléctrica de Canarias (UNELCO).

1.5 Organización de la memoria

Tras este primer capítulo, en el que hemos presentado los principios de funcionamiento de los inductores integrados, abordamos en el segundo la revisión del modelo clásico comúnmente utilizado en la caracterización de los inductores integrados. Revisaremos el procedimiento empleado en la realización de las medidas experimentales y la metodología a seguir para eliminar los efectos parásitos que sobre las mismas tiene la estructura que rodea al dispositivo (*de-embedding*). Así mismo, explicamos el proceso de caracterización comúnmente utilizado para extraer los parámetros que componen el circuito equivalente en parámetros concentrados del inductor integrado.

En el capítulo 3 nos centramos en la elaboración de una serie de experimentos encaminados a evaluar aquellos fenómenos asociados a los inductores integrados que aún no han sido considerados de forma adecuada. En este capítulo se aborda también el desarrollo de una librería de bobinas de valores comprendidos entre 0.5nH y 5nH para las frecuencias 0.85GHz, 1.5GHz, 1.8GHz, 2.4GHz y 5.6GHz. La tecnología utilizada es la BiCMOS de SiGe de la empresa AMS (*Austria Mikro Systeme International*) [1].

El capítulo 4 presenta los resultados obtenidos tras la fabricación y medida de las estructuras descritas en el capítulo anterior, así como su interpretación.

Fruto de los experimentos que se describen en el capítulo 3 se obtiene una gran cantidad de información. En total se fabricaron y midieron más de 100 inductores integrados con muy variadas características geométricas. Esta cantidad de información supera con mucho el número de estructuras medidas que se presentan en otros trabajos encontrados en la literatura que, en contados casos, supera la decena. Por ello, en los capítulos siguientes utilizamos esta información para investigar el modelado de los inductores integrados en busca de nuevos modelos que den cuenta del funcionamiento de los mismos de forma más fiable.

En el capítulo 5 proponemos una modificación al modelo de circuito convencional que representa el funcionamiento de los inductores integrados para un rango de frecuencias superior. Se ofrecen expresiones cerradas para el cálculo de los elementos nuevos del modelo basándonos en la interpretación física de los fenómenos que ocurren en los inductores espirales integrados.

En el capítulo 6 se aborda la concepción y desarrollo de un modelo paramétrico consistente en un conjunto de ecuaciones que caracterizan los elementos del circuito equivalente presentado en el capítulo 5 cuyos valores de componentes se extraen directamente de los parámetros del *layout* y de la tecnología.

El capítulo 7 describe una serie de herramientas de diseño que hacen uso de los modelos definidos en los capítulos anteriores y que facilitan la elección y el diseño de los inductores espirales integrados.

En el capítulo 8, y como complemento al núcleo del trabajo de investigación descrito en la memoria, abordamos el diseño de uno de los circuitos más importantes en cualquier receptor de RF: el LNA o amplificador de bajo ruido. Concretamente este diseño será usado como primera etapa en un receptor de GPS y por tanto sus características dependen del sistema en el que va a ser insertado. El objeto fundamental de este capítulo es mostrar como la disponibilidad de una buena librería de inductores es crucial para la consecución de un buen diseño.

Finalmente en el capítulo 9 se resumen las principales conclusiones y líneas de investigación abiertas a raíz de este trabajo.

CAPÍTULO 2

MODELADO DE INDUCTORES INTEGRADOS

2.1 Introducción

El proceso de caracterización de una bobina consiste en el cálculo de los valores de los componentes que forman su circuito equivalente en parámetros concentrados para que la respuesta del circuito se ajuste a las medidas. Por tanto, este proceso depende del circuito equivalente o modelo elegido. En este apartado comenzaremos pues, con la descripción del modelo clásico que es el que comúnmente se ha utilizado en la caracterización de inductores integrados. Seguidamente, presentamos la metodología empleada en la realización de las medidas. Asimismo, se explicará la metodología de desacoplo de medidas (*de-embedding*) aplicada en el presente trabajo para aislar el dispositivo bajo prueba de los efectos parásitos de la estructura de medida que lo rodea. Por último, presentamos el proceso de caracterización comúnmente utilizado para extraer los parámetros que componen el modelo equivalente del inductor.

2.2 Modelo Clásico

El modelo clásico se basa en la interpretación de los fenómenos físicos estudiados en el capítulo 1. La estructura de este modelo, considerando al inductor como un dispositivo de dos puertos, se muestra en la Figura 2.1.

En serie con la inductancia deseada, L_s , aparece una resistencia, R_s , que modela las pérdidas óhmicas generadas por $E_1(t)$ (ver Figura 1.2). El condensador C_p da cuenta del acoplamiento capacitivo generado por $E_2(t)$ y $E_4(t)$. El resto de los elementos que aparecen en el circuito describen los efectos del sustrato. En particular, los condensadores C_{OX1} y C_{OX2} modelan las capacidades del óxido existente entre la espiral

y el sustrato, mientras que C_{SUB1} y C_{SUB2} dan cuenta de la capacidad del sustrato. Por último R_{SUB1} y R_{SUB2} modelan las pérdidas óhmicas en el sustrato.

El circuito equivalente de la Figura 2.1 no es simétrico debido a que el layout de la propia inductancia integrada es sólo parcialmente simétrico. De hecho, la presencia del *underpass* cerca de uno de los puertos del dispositivo hace que el acoplamiento capacitivo con el sustrato sea diferente en ambos lados. Por tanto, el proceso de caracterización proporcionará valores de C_{OX1} , C_{SUB1} y R_{SUB1} ligeramente diferentes a los de C_{OX2} , C_{SUB2} y R_{SUB2} .

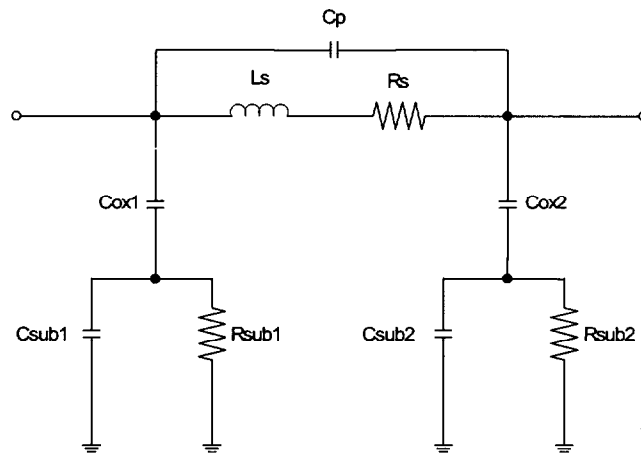


Figura 2.1 Modelo clásico de dos puertos para inductores espirales integrados.

La bondad de un circuito equivalente depende de la precisión que se obtenga en el modelado del dispositivo real. Los valores de los elementos que componen el circuito equivalente se extraen mediante procesos de ajuste que se basan en el análisis de las medidas experimentales. Cuanto más precisos sean estos ajustes, más correcto será el circuito equivalente. Los resultados que se encuentran en la literatura muestran que el modelo presentado se acomoda bastante bien a las medidas, especialmente a frecuencias bajas. Sin embargo, como veremos en el capítulo 5, cuando se trata de modelar el funcionamiento de la bobina a frecuencias elevadas el modelo clásico ya no es tan acertado. Por tanto, será necesario revisar los elementos del circuito equivalente haciendo hincapié en su respuesta a frecuencias altas si queremos que el modelo sea capaz de predecir el funcionamiento de la bobina para todo el ancho de banda de operación.

2.3 Procedimiento de medida

En este apartado se estudiará cómo se han llevado a cabo las medidas de los inductores integrados. Para este trabajo, se han usado los siguientes instrumentos:

- Analizador vectorial de redes: HP 8719 ES *Network analyser* (50 MHz-13.5 GHz)
- Sondas: GSG ACP-40W de Cascade Microtech
- Estación de puntas: Submit 9000

Tal y como ha sido mencionado en el capítulo anterior, los trabajos aquí realizados forman parte de un proyecto conjunto del IUMA (Instituto Universitario de Microelectrónica Aplicada de Las Palmas de Gran Canaria) y TECNUN (campus Tecnológico de la Universidad de Navarra). Es por ello que las medidas se han llevado a cabo en TECNUN y, por tanto, las tareas de sistematización de las mismas que aquí se presentan corresponden a dicho centro de investigación.

2.3.1 Configuraciones de medida

Un inductor es un dispositivo de dos terminales y por tanto existen dos posibles configuraciones para la medida: con un solo puerto y con dos puertos (ver Figura 2.2).

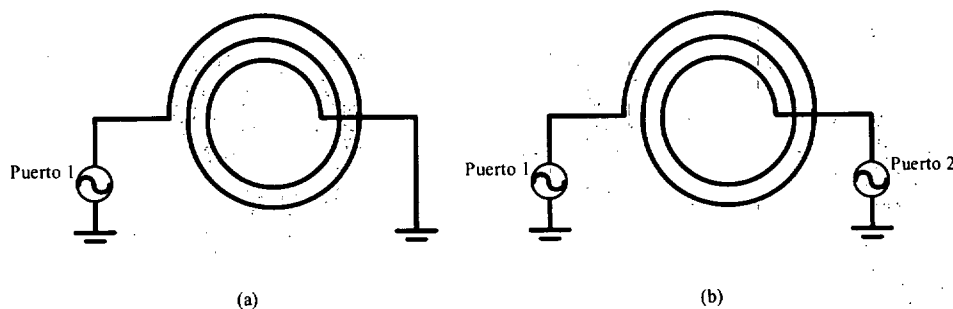


Figura 2.2 Configuraciones de uno (a) y dos puertos(b).

La configuración con la que se debe realizar la medición se selecciona dependiendo de cómo van a ser conectados los inductores en el circuito de aplicación final. De esta forma, cuando uno de los puertos del inductor va a estar conectado a una tierra AC o

DC en el circuito final, éste deberá ser medido en la configuración de un puerto. Si no se da esta condición, el inductor tiene que ser medido en la de dos puertos.

2.3.1.1 Configuración de dos puertos

Como se ha indicado anteriormente, mediremos un inductor de esta manera cuando ninguno de sus puertos va a ser conectado a una tierra AC o DC en el circuito de aplicación final. Esta configuración nos permite caracterizar el inductor con el circuito equivalente π de dos puertos (mostrado en la Figura 2.1).

Cuando una bobina se va a usar en cualquiera de ambas configuraciones, será necesario tener los dos tipos de modelos. Afortunadamente, el modelo de un puerto se puede extraer a partir de las medidas realizadas en la configuración de dos puertos. El procedimiento para llevar esto a cabo es el siguiente:

1. Medir el inductor en la configuración de dos puertos.
2. Transformar los parámetros S de dos puertos en los de un puerto mediante las siguientes expresiones [27]:

$$S_1 = S_{11} - \left(\frac{S_{21} \cdot S_{12}}{1 + S_{22}} \right) \quad (2.1)$$

$$S_2 = S_{22} - \left(\frac{S_{21} \cdot S_{12}}{1 + S_{11}} \right) \quad (2.2)$$

3. Extraer los parámetros del modelo π de un puerto de la misma forma en que se extraen los de dos puertos (ver apartado 2.6).

Ésta es la manera más rápida y la más ampliamente usada. La ventaja principal de medir las bobinas con la configuración de dos puertos es que con dichas medidas se pueden extraer tanto los parámetros del modelo de un puerto como los de dos puertos.

2.3.1.2 Configuración de un puerto

Cuando se mide una bobina de esta manera se asume que va a ser usada en el circuito de aplicación final con uno de sus puertos conectado a tierra. Este procedimiento de medida es más rápido que el anterior, debido a que el proceso de calibración es más sencillo. Sin embargo, presenta el problema de que, a partir de las medidas extraídas con este procedimiento, no se pueden extraer los parámetros de dos

puertos. Esto se debe a que los parámetros de este modelo dependen tanto de la información contenida en S_{11} (o S_{22}) como en S_{12} (o S_{21}).

2.4 Técnicas de desacoplo de medidas (*de-embedding*)

Cuando se mide cualquier dispositivo sobre una oblea, además de los efectos debidos al funcionamiento del propio dispositivo bajo prueba (DUT: *Device Under Test*), aparecen también otros efectos relacionados con todo lo que lo rodea. El proceso de desacoplo de medidas (*de-embedding*) se utiliza para mover el plano de referencia desde el punto de la calibración (las puntas de la sonda) a los extremos del dispositivo que se quiere medir (ver Figura 2.3).

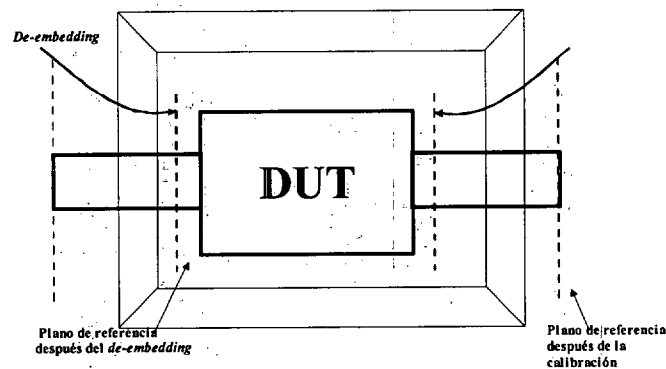


Figura 2.3 Representación del proceso de desacoplo de medidas

El método de desacoplo de medidas consiste en:

1. La identificación de los elementos parásitos que aparecen en la estructura medida del DUT. Generalmente a esta estructura se la denomina anillo de guarda (*guard-ring*) y su diseño está íntimamente relacionado con el procedimiento de desacoplo de medidas.
2. La estimación de los valores de estos parásitos.
3. La eliminación de los efectos parásitos del anillo de guarda mediante un procedimiento matemático.

Existen numerosos métodos de desacoplo de medidas con diferentes grados de precisión [28], [29]. Sin embargo, en la caracterización de elementos pasivos como los inductores integrados, se debe utilizar los métodos más precisos ya que cualquier variación en la impedancia afecta al valor del factor de calidad. El método usado en

este trabajo ha sido el método de desacoplo de medidas de cuatro pasos [29] que resumimos a continuación.

2.4.1 Elementos parásitos de la estructura de medida

El modelo de impedancias asociado al anillo de guarda es el de la Figura 2.4. En la Figura 2.4 (a) se indican, sobre la estructura real, las fuentes de impedancia. El uso de un modelo basado en impedancias permite la extracción eficaz de los parámetros a partir de unas pocas medidas. La topología del circuito equivalente se muestra en la Figura 2.4 (b).

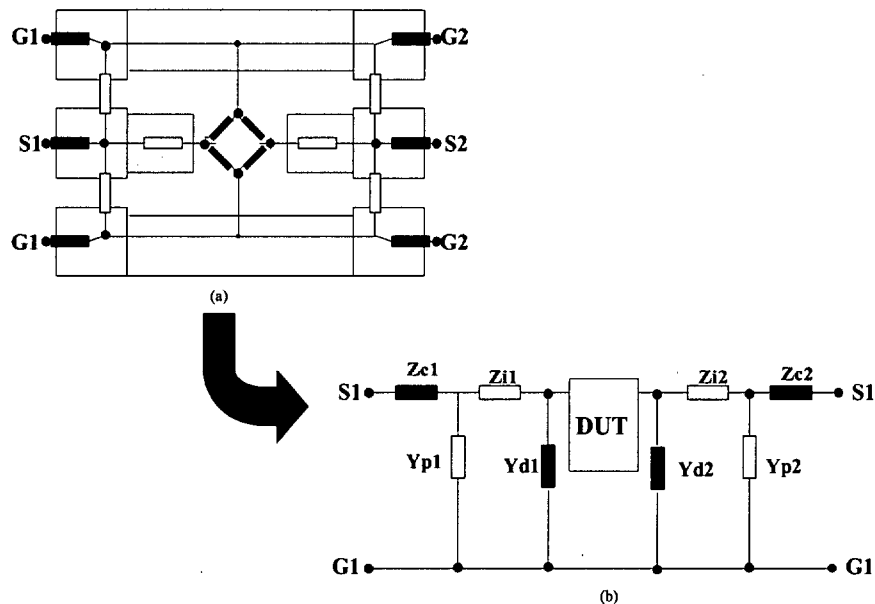


Figura 2.4 Modelo de impedancias de un anillo de guarda típico.

Z_{c1} y Z_{c2} representan la impedancia de los contactos de las puntas de medida con los *pads*, Y_{p1} e Y_{p2} la admitancia entre los *pads* de señal (S_1 y S_2) y los de tierra (G_1 y G_2), Z_{i1} y Z_{i2} la impedancia de las pistas que unen los *pads* de señal y el DUT, y por último Y_{d1} e Y_{d2} dan cuenta del acoplamiento entre el terminal de tierra y las entradas del DUT.

2.4.2 Procedimiento matemático y estructuras de prueba necesarias para la identificación de los parásitos del anillo de guarda

En este apartado mostramos el procedimiento usado en el método de desacoplo de medidas de cuatro pasos para identificar y eliminar los efectos parásitos asociados a la

estructura medida. Con esta técnica se eliminarán, paso a paso, los efectos paralelos y serie haciendo uso de los parámetros de admitancia e impedancia.

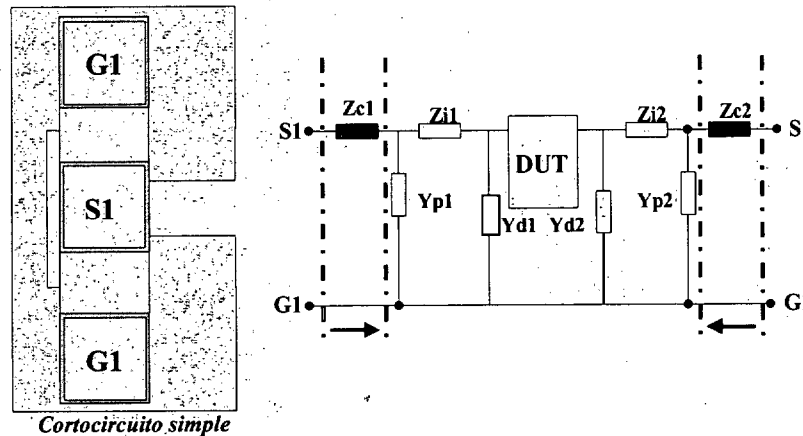


Figura 2.5 Desacoplamiento de medidas de las resistencias de contacto (caracterizadas mediante una estructura de cortocircuito simple).

En la Figura 2.5, las impedancias de contacto (Z_{c1} y Z_{c2}) se caracterizan mediante una estructura de cortocircuito simple (*single short*). Esta estructura consiste en cortocircuitar el *pad* de señal con los *pads* de tierra. El desacoplamiento de medidas se hace a partir de los parámetros Z .

El siguiente paso consiste en eliminar los efectos de acoplamiento entre los terminales (Y_{p1} y Y_{p2}). Esto se efectúa haciendo uso de una estructura en abierto simple (*single open*) tal y como se muestra en la Figura 2.6 en donde el puerto de señal se ha dejado sin conectar.

Es importante tener en cuenta que medir esta estructura implica una resistencia de contacto. Así, para aislar los valores de Y_{p1} e Y_{p2} es necesario eliminar la resistencia de contacto de la medida total.

Los siguientes valores que serán suprimidos son Z_{l1} , Z_{l2} . Éstos representan las impedancias de conexión entre de las pistas que unen los *pads* de señal y el DUT. La caracterización de estos elementos se hace usando una estructura en cortocircuito (*short*), como la que se muestra en la Figura 2.7, que consiste en un cortocircuito entre la rama de señal y las de tierra en el extremo donde va a ir conectado finalmente el DUT. Previamente a este paso se deberán conocer, por tanto, los valores de la impedancia del contacto y de los efectos de acoplamiento entre los terminales.

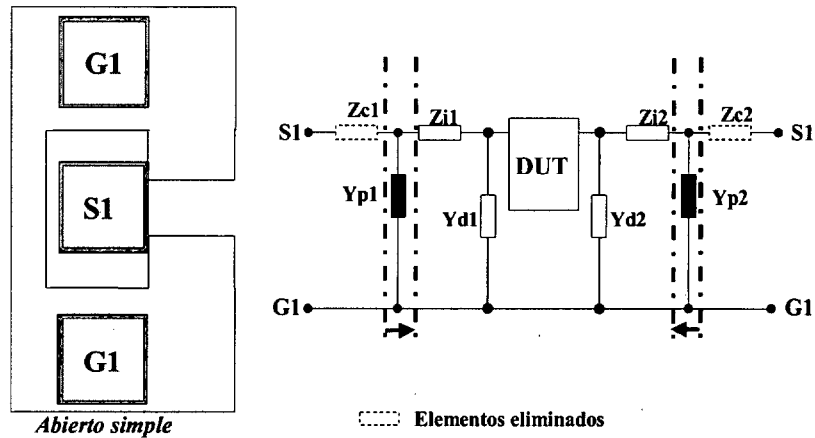


Figura 2.6 Desacoplamiento de medidas de los efectos de acoplamiento entre los terminales (caracterizados mediante una estructura en abierto).

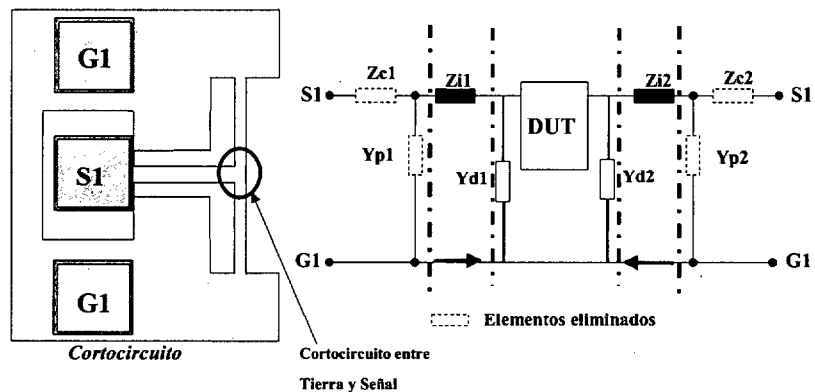


Figura 2.7 Desacoplamiento de medidas de las impedancias de conexión entre de las pistas que unen los *pads* de señal y el DUT (caracterizadas mediante una estructura en corto).

En el diseño de este tipo de estructuras es importante tener en cuenta que el trozo de pista que une la rama de señal con las pistas de tierra añade algo de impedancia. Por tanto, se deberá hacer el diseño de forma que la impedancia añadida sea mínima.

El último paso consiste en la eliminación del acoplamiento entre las pistas de señal y las pistas de tierra. Normalmente estos valores son muy pequeños pero, ocasionalmente, deben ser considerados en algunos casos especiales. Para caracterizar este efecto se usa una estructura en abierto (*open*) consistente en el anillo de guarda completo a excepción del DUT (ver Figura 2.8).

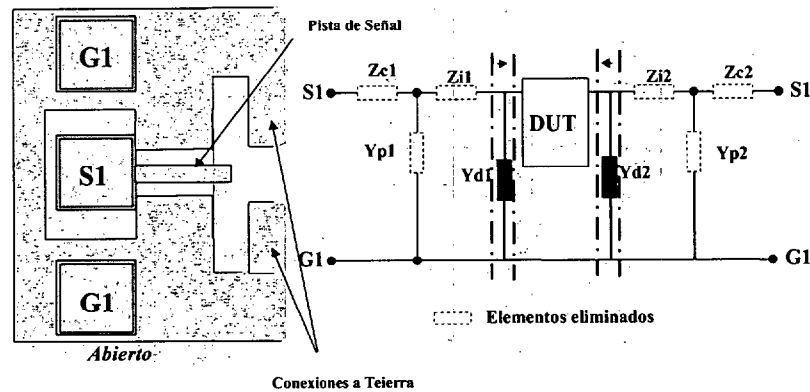


Figura 2.8 Desacoplamiento de medidas de las impedancias que aparecen entre las pistas de señal y las pistas que unen la rama de señal con tierra (caracterizadas mediante una estructura en abierto).

El procedimiento que hemos explicado corresponde al caso general del método de desacoplamiento de medidas de cuatro pasos. En el presente trabajo, tras la realización de varias medidas, se ha simplificado el método no teniendo en cuenta el acoplamiento entre las pistas de señal y las pistas de tierra, gracias a los pequeños valores obtenidos. Además, las pistas de conexión se caracterizaron usando las reglas de diseño en vez de utilizando las estructuras de prueba propuestas.

2.5 Validez de las medidas

En este apartado vamos a exponer los problemas relativos a los errores que pueden aparecer en el proceso de medida.

En primer lugar, debemos dejar claro que una medida es válida si es exacta y fiable. Hay dos fuentes de errores que hacen que la medida de un dispositivo no sea correcta: los errores sistemáticos y los aleatorios.

Los errores sistemáticos están asociados al equipamiento con que se realiza la medida. Estos errores son de naturaleza variante aunque de forma muy lenta. Por otro lado, los errores aleatorios son también de naturaleza variante pero en este caso de forma rápida. Hay también otro factor que influye en la validez de un proceso de medida. Se asocia con la variación con el tiempo de las condiciones medioambientales que rodean a la medida. Esto puede ser debido a varias causas como la degradación de los contactos eléctricos, el aumento de las interferencias electromagnéticas provenientes del ambiente externo o variaciones de la temperatura. Estos cambios afectan tanto a los errores sistemáticos como a los aleatorios y se suelen tomar en consideración por

separado como errores de arrastre o de tendencia. Este tipo de errores proporcionan la dependencia con el tiempo de los errores sistemáticos (cambio en las conexiones) y los errores aleatorios (variaciones de temperatura).

Con objeto de compensar los errores presentados, en el presente trabajo se han seguido las reglas que se enuncian a continuación.

2.5.1 Compensación de errores sistemáticos

La compensación de los errores introducidos por el equipamiento con que se realiza la medida (anализador vectorial de redes, cables, conectores y sondas) se lleva a cabo mediante el proceso de calibración. En el presente trabajo se ha empleado una de las técnicas más ampliamente utilizadas en la actualidad, la calibración SOLT, la cual se basa en el uso de un sustrato cerámico de impedancias estándar (ISS: *Impedance Standard Substrate*).

Después de hacer la calibración, se lleva a cabo una comprobación de repetibilidad y exactitud del proceso. La primera consiste en medir varias veces las impedancias estándares de calibración con la opción de corrección del analizador habilitada. De esta manera se asegura que el contacto sonda-estándar de calibración se ha tenido en cuenta de forma correcta durante la calibración. Para los cuatro estándares, los valores de las distintas medidas reiterativas tienen que verificar las siguientes reglas:

Abierto (*open*):

$$\begin{aligned} |S_{11}| &= 0\text{dB} \pm 0.05\text{dB} \\ \angle S_{11} &= \arctan\left(\frac{-2\omega\omega_{\text{open}}Z_o}{1-\omega^2C_{\text{open}}^2Z_o}\right) \pm 0.5^\circ \end{aligned} \quad (2.3)$$

Cortocircuito (*short*):

$$\begin{aligned} |S_{11}| &= 0\text{dB} \pm 0.1\text{dB} \\ \angle S_{11} &= \arctan\left(\frac{-2\omega\omega_{\text{short}}}{Z_o^2 - \omega^2L_{\text{short}}^2}\right) - 180^\circ \pm 1^\circ \end{aligned} \quad (2.4)$$

Carga (*load*):

$$\begin{aligned} |S_{11}| &< -40\text{dB} \\ \angle S_{11} &= \arctan\left(\frac{-2Z_o}{\omega L_{\text{load}}}\right) \pm 1^\circ \end{aligned} \quad (2.5)$$

Directo (*thru*):

$$\begin{aligned} |S_{11}|, |S_{22}| &< -40\text{dB} \\ |S_{21}|, |S_{12}| &= 0\text{dB} \pm 0.02\text{dB} \\ \angle S_{21}, \angle S_{12} &= -360^\circ \cdot T_d \cdot f \pm 0.1^\circ \end{aligned} \quad (2.6)$$

donde T_d es el retraso del estándar directo.

Mientras que una comprobación de fiabilidad es un indicador de la precisión, este tipo de prueba no da indicación sobre la exactitud de la calibración. Debido a que la calibración SOLT resuelve un conjunto de 12 ecuaciones con 12 incógnitas, la solución obtenida es matemáticamente exacta y todos los estándares medidos presentarán una respuesta muy próxima a su modelo. Por tanto, la precisión de la calibración se debe estimar con un estándar que no sea ninguno de los utilizados en la calibración. Así, lo que se suele hacer es medir un *stub* en abierto con un retardo de tiempo muy grande. La medida de este elemento recorre toda la carta de Smith y con ello podemos verificar que las medidas concuerdan con el dato ofrecido por el proveedor.

2.5.2 Errores aleatorios

Los errores aleatorios no se pueden compensar. Por ello se ha tomado tres veces la medida de los dispositivos y se asume el valor medio como el resultado correcto.

2.5.3 Errores de tendencia

Tampoco estos errores se pueden compensar, así en el presente trabajo se ha seguido los siguientes pasos para minimizar su influencia en el sistema de medida:

1. Mantener la temperatura del cuarto de medidas a un valor constante.
2. Encender el equipo de medidas al menos dos horas antes de las medidas. Esto es debido a que durante el precalentamiento del sistema los componentes interiores tienen una temperatura inestable y cualquier

calibración del sistema puede no ser válida después de un período corto de tiempo.

- Después de cada dos medidas volver a medir el estándar abierto para verificar que la calibración todavía es válida.

2.5.4 Peculiaridades del DUT: influencia en la medida

Hasta ahora se ha presentado el procedimiento que se debe seguir para compensar los errores sistemáticos y aleatorios que aparecen en un sistema de medida. Sin embargo, la exactitud y la fiabilidad no sólo dependen del equipo de medida. Las características del dispositivo bajo prueba junto con las especificaciones del analizador vectorial de redes también influyen en las medidas. Para ilustrar esta idea, vamos a estudiar un ejemplo en el que se va a estimar la exactitud de la medición para un inductor de 3nH con un factor de calidad de 5 a 2GHz. Para simplificar los cálculos, utilizaremos una red RL serie para modelar el inductor. Además, la medida del inductor se hará empleando la configuración de un puerto. El objetivo es calcular el factor de calidad a partir de la medida de la reflexión a 2GHz.

Las características técnicas del equipo en cuanto al coeficiente de reflexión se refiere son ± 0.006 para la magnitud y $\pm 0.3^\circ$ para la fase.

En primer lugar calculamos el coeficiente de reflexión:

$$\Gamma_{\text{exp}} = \frac{R + L\omega j - 50}{R + L\omega j + 50} = 0.8254 \angle 105.6^\circ \quad (2.7)$$

donde $L=3\text{nH}$ y $R=L \cdot \omega/Q=7.53 \Omega$.

En segundo lugar, consideramos las alteraciones del peor caso y calculamos las estimaciones de factor de calidad correspondientes. Primero, se considera la desviación de magnitud negativa máxima y después la desviación positiva máxima:

$$\begin{aligned}
\Gamma_{min} &= (0.8254 - 0.006j) \angle 105.6^\circ \\
Z_{min} &= Z_o \frac{1 + \Gamma_{min}}{1 - \Gamma_{min}} = 7.7788 + 37.366j \\
Q_{min} &= \left| \frac{\text{Imag}(Z_{min})}{\text{Real}(Z_{min})} \right| = 4.86 \\
\Gamma_{max} &= (0.8254 + 0.006j) \angle 105.6^\circ \\
Z_{max} &= Z_o \frac{1 + \Gamma_{max}}{1 - \Gamma_{max}} = 7.2231 + 37.4466j \\
Q_{max} &= \left| \frac{\text{Imag}(Z_{max})}{\text{Real}(Z_{max})} \right| = 5.19
\end{aligned} \tag{2.8}$$

Los resultados indican que los valores que se obtengan del factor de calidad medido pueden variar entre 4.9 y 5.2 con lo que se demuestra que las características del DUT afectan también a la exactitud de la medida.

El resultado anterior indica que para nuestras medidas el rango de incertidumbre es aproximadamente de $\pm 5 \sim 7\%$.

2.6 Proceso de caracterización de los Inductores

Una vez medidos los inductores integrados, el siguiente paso consiste en extraer los valores de los elementos que componen el circuito equivalente. El proceso de caracterización comúnmente utilizado se basa en:

- La elección de un determinado circuito equivalente.
- El conocimiento de los parámetros de *scattering* desacoplados del dispositivo a caracterizar, $S(\omega_i)$, medidos para un número elevado de frecuencias ω_i en el ancho de banda de interés.

Comenzaremos con el modelo clásico mostrado en la Figura 2.9. El primer paso para caracterizar la bobina será la transformación de los parámetros $S(\omega_i)$ en parámetros $Y(\omega_i)$. Esto es necesario porque el circuito mostrado se puede considerar como la conexión en cascada de tres elementos de dos puertos definidos por sus admitancias: Y_{SUB1} , Y_L , e Y_{SUB2} .

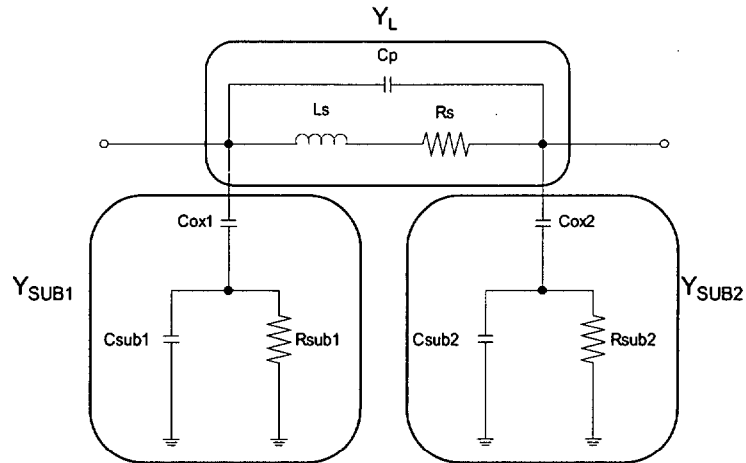


Figura 2.9 Admitancias en el modelo de dos puertos para inductores espirales integrados.

La matriz de admitancias de un elemento de dos puertos se expresa por:

$$Y_{\pi} = \begin{bmatrix} Y_{\pi 11} & Y_{\pi 12} \\ Y_{\pi 21} & Y_{\pi 22} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

El conocimiento de Y_{π} permite caracterizar el circuito de la Figura 2.9 ya que las admitancias que constituyen la red π vienen dadas por las siguientes expresiones:

$$Y_L = -Y_{\pi 12} = -Y_{\pi 21} \quad (2.10)$$

$$Y_{SUB1} = Y_{\pi 11} + Y_{\pi 12} \quad (2.11)$$

$$Y_{SUB2} = Y_{\pi 22} + Y_{\pi 21} \quad (2.12)$$

Estas ecuaciones son importantes porque nos permiten separar la admitancia Y_L , que incluye sólo 3 elementos (L , R_s , y C_p) de Y_{SUB1} e Y_{SUB2} que están asociados al resto de parámetros desconocidos (C_{OX1} , C_{SUB1} y R_{SUB1}) y (C_{OX2} , C_{SUB2} y R_{SUB2}).

La extracción de los valores de los elementos circuitales que modelan la bobina se hace mediante un proceso de ajuste aplicado a las admitancias Y_L , Y_{SUB1} e Y_{SUB2}

individualmente. En particular, el procedimiento de ajuste aplicado a Y_L determina los valores de L , R_s , y C_p , como aquellos valores que minimizan la cantidad:

$$\sum_i \sqrt{|Y_L(\omega_i) - Y_L'(L, R_s, C_p, \omega_i)|^2} \quad (2.13)$$

Donde $Y_L(\omega_i)$ es la admitancia dada por la ecuación (2.10) e $Y_L'(L, R_s, C_p, \omega_i)$ es la admitancia evaluada a partir del circuito equivalente de la Figura 2.9. El resto de elementos del circuito equivalente se extraen de forma similar.

Uno de los principales inconvenientes del proceso de caracterización presentado es que, al emplear un ajuste por mínimos cuadrados, no se tiene una visión física de cómo se relacionan las medidas del inductor con los elementos del circuito equivalente. Esto puede llevar a dar valores de componentes que, si bien hacen que el circuito equivalente se ajuste correctamente a las medidas, no tengan significado físico alguno. Esto hace que la interpretación de los resultados pueda ser incorrecta. En el capítulo 5 se presentará una nueva metodología de caracterización que solventa esta dificultad si se observan determinadas condiciones.

CAPÍTULO 3

DISEÑO DE LOS EXPERIMENTOS

3.1 Introducción

En este capítulo se describen los experimentos realizados para el desarrollo del presente trabajo. En el capítulo 1 ya se mencionó que estos experimentos se encuadran dentro de un proyecto de investigación en colaboración con la empresa AMS (*Austria Mikro Systeme International*) cuyo objetivo es la obtención de una librería de bobinas de valores comprendidos entre 0.5nH y 5nH para las frecuencias 0.85GHz, 1.5GHz, 1.8GHz, 2.4GHz y 5.6GHz en una tecnología BiCMOS de SiGe [30].

En el estudio y definición de las estructuras a fabricar nos hemos basado en el programa de simulación ASITIC. Este programa es una aplicación desarrollada por Ali M. Niknejad en la Universidad de California en Berkeley y goza de una gran reputación internacional como software de simulación de inductancias integradas [31]. El acrónimo ASITIC significa: Análisis y simulación de inductancias y transformadores para circuitos integrados.

Además de la librería de bobinas mencionada al principio se han diseñado otras estructuras con el objeto de evaluar:

- La influencia del número de lados sobre el valor de la inductancia y del factor de calidad en esta tecnología.
- La influencia de la distribución de las vías en las prestaciones finales de la bobina integrada.
- La viabilidad de aumentar el valor de la inductancia mediante la disposición de estructuras en serie.

- El efecto de las corrientes de torbellino; para ello se varía el radio interior, el número de vueltas y la anchura de pista.

En los apartados 3.3 y 3.4 describiremos, por separado, cada una de las pruebas realizadas. Sin embargo, antes de abordar esta tarea, detallamos, en el apartado 3.2, una serie de estudios previos en los que se basan algunas de las decisiones que se tomaron en la definición de los experimentos.

3.2 Estudios previos

Antes de definir los experimentos llevados a cabo en este trabajo, y con objeto de especificar las pautas a seguir en el diseño de los inductores, es necesario determinar la influencia de los parámetros geométricos sobre las características eléctricas de los mismos.

Haciendo uso de ASITIC y a partir de una bobina base de radio máximo (desde el centro al borde exterior de la espiral) de $150\mu\text{m}$ ($r=150\mu\text{m}$), 3.5 vueltas ($n=3.5$), ancho de pistas $10\mu\text{m}$ ($w=10\mu\text{m}$) y espaciado entre las pistas $10\mu\text{m}$ ($s=10\mu\text{m}$), se han realizado las siguientes simulaciones:

- Variación de s y w con $s+w=20\mu\text{m}$, manteniendo los otros parámetros constantes.
- Variación de n manteniendo los otros parámetros constantes.
- Variación de w manteniendo los otros parámetros constantes.
- Variación de s manteniendo los otros parámetros constantes.
- Variación de r manteniendo los otros parámetros constantes.

Las simulaciones se han realizado para bobinas circulares y frecuencias que van de 0.5 GHz a 10 GHz en intervalos de 0.5 GHz. Los resultados obtenidos se exponen a continuación.

Hemos de mencionar aquí que ASITIC presenta una serie de limitaciones que tienen una gran influencia en lo que puede decirse a partir de los resultados de simulación. Esas limitaciones se relacionan con la forma en que da cuenta del efecto pelicular. Mas adelante, en el apartado 3.3, estudiaremos en detalle este asunto y veremos que si se mantienen unas anchuras de pista pequeñas, los resultados que proporciona ASITIC son correctos.



3.2.1 Variaciones de la anchura y separación de las pistas con $w+s=20\mu\text{m}$

En este estudio se pretende observar como influye la anchura y separación de las pistas en el factor de calidad de la bobina. La relación $w+s$ se ha mantenido a un valor fijo para que la inductancia se mantenga aproximadamente constante y no influya en el resultado del experimento. En la Tabla 3.1 se muestran los parámetros geométricos y la inductancia resultante de los inductores simulados y en la Figura 3.1 se observa el factor de calidad obtenido para cada una de ellas. Se advierte que para frecuencias entre 1 GHz y 3 GHz (a partir de ahora y para todo este estudio este rango se denominará frecuencias bajas) el factor de calidad es mejor para anchuras de pista altas y separaciones entre las pistas pequeñas. El valor de la inductancia se mantiene aproximadamente constante.

Tabla 3.1 Parámetros geométricos de las estructuras simuladas variando w y s , con $w+s=20\mu\text{m}$, e inductancias obtenidas

Nombre	r (μm)	n	w (μm)	s (μm)	L (nH)
Bob4	150	3.5	16	4	3.3
Bob3	150	3.5	14	6	3.4
Bob2	150	3.5	12	8	3.5
Bob1	150	3.5	10	10	3.6
Bob6	150	3.5	8	12	3.8
Bob7	150	3.5	6	14	3.7
Bob8	150	3.5	4	16	3.7

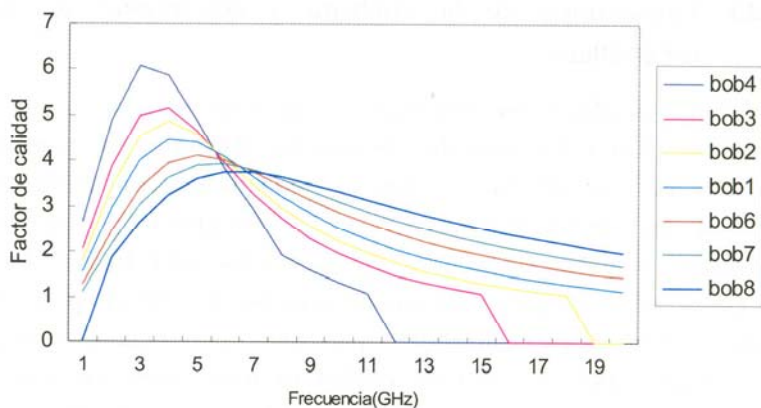


Figura 3.1 Factor de calidad frente a la frecuencia para variaciones de w y s con $w+s=20\mu\text{m}$.

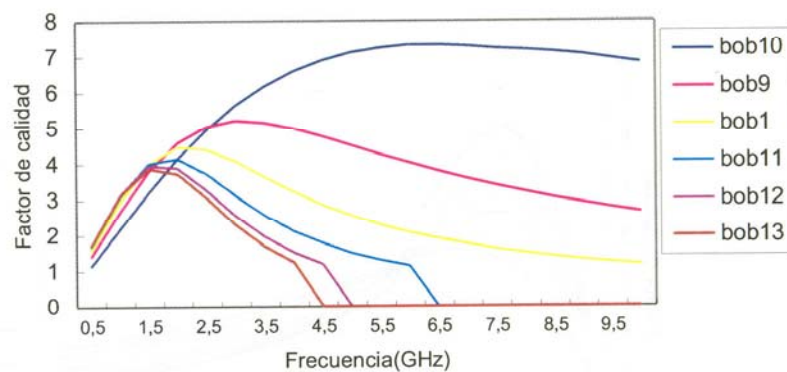
3.2.2 Variaciones del número de vueltas

Los parámetros geométricos de las bobinas simuladas al variar el número de vueltas y la inductancia resultante se muestran en la Tabla 3.II¹. En la Figura 3.2 se observa el factor de calidad obtenido para cada una de ellas. Para valores pequeños del número de vueltas la inductancia es pequeña y el factor de calidad máximo se obtiene para frecuencias altas. Cuando el número de vueltas es grande ocurre todo lo contrario. El factor de calidad máximo obtenido para pocas vueltas es mayor que para valores elevados del número de vueltas.

¹ Nótese que el número de vueltas es semientero. Esto se justifica más adelante.

Tabla 3.II Parámetros geométricos de las estructuras simuladas variando n e inductancias obtenidas

Nombre	r (μm)	n	w (μm)	s (μm)	L (nH)
Bob10	150	1.5	10	10	1.3
Bob9	150	2.5	10	10	2.5
Bob1	150	3.5	10	10	3.6
Bob11	150	4.5	10	10	4.4
Bob12	150	5.5	10	10	5
Bob13	150	6.5	10	10	5.2

Figura 3.2 Factor de calidad frente a la frecuencia para variaciones de n .

3.2.3 Variaciones de la anchura de las pistas

En esta subsección se hace variar el ancho de las pistas de metal. En la Tabla 3.III se muestran las características principales de las bobinas simuladas y en la Figura 3.3 se observa el factor de calidad obtenido para cada una de ellas. Para pistas anchas la inductancia es pequeña puesto que se reduce el área encerrada por la espiral al mantener el radio exterior constante. Sin embargo el factor de calidad resultante crece con la anchura debido a la reducción de la resistencia parásita asociada a las pistas de metal. Obsérvese como a frecuencias altas esto no es así debido a que empiezan a ser apreciables los fenómenos asociados al efecto pelicular y las corrientes de torbellino.

Tabla 3.III Parámetros geométricos de las estructuras simuladas variando w e inductancias obtenidas

Nombre	r (μm)	n	w (μm)	s (μm)	L (nH)
Bob21	150	3.5	6	10	4.6
Bob20	150	3.5	7	10	4.3
Bob19	150	3.5	8	10	4.1
Bob1	150	3.5	10	10	3.6
Bob15	150	3.5	12	10	3.3
Bob16	150	3.5	14	10	2.9
Bob17	150	3.5	16	10	2.6
Bob18	150	3.5	20	10	2.1

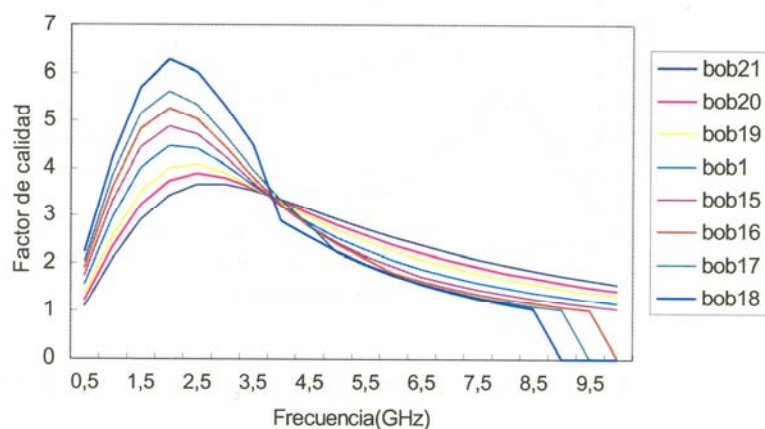


Figura 3.3 Factor de calidad frente a la frecuencia para variaciones de w .

3.2.4 Variaciones del espaciado entre las pistas

Las características de los inductores simulados se muestran en la Tabla 3.IV y en la Figura 3.4 se representa el factor de calidad obtenido para cada una de ellas. En general, para frecuencias bajas interesa que la separación entre las pistas sea lo menor posible ya que así se obtienen inductancias mayores. Para frecuencias altas empieza a no ser cierta esta afirmación. Por ejemplo, el inductor Bob28, cuya separación entre pistas es la

mayor de todas, es el que a frecuencias altas presenta un mayor factor de calidad a pesar de que a frecuencias bajas su factor de calidad no sea el mejor. Sin embargo, este inductor presenta un valor inductivo mucho menor que los inductores diseñados con una separación entre pistas menor. Este hecho debe ser tenido en cuenta en la elección de la estructura que mejor se adapte a una aplicación determinada.

Tabla 3.IV Parámetros geométricos de las estructuras simuladas variando s e inductancias obtenidas

Nombre	r (μm)	n	w (μm)	s (μm)	L (nH)
Bob25	150	3.5	10	2	5.2
Bob24	150	3.5	10	4	4.7
Bob23	150	3.5	10	6	4.7
Bob22	150	3.5	10	8	4
Bob1	150	3.5	10	10	3.6
Bob26	150	3.5	10	12	3.4
Bob27	150	3.5	10	14	3.1
Bob28	150	3.5	10	16	2.9

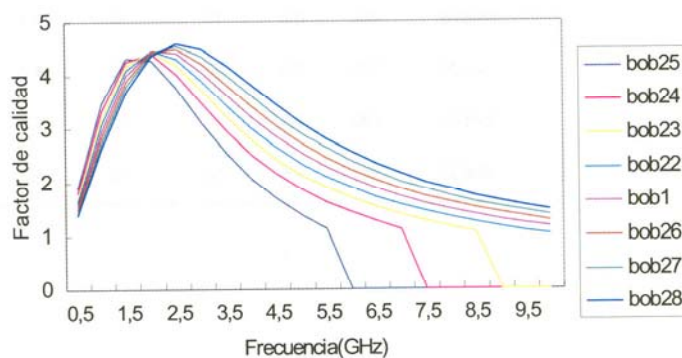


Figura 3.4 Factor de calidad frente a la frecuencia para variaciones de s .

3.2.5 Variaciones del radio

En la Tabla 3.V y en la Figura 3.5 se muestran, respectivamente, los parámetros principales de las bobinas simuladas y el factor de calidad obtenido para cada una de ellas. Se observa que para radios pequeños la inductancia es menor que para radios grandes. Esto es así porque cuanto mayor es el área encerrada por la espiral, mayor será la inductancia. Para radios pequeños el máximo del factor de calidad se produce a frecuencias más altas debido a que las capacidades parásitas del sustrato son menores. Los factores de calidad obtenidos para radios pequeños son mayores que los obtenidos para radios grandes ya que la resistencia parásita de los metales es menor si el radio lo es, pues la longitud de la tira de metal es proporcional al radio de la espira.

Tabla 3.V Parámetros geométricos de las estructuras simuladas variando r e inductancias obtenidas

Nombre	r (μm)	n	w (μm)	s (μm)	L (nH)
Bob36	100	3.5	10	10	1.5
Bob35	120	3.5	10	10	2.3
Bob34	130	3.5	10	10	2.7
Bob33	140	3.5	10	10	3.2
Bob1	150	3.5	10	10	3.6
Bob29	160	3.5	10	10	4.1
Bob30	170	3.5	10	10	4.6
Bob31	180	3.5	10	10	5.1
Bob32	200	3.5	10	10	6.2

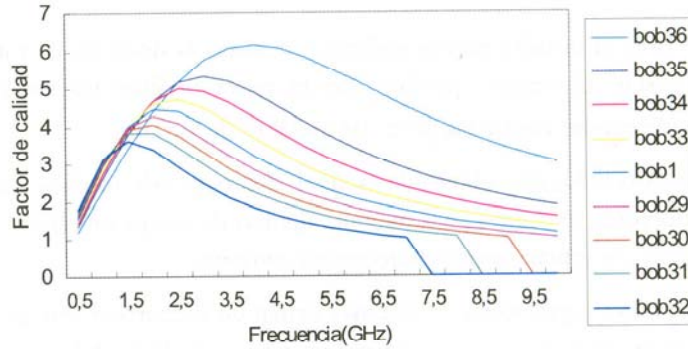


Figura 3.5 Factor de calidad frente a la frecuencia para variaciones de r .

3.2.6 Conclusiones del estudio previo

En la Tabla 3.VI se indican, a modo de guías de diseño, las conclusiones obtenidas del estudio previo. En general podemos decir que para frecuencias bajas hay que trabajar con el espaciado al mínimo y el ancho de pista grande, mientras que para frecuencias altas debemos trabajar con ancho de pistas cada vez más pequeños.

Al estar basadas las guías de diseño mencionadas en simulaciones realizadas con ASITIC debemos considerarlas con cierta precaución. Como se comentó anteriormente, las limitaciones de ASITIC se relacionan con la forma en que da cuenta del efecto pelicular. Este efecto es tanto más apreciable cuanto mayor es la frecuencia de trabajo y la anchura de las pistas. Por tanto, a la vista de la Tabla 3.VI es para inductancias pequeñas y frecuencias altas donde mayor precaución debemos tener.

Tabla 3.VI Resumen de las conclusiones de estudio previo

	Frecuencias bajas (1 a 3 GHz)	Frecuencias altas (> 3 GHz)
$L \downarrow (< 2 \text{ nH})$	$w > s$ $w \uparrow$	$w < s$ $w \uparrow, s \downarrow, n \downarrow$
$L \uparrow (> 2 \text{ nH})$	$w > s$ $w \downarrow, r \uparrow, n \uparrow$	$w < s$ $w \downarrow$

3.3 Librería de inductancias

En base al estudio previo realizado se tomó la decisión de establecer el espaciado entre pistas al mínimo posible. En el proceso SiGe utilizado en este trabajo, el espaciado mínimo entre las pistas de metal es de $1.8 \mu\text{m}$.

Por otro lado, con objeto de facilitar el proceso de medida y de caracterización de los inductores, así como para mejorar algunas de sus propiedades, todas las estructuras fabricadas presentan unas características comunes.

En primer lugar, todas las bobinas tienen un número de vueltas semientero. Se hace así porque, de esta manera, su conexión a los *pads* de medida se hace de forma directa. En caso de no haber impuesto esta restricción sería necesario usar pistas que recorran un trayecto paralelo a las pistas de la espira principal para llegar a los *pads*. El acoplamiento magnético entre esta pista y la espira principal puede aumentar el valor de la inductancia en una cantidad desconocida a priori, con lo que el valor obtenido puede ser incorrecto.

Por otro lado, es bien conocido que la forma óptima de un inductor integrado debe ser lo más circular posible [23]. Para aproximarnos a esta forma todas las espirales fabricadas tienen 20 lados en lugar de usar sólo 4 u 8, que son los números de lados comúnmente utilizados. Con estos 20 lados se espera que el factor de calidad se incremente en un 10% respecto al inductor cuadrado. Este aspecto será objeto de estudio en uno de los experimentos adicionales de este trabajo.

Las pérdidas en los metales disminuyen si los inductores se fabrican en distintos niveles de metal conectados mediante vías. De esta manera aumenta la sección efectiva del metal y por tanto disminuye su resistencia asociada [14],[22]. Por esta razón todas las bobinas se han fabricado con los 2 niveles de metal existentes en paralelo unidos por vías que ocupan todo el metal. En el apartado 3.4.2 se plantean una serie de pruebas para validar esta decisión.

En la Figura 3.6 se muestra el *layout* de una bobina espiral que verifica todas las restricciones mencionadas.

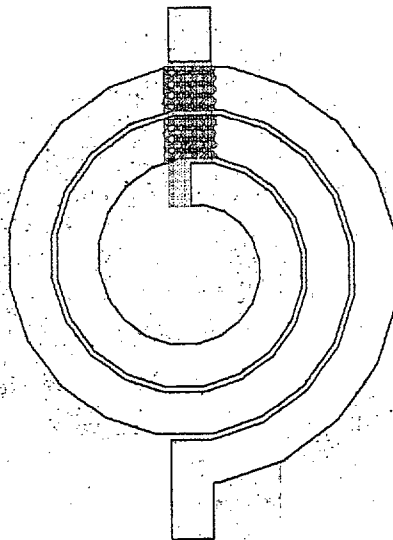


Figura 3.6 Ejemplo de bobina espiral con 2.5 vueltas, 20 lados, dos metales en paralelo unidos mediante vías y espaciado $1.8\mu\text{m}$. La anchura de las pistas es de $20\mu\text{m}$ y el radio de $100\mu\text{m}$.

Además de las simulaciones ASITIC ya presentadas, se ha llevado a cabo un elevado número de simulaciones adicionales para determinar los parámetros geométricos de las estructuras que proporcionen valores de inductancia comprendidos entre 0.5nH y 5nH a las frecuencias de 0.85GHz , 1.5GHz , 1.8GHz , 2.4GHz y 5.6GHz . Los parámetros que se variaron y los rangos de variación de los mismos son los siguientes:

- Radio máximo de la espiral: de 50 a $300\mu\text{m}$ en incrementos de $2\mu\text{m}$.
- Número de vueltas: de 1.5 a 15.5 vueltas en incrementos de 1 vuelta.
- Ancho de la pista: de 5 a $50\mu\text{m}$ en incrementos de $1\mu\text{m}$.

Para cada frecuencia obtuvimos un número superior a 20000 bobinas. Se ordenaron para cada frecuencia las bobinas con mejor Q y se clasificaron por el valor de la inductancia.

Fruto de este proceso, algunas de las bobinas seleccionadas presentan una anchura de pista considerable. A frecuencias bajas, la resistencia serie de un conductor metálico se puede calcular fácilmente como el producto de la resistencia por cuadro por el número de cuadros de la pista de metal. Sin embargo, a medida que aumenta la frecuencia, la corriente tiende a circular por los bordes del metal con lo que disminuye la sección efectiva del mismo. Este comportamiento es conocido como efecto pelicular

y es el responsable de que a altas frecuencias sea difícil determinar la resistencia de una pista de metal. El programa ASITIC incorpora el efecto pelicular según las expresiones dadas en [32]. Dichas expresiones presentan una discontinuidad a la frecuencia:

$$f_s = \frac{2.5^2}{2 \cdot \sigma \cdot w \cdot t} \quad (3.1)$$

donde σ es la conductividad del metal y w y t son, respectivamente, la anchura y el espesor de la pista. La discontinuidad puede observarse más adelante (Figuras 6.9, 6.10 y 6.11).

Por ello, los valores obtenidos se deben suavizar alrededor de dicha frecuencia [32]. Sin embargo, hemos comprobado que ASITIC no realiza dicho suavizado ya que se observa un salto brusco en la resistencia en f_s . En la Figura 3.7 se presenta f_s en función de w , es decir, la anchura máxima para que el efecto pelicular esté correctamente modelado con ASITIC. En aquellas estructuras para las que el punto del plano (ancho, frecuencia) se hallen bajo la curva $f_s = 2^2 / (2 \cdot \sigma \cdot w \cdot t)$ podemos afirmar que ASITIC las modela correctamente. Sin este factor de seguridad hay incertidumbre en los resultados del simulador.

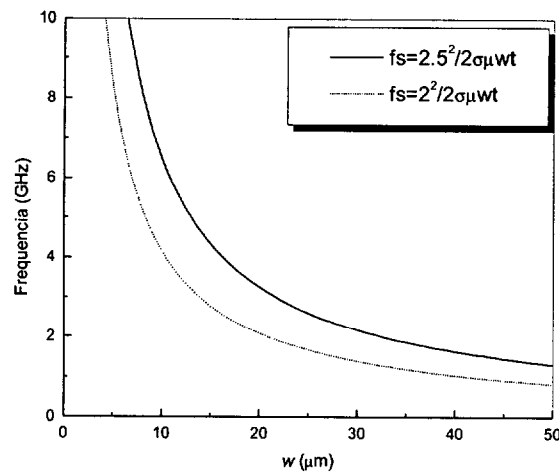


Figura 3.7 Anchura máxima para que el efecto pelicular esté correctamente modelado con el comando pi de ASITIC.

Teniendo en cuenta la discusión anterior, se fabricaron los 2 grupos de bobinas siguientes:

- Las bobinas con mejor factor de calidad simuladas con ASITIC de valores comprendidos entre 0.5nH y 5nH, con radio mínimo y anchura de pista menor de 20 μm para las frecuencias 0.85GHz, 1.5GHz, 1.8GHz, 2.4GHz y 5.6GHz. Ver las Tablas 3.VII a la 3.XI.
- Las mejores bobinas simuladas con ASITIC de valores comprendidos entre 0.5nH y 5nH y radio mínimo para las mismas frecuencias pero con anchura mayor que 20 μm . Los valores de estas bobinas se compararan con las del grupo anterior para analizar la influencia del efecto pelicular y comprobar si es o no despreciable. Ver las Tablas 3.XII a la 3.XV.

Tabla 3.VII Mejores bobinas simuladas en ASITIC para $f=0.86\text{GHz}$ con $w \leq 20 \mu\text{m}$

Nombre	L (nH)	f (GHz)	r (μm)	w (μm)	n
Bo_11	0,5	0,86	112	20	1,5
Bo_59	1	0,86	112	20	2,5
Bo_42	1,5	0,86	134	20	2,5
Bo_19	2	0,86	130	20	3,5
Bo_53	2,5	0,86	142	20	3,5
Bo_27	3	0,86	154	20	3,5
Bo_50	3,5	0,86	166	20	3,5
Bob_7	4	0,86	176	20	3,5
Bo_38	4,5	0,86	166	20	4,5
Bob_8	5	0,86	172	20	4,5

Tabla 3.VIII Mejores bobinas simuladas en ASITIC para $f=1.575\text{GHz}$ con $w \leq 20 \mu\text{m}$

Nombre	L (nH)	f (GHz)	r (μm)	w (μm)	n
Bo_70	0,5	1,575	114	20	1,5
Bo_59	1	1,575	112	20	2,5
Bo_42	1,5	1,575	134	20	2,5
Bo_44	2	1,575	128	20	3,5
Bo_30	2,5	1,575	134	20	3,5
Bo_38	3	1,575	144	19	3,5
Bo_7	3,5	1,575	130	16	4,5
Bo_43	4	1,575	132	15	4,5
Bo_54	4,5	1,575	134	14	4,5
Bo_68	5	1,575	122	12	5,5

Tabla 3.IX Mejores bobinas simuladas en ASITIC para $f=1.8\text{GHz}$ con $w \leq 20 \mu\text{m}$

Nombre	L (nH)	f (GHz)	r (μm)	w (μm)	n
B_23	0,5	1,8	86	19	2,5
Bx_1	1	1,8	110	19	2,5
Bo_56	1,5	1,8	122	18	2,5
Bo_58	2	1,8	114	18	3,5
Bo_18	2,5	1,8	134	20	3,5
Bo_29	3	1,8	136	17	3,5
Bo_46	3,5	1,8	116	13	4,5
Bo_69	4	1,8	118	12	4,5
Bo_48	4,5	1,8	112	11	5,5
B_2	5	1,8	106	9	5,5

Tabla 3.X Mejores bobinas simuladas en ASITIC para $f=2.4\text{GHz}$ con $w \leq 20 \mu\text{m}$

Nombre	L (nH)	f (GHz)	r (μm)	w (μm)	n
Bo_70	0,5	2,4	114	20	1,5
B_19	1	2,4	100	19	2,5
Bo_22	1,5	2,4	116	19	2,5
Bo_36	2	2,4	112	17	3,5
Bo_33	2,5	2,4	120	16	3,5
Bo_47	3	2,4	114	12	3,5
B_1	3,5	2,4	110	12	4,5
B_21	4	2,4	90	8	5,5
B_24	4,5	2,4	84	7	6,5
B_10	5	2,4	82	6	6,5

Tabla 3.XI Mejores bobinas simuladas en ASITIC para $f=5.6\text{GHz}$ con $w \leq 20 \mu\text{m}$

Nombre	L (nH)	f (GHz)	r (μm)	w (μm)	n
B_28	0,5	5,6	60	12	1,5
B_26	1	5,6	76	13	2,5
Bo_67	1,5	5,6	130	9	1,5
Bo_39	2	5,6	156	7	1,5
Bob_6	2,5	5,6	180	6	1,5
Bob_14	3	5,6	206	6	1,5
Bob_12	3,5	5,6	224	5	1,5
Bob_5	4	5,6	250	5	1,5
Bob_2	4,5	5,6	270	5	1,5
Bo_40	5	5,6	148	5	2,5

Tabla 3.XII Mejores bobinas simuladas en ASITIC para $f=0.86\text{GHz}$ con $w > 20 \mu\text{m}$

Nombre	L (nH)	f (GHz)	r (μm)	w (μm)	n
Bo_23	0,5	0,86	112	41	1,5
Bob_4	1	0,86	210	50	1,5
Bob_4	1,5	0,86	252	50	1,5
Bob_13	2	0,86	216	47	2,5
Bob_2	2,5	0,86	230	43	2,5
Bob_1	3	0,86	248	42	2,5
Bob_3	3,5	0,86	266	41	2,5
Bob_11	4	0,86	234	37	3,5
Bob_1	4,5	0,86	236	34	3,5
Bob_10	5	0,86	238	31	3,5

Tabla 3.XIII Mejores bobinas simuladas en ASITIC para $f=1.575\text{GHz}$ con $w > 20 \mu\text{m}$

Nombre	L (nH)	f (GHz)	r (μm)	w (μm)	n
Bo_55	0,5	1,575	128	47	1,5
Bx_2	1	1,575	176	45	1,5
Bob_3	1,5	1,575	220	41	1,5
Bx_3	2	1,575	172	31	2,5
Bob_15	2,5	1,575	182	27	2,5

Tabla 3.XIV Mejores bobinas simuladas en ASITIC para $f=1.8\text{GHz}$ con $w > 20 \mu\text{m}$

Nombre	L (nH)	f (GHz)	r (μm)	w (μm)	n
Bo_64	0,5	1,8	142	41	1,5
Bo_61	1	1,8	168	40	1,5
Bo_51	1,5	1,8	156	34	2,5
Bo_2	2	1,8	158	26	2,5

Tabla 3.XV Mejores bobinas simuladas en ASITIC para $f=2.4\text{GHz}$ con $w > 20 \mu\text{m}$

Nombre	L (nH)	f (GHz)	r (μm)	w (μm)	n
Bo_34	0,5	2,4	116	32	1,5
Bx_4	1	2,4	144	29	1,5
Bo_31	1,5	2,4	132	25	2,5

3.4 Otras pruebas

Además de la librería de bobinas descrita en el apartado anterior, en el presente trabajo se han realizado otras pruebas. En este apartado se exponen cada una de ellas por separado.

3.4.1 Bobinas con distinto número de lados

Como se comentó en el apartado 3.3, la forma óptima de un inductor integrado es la circular [23]. Esto se debe a que este tipo de geometría presenta un perímetro mayor que otras configuraciones con lo que, a pesar de que la resistencia y el área ocupada (y, por tanto, compartida con el sustrato) son mayores, el factor de calidad mejora debido a que la inductancia aumenta mucho más que la resistencia.

Con las estructuras que aquí se describen proponemos el análisis y comprobación de esta cuestión. Para ello, a partir de una bobina base de 4 lados se ha incrementado el número de lados a 8, 12 y 16. En las Figuras 3.8 a 3.12 se muestran las estructuras fabricadas.

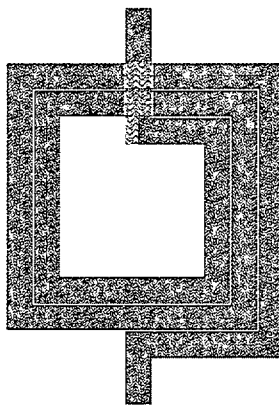


Figura 3.8 Bobina con 4 lados, $r=116 \mu\text{m}$, $w=19 \mu\text{m}$, $s=2 \mu\text{m}$ y $n=2.5$.

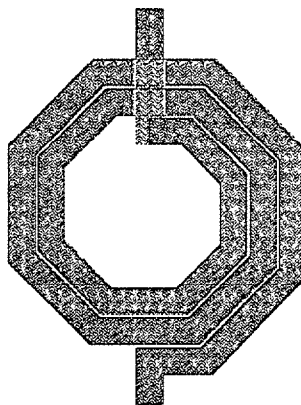


Figura 3.9 Bobina con 8 lados, $r=116 \mu\text{m}$, $w=19 \mu\text{m}$, $s=2 \mu\text{m}$ y $n=2.5$.

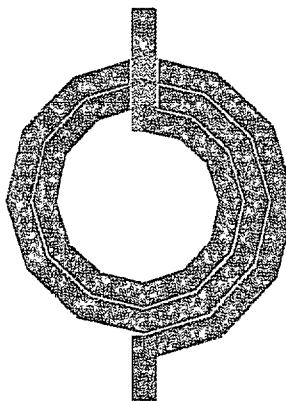


Figura 3.10 Bobina con 12 lados, $r=116 \mu\text{m}$, $w=19 \mu\text{m}$, $s=2 \mu\text{m}$ y $n=2.5$.

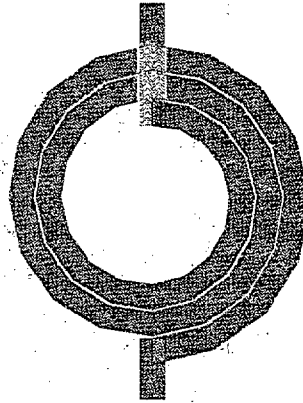


Figura 3.11 Bobina con 16 lados, $r=116 \mu\text{m}$, $w=19 \mu\text{m}$, $s=2 \mu\text{m}$ y $n=2.5$.

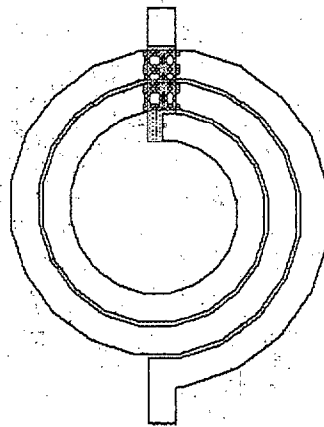


Figura 3.12 Bobina con 20 lados, $r=116 \mu\text{m}$, $w=19 \mu\text{m}$, $s=2 \mu\text{m}$ y $n=2.5$.

3.4.2 Estudio de la distribución de las vías

En el apartado 3.3 se comentó que las pérdidas en los metales disminuyen si los inductores se fabrican en distintos niveles de metal conectados mediante vías. De esta manera aumenta la sección efectiva del metal y por tanto disminuye su resistencia asociada. Sin embargo, en la bibliografía consultada no se explica la manera óptima en que se deben distribuir las vías en las pistas de metal.

En general, existen varias posibilidades de llevar esto a cabo, algunas de las cuales se muestran en la Figura 3.13. Para determinar la forma recomendable de distribuir las vías en los inductores espirales integrados se han fabricado un total de 10 bobinas. En la Tabla 3.XVI se muestran las características geométricas y la distribución de las vías en

estas bobinas. Asimismo, en las Figuras 3.13 a 3.22 se muestran los *layouts* de las mismas.

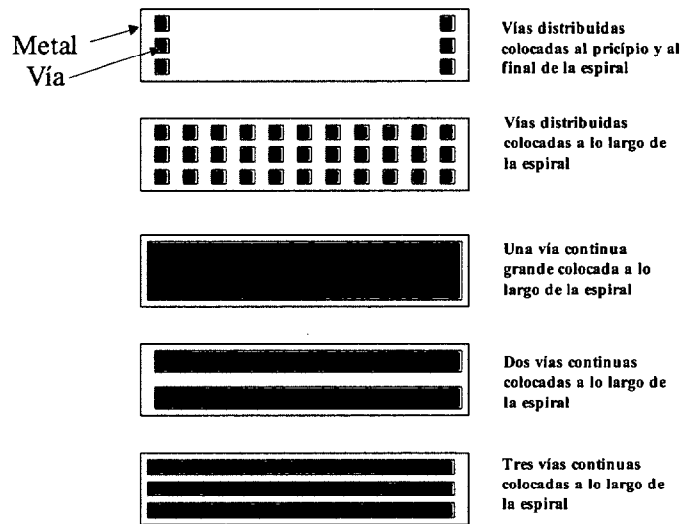


Figura 3.13 Diferentes configuraciones de las vías.

Tabla 3.XVI Bobinas fabricadas con diferentes configuraciones de las vías

Nombre	r (μm)	w (μm)	s (μm)	n	Tipo de vía
V1	150	18	1.8	1.5	Una vía continua
V2	150	18	1.8	1.5	Dos vías continuas
V3	150	18	1.8	1.5	Cuatro vías continuas
V4	150	18	1.8	1.5	Distribuidas por toda la espiral
V5	150	18	1.8	1.5	Distribuidas al principio y final
V6	85	12	1.8	4.5	Una vía continua
V7	85	12	1.8	4.5	Dos vías continuas
V8	85	12	1.8	4.5	Cuatro vías continuas
V9	85	12	1.8	4.5	Distribuidas por toda la espiral
V10	85	12	1.8	4.5	Distribuidas al principio y final

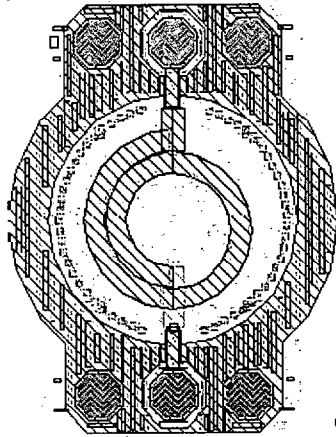


Figura 3.14 Layout de V1.

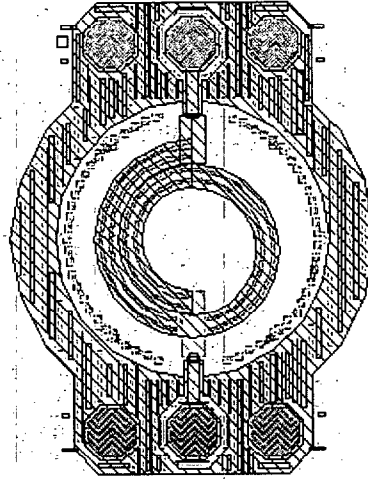


Figura 3.15 Layout de V2.

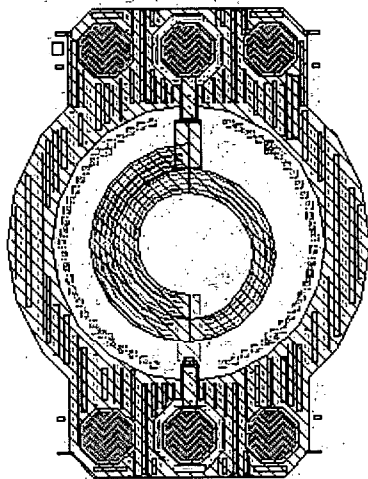


Figura 3.16 Layout de V3.

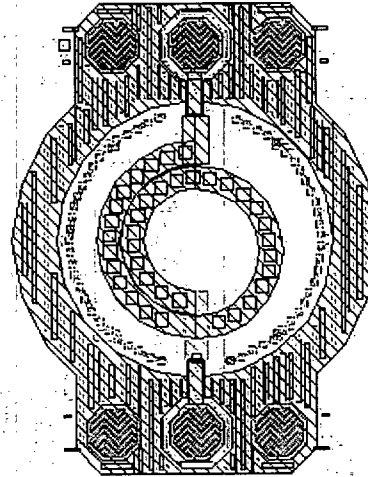


Figura 3.17 Layout de V4.

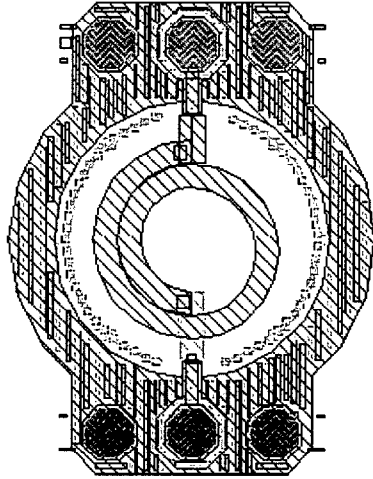


Figura 3.18 Layout de V5.

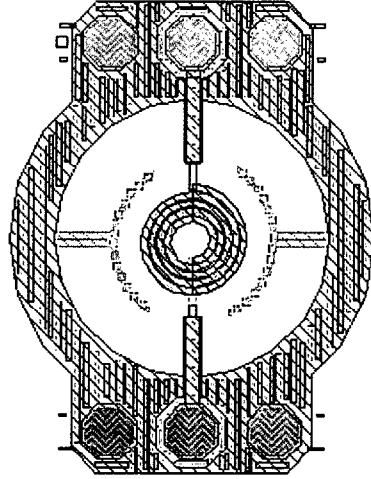


Figura 3.19 Layout de V6.

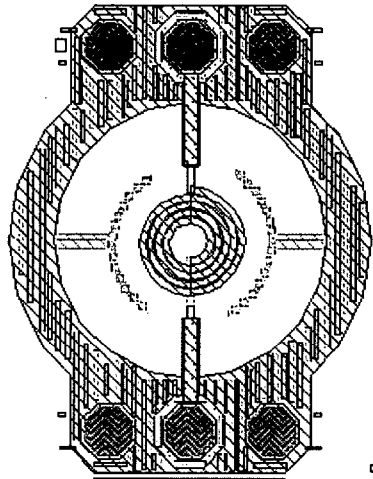


Figura 3.20 Layout de V7.

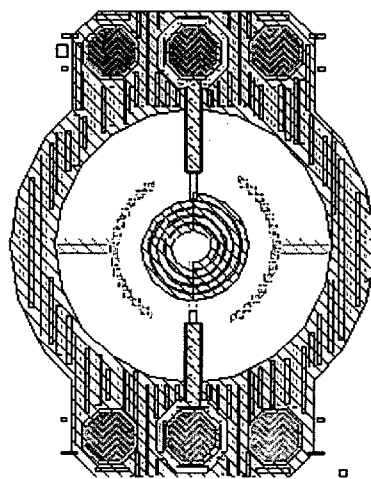


Figura 3.21 Layout de V8.

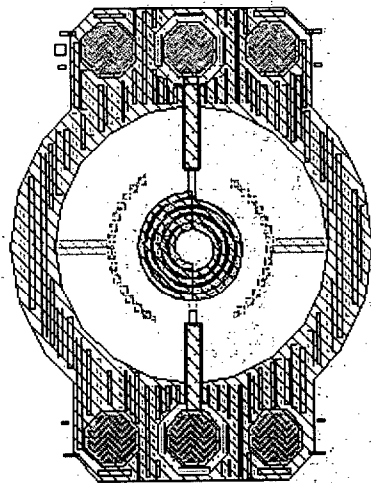


Figura 3.22 Layout de V9.

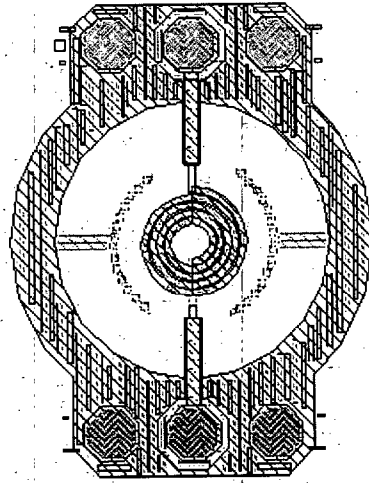


Figura 3.23 Layout de V10.

3.4.3 Estructuras para el aumento de la inductancia

Todas las bobinas de la librería de inductores tienen en común las características presentadas en el apartado 3.3. Sin embargo, si queremos aumentar la inductancia de las bobinas, manteniendo este tipo de estructura, es necesaria mucha área y se degrada, con ello, el factor de calidad. Además la frecuencia a la que se obtiene el valor máximo del factor de calidad también disminuye. Con objeto de aumentar la inductancia sin que disminuya demasiado el factor de calidad y la frecuencia de su máximo, se han diseñado las estructuras en serie que se presentan en este apartado. Estas estructuras se basan en hacer compartir el flujo magnético generado por varias bobinas, de forma que la inductancia total sea mayor que la de cada una de ellas por separado. Partiendo de este razonamiento se han probado las siguientes estructuras organizadas en dos grupos:

Grupo 1

- bobina octogonal (Figura 3.24)
- dos bobinas octogonales en serie (Figura 3.25)
- cuatro bobinas octogonales en serie (Figura 3.26)

Grupo 2

- bobina alargada (Figura 3.27)
- dos bobinas alargadas en serie (Figura 3.28)

Nótese que la estructura de las espirales se ha definido de tal forma que al unirlas compartan un lateral. Con esto lo que se pretende es que el flujo magnético compartido sea máximo.

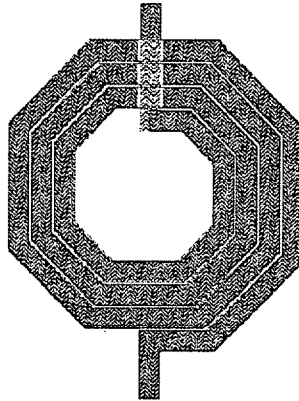


Figura 3.24 Bobina octogonal con $w=19\mu\text{m}$, $s=2\mu\text{m}$, $n=3.5$ y $r=135\mu\text{m}$.

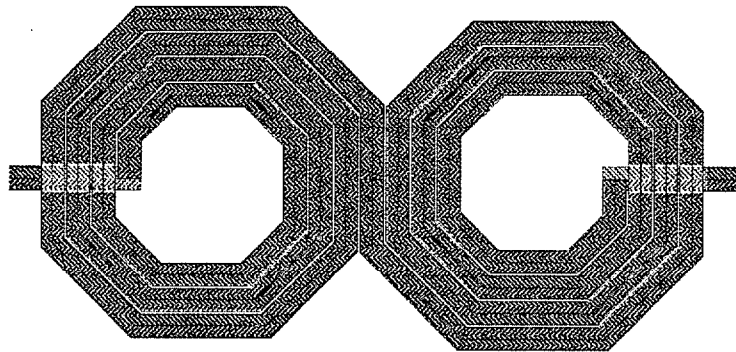


Figura 3.25 Dos bobinas octogonales en serie.

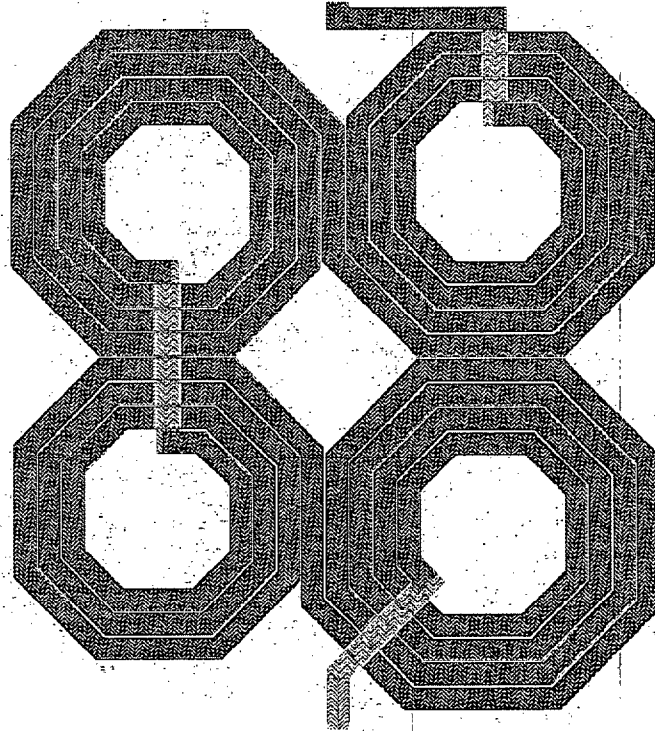


Figura 3.26 4 bobinas octogonales en serie.

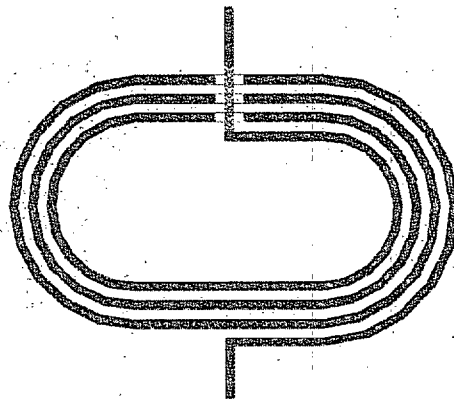


Figura 3.27 Bobina alargada con $s=10\mu\text{m}$, $w=10\mu\text{m}$, $n=3.5$, diámetro largo $=480\mu\text{m}$ y diámetro corto $=290\mu\text{m}$

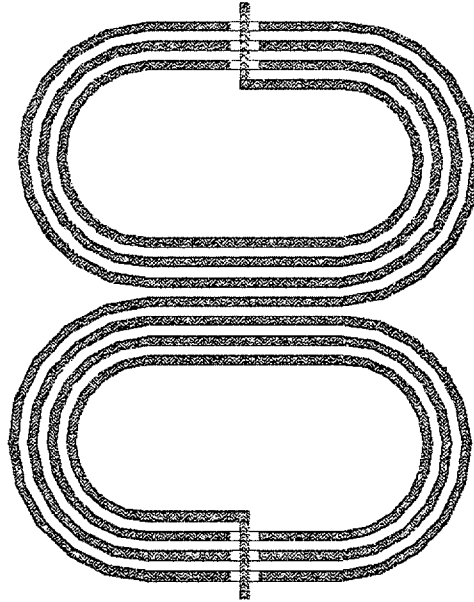


Figura 3.28 2 Bobinas alargadas en serie.

3.4.4 Efecto de las corrientes de torbellino

El campo magnético causante de la respuesta inductiva de la espira induce corrientes de torbellino tanto en el sustrato como en las tiras de conductor, especialmente en las vueltas internas. Esas corrientes inducidas son pequeños bucles de corriente que fluyen de tal forma que se oponen a los cambios originales en el campo magnético. De esta manera, la corriente inducida fluye en ciertas regiones en la dirección opuesta a la corriente en la tira de metal, provocando unas pérdidas resistivas que se deben añadir a las debidas al efecto pelicular (ver apartado 1.2). Este efecto es difícil de evaluar analíticamente y, por ello, no hay una expresión simple que lo modele. En [10] se presentan los resultados de simulaciones que incluyen los efectos mencionados. La magnitud de las corrientes inducidas es proporcional a la derivada del campo magnético que las origina. Así, es de esperar que la resistencia asociada a este efecto presente una dependencia exponencial con la frecuencia.

Para determinar cual debe ser el radio interior de la bobina óptimo para que la resistencia sea mínima se ha hecho el siguiente barrido:

- Radio interior = 15, 30, 45, 60 y 75 μm .
- Número de vueltas = 2.5, 3.5 y 4.5.

- Anchura de pista = 10, 15 y 20 μm .

En las Tablas 3.XVII a la 3.XXI se presenta el listado las bobinas fabricadas. En este barrido interesa ver sobre todo el aumento de la resistencia con la frecuencia para las diferentes estructuras.

Tabla 3.XVII Bobinas de prueba para medir el efecto de las corrientes de torbellino: radio interior 15 μm

Nombres	n	r(μm)	w(μm)	s(μm)
B_14	2,5	54	10	1,8
B_12	2,5	72	15	1,8
B_7	2,5	89	20	1,8
B_13	3,5	66	10	1,8
B_22	3,5	88	15	1,8
Bo_12	3,5	111	20	1,8
B_11	4,5	78	10	1,8
B_17	4,5	105	15	1,8
Bo_66	4,5	133	20	1,8

Tabla 3.XVIII Bobinas de prueba para medir el efecto de las corrientes de torbellino: radio interior 30 μ m

Nombres	n	r(μ m)	w(μ m)	s(μ m)
B_27	2,5	69	10	1,8
B_8	2,5	87	15	1,8
B_3	2,5	104	20	1,8
B_25	3,5	81	10	1,8
B_18	3,5	103	15	1,8
Bo_20	3,5	126	20	1,8
B_6	4,5	93	10	1,8
Bo_45	4,5	120	15	1,8
Bo_52	4,5	148	20	1,8

Tabla 3.XIX Bobinas de prueba para medir el efecto de las corrientes de torbellino: radio interior 45 μ m

Nombres	n	r(μ m)	w(μ m)	s(μ m)
B_9	2,5	84	10	1,8
B_4	2,5	102	15	1,8
Bo_21	2,5	119	20	1,8
B_20	3,5	96	10	1,8
Bo_9	3,5	118	15	1,8
Bo_4	3,5	141	20	1,8
B_16	4,5	108	10	1,8
Bo_17	4,5	135	15	1,8
Bo_14	4,5	163	20	1,8

Tabla 3.XX Bobinas de prueba para medir el efecto de las corrientes de torbellino: radio interior $60\mu\text{m}$

Nombres	n	r(μm)	w(μm)	s(μm)
B_5	2,5	99	10	1,8
Bo_57	2,5	117	15	1,8
Bo_42	2,5	134	20	1,8
Bo_24	3,5	111	10	1,8
Bo_6	3,5	133	15	1,8
Bo_62	3,5	156	20	1,8
Bo_8	4,5	123	10	1,8
Bo_15	4,5	150	15	1,8
Bob_16	4,5	178	20	1,8

Tabla 3.XXI Bobinas de prueba para medir el efecto de las corrientes de torbellino: radio interior $75\mu\text{m}$

Nombres	n	r(μm)	w(μm)	s(μm)
Bo_10	2,5	114	10	1,8
Bo_54bis	2,5	132	15	1,8
Bo_3	2,5	149	20	1,8
Bo_32	3,5	126	10	1,8
Bo_63	3,5	148	15	1,8
Bob_9	3,5	171	20	1,8
Bo_41	4,5	138	10	1,8
Bo_26	4,5	165	15	1,8
Bob_5	4,5	193	20	1,8

3.5 Anillos de guarda

En el capítulo 2 se indicó que cuando se mide cualquier dispositivo sobre una oblea, además de los efectos debidos al funcionamiento del propio dispositivo bajo prueba, aparecen también otros relacionados con todo lo que lo rodea. Para eliminar estos efectos se utiliza el llamado proceso de desacoplo, el cual consiste en mover el plano de referencia desde el punto de la calibración (las puntas de la sonda) a los extremos del dispositivo que se quiere medir. Para ello se necesita determinar primero los elementos parásitos que aparecen en la estructura medida para luego eliminarlos. Esta tarea se lleva a cabo mediante la utilización de una estructura denominada anillo de guarda junto a las estructuras de prueba comentadas en el capítulo 2.

La importancia de disponer de un anillo de guarda adecuado a las características geométricas y eléctricas de un dispositivo se refleja en la gran cantidad de publicaciones que tratan del tema [2][28][29]. En este trabajo hemos utilizado el método propuesto por Troels Emil Kolding en [29], el cual se basa en utilizar un anillo de guarda que aísla el dispositivo del resto de la oblea. Se ha decidido utilizar este método debido a que está especialmente indicado para medidas sobre sustratos poco resistivos en los que los mecanismos de acoplamiento en las medidas son significativos.

El efecto más importante (y el más perjudicial) que es capaz de eliminar este método es el acoplamiento directo. Las técnicas que permiten llevar esto a cabo son las siguientes:

- Utilización de *pads* pequeños con geometría octogonal y de pozos tipo n bajo los mismos. Con esto se consigue que la capacidad asociada a los *pads* sea mínima.
- Puesta a tierra del sustrato. De esta forma se minimiza el camino que hay entre las pistas y la tierra común, con lo que se reducen los mecanismos de acoplamiento.

En la Figura 3.29 se muestra el corte transversal y el *layout* de los *pads* de la estructura de medida. Se puede observar como en los *pads* de señal (S) se utiliza el menor número de capas posible, para reducir así la capacidad de acoplamiento hacia tierra. Se han utilizado dos metales en lugar de uno (que sería lo óptimo desde el punto de vista del acoplamiento) para dar consistencia al *pad* y evitar que sea dañado en el momento de situar las sondas sobre él.

Los metales correspondientes a la capa de tierra se han diseñado con el mayor tamaño posible para aumentar la capacidad a tierra. De esta manera, cualquier señal AC

que se acople con dichos metales será dirigida inmediatamente a tierra, a través de esta capacidad.

Otra estrategia que se ha tenido en cuenta para minimizar los efectos del acoplamiento directo entre los *pads* de señal y el sustrato es la inclusión de un pozo n por debajo de dichos *pads*, conectado a tierra mediante contactos tipo n+.

Por último, en el layout de los *pads* de medida se han incluido unas marcas metálicas separadas 50µm. Estas marcas sirven para facilitar la colocación de las puntas de las sondas sobre los *pads* y evitar que se desplacen más de lo necesario.

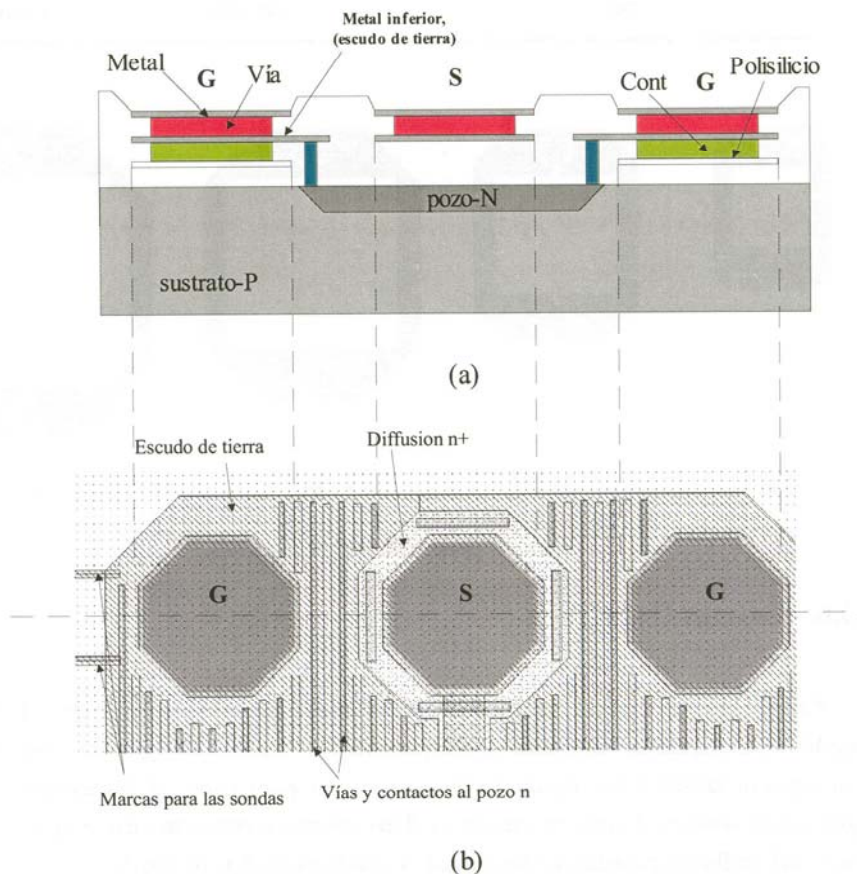


Figura 3.29 Pads de la estructura de medida: (a) corte transversal, (b) layout.

Se hicieron 4 tipos de anillos de guarda para evitar que la pista que une los terminales del inductor con los *pads* de medida fuera demasiado larga. Las dimensiones de los mismos y el número de ellos se han escogido de forma que el área ocupada sea lo más

pequeña posible. Las dimensiones de los anillos de guarda y las bobinas que caben en cada uno de ellos que se muestran en la Tabla 3.XXII.

Tabla 3.XXII Anillos de guarda utilizados

Radio interno del anillo de guarda (μm)	Radio de las bobinas que caben (μm)	Figura
160	70 – 110	Figura 3.30.a
220	111 – 170	Figura 3.30.b
290	171 – 240	Figura 3.30.c
360	241 - 310	Figura 3.30.d

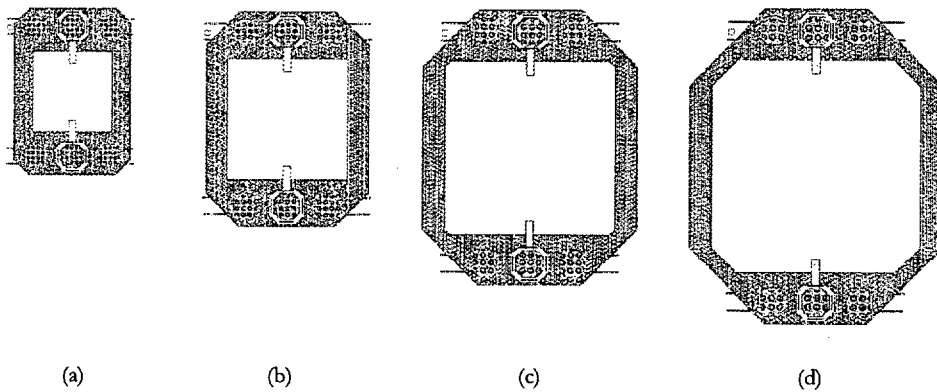


Figura 3.30 Anillos de guarda.

3.6 Layout final

En el Apéndice A se muestra el *layout* final. En total consta de 128 inductores espirales integrados con sus correspondientes anillos de guarda. Así mismo, se incorporan también los *layouts* de las estructuras para hacer el desacoplo: 4 anillos de guarda en abierto, 4 en cortocircuito y 4 en abierto y cortocircuito simples (uno a cada lado del anillo de guarda). El área total ocupada es de $8 \times 10 \text{ mm}^2$.

CAPÍTULO 4

RESULTADOS DE LOS EXPERIMENTOS

4.1 Introducción

En este capítulo se da cuenta de los resultados obtenidos a partir de los experimentos descritos en el capítulo 3. Todas las bobinas fabricadas se midieron y caracterizaron aplicando los procedimientos vistos en el capítulo 2. En el siguiente apartado se añade algunos detalles sobre el proceso de caracterización.

4.2 Detalles sobre el proceso de caracterización

Como se indicó en el capítulo 2, el proceso de caracterización consiste en el ajuste de las admitancias que componen el circuito equivalente de forma individualizada. En este apartado proporcionaremos detalles sobre como se ha llevado a cabo dicho proceso.

El procedimiento a seguir comienza con la transformación de los parámetros de *scattering* $S(\omega)$ en los de admitancia $Y(\omega)$. Esto es necesario puesto que, tras el proceso de medida y desacoplo de las estructuras de medida, lo que se obtiene son los parámetros de *scattering* del dispositivo para un cierto número de frecuencias $S(\omega)$. Las expresiones que relacionan los parámetros $Y(\omega)$ con los $S(\omega)$ son las siguientes [33]:

$$Y_{\pi 11} = \frac{(1 + S_{22})(1 - S_{11}) + S_{12}S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}} \cdot \frac{1}{50} \quad (4.1)$$

$$Y_{\pi 12} = \frac{-2S_{12}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}} \cdot \frac{1}{50} \quad (4.2)$$

$$Y_{\pi 21} = \frac{-2S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}} \cdot \frac{1}{50} \quad (4.3)$$

$$Y_{\pi 22} = \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}} \cdot \frac{1}{50} \quad (4.4)$$

Una vez obtenidas las admitancias del dispositivo pasamos a hacer la extracción de los valores de los elementos circuitales que lo modelan. Esta extracción se hace mediante un proceso de ajuste individualizado aplicado a las admitancias Y_L , Y_{SUB1} e Y_{SUB2} (ver Figura 2.9). Así, para la admitancia Y_L se debe cumplir que su valor medido sea igual al valor que se extrae del circuito equivalente, es decir:

$$Y_{L\text{ medido}} = Y_{L\text{ circuito}} \quad (4.5)$$

donde:

$$Y_{L\text{ medido}} = -Y_{\pi 12} = -Y_{\pi 21} \quad (4.6)$$

e

$$Y_{L\text{ circuito}} = \frac{1}{j \cdot \omega \cdot L_s + R_s} + j \cdot \omega \cdot C_p \quad (4.7)$$

El procedimiento para llevar a cabo el ajuste consiste en minimizar las siguientes expresiones para todas las frecuencias ω_i :

$$\sum_i (RE\{Y_{L\text{ medido}}(\omega_i)\} - RE\{Y_{L\text{ circuito}}(\omega_i)\})^2 \quad (4.8)$$

$$\sum_i (IM\{Y_{L\text{ medido}}(\omega_i)\} - IM\{Y_{L\text{ circuito}}(\omega_i)\})^2 \quad (4.9)$$

Previamente al ajuste reseñado, debemos proporcionar al programa que lo lleva a cabo unos valores iniciales de L_s , R_s y C_p cercanos a sus valores finales. Con ello lo que se consigue es reducir de forma considerable el tiempo invertido en el ajuste. Para ello tomaremos las predicciones obtenidas del modelo paramétrico desarrollado en [2]. Este modelo paramétrico será objeto de estudio en el capítulo 6 y por ello emplazamos al lector a su análisis más adelante.

Para el ajuste de las admitancias Y_{SUB1} e Y_{SUB2} seguimos un procedimiento similar; debe cumplirse en este caso que el valor medido de cada una de ellas sea igual al valor que se extrae del circuito, es decir:

$$Y_{SUB1\text{ medido}} = Y_{SUB1\text{ circuito}} \quad (4.10)$$

e

$$Y_{SUB2\text{ medido}} = Y_{SUB2\text{ circuito}} \quad (4.11)$$

En este caso los valores medidos son:

$$Y_{SUB1\text{ medido}} = Y_{\pi 11} + Y_{\pi 12} \quad (4.12)$$

e

$$Y_{SUB2\text{ medido}} = Y_{\pi 22} + Y_{\pi 21} \quad (4.13)$$

mientras que los valores extraídos del circuito son:

$$Y_{SUB1\text{ circuito}} = \left(\frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_{ox1}} + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_{SUB1} + \frac{1}{R_{SUB1}}} \right)^{-1} \quad (4.14)$$

e

$$Y_{SUB2\text{ circuito}} = \left(\frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_{ox2}} + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_{SUB2} + \frac{1}{R_{SUB2}}} \right)^{-1} \quad (4.15)$$

El ajuste se hace de forma que se minimicen las siguientes expresiones para todas las frecuencias ω_i :

$$\sum_i (RE\{Y_{SUB1\text{ medido}}(\omega_i)\} - RE\{Y_{SUB1\text{ circuito}}(\omega_i)\})^2 \quad (4.16)$$

$$\sum_i (IM\{Y_{SUB1\text{ medido}}(\omega_i)\} - IM\{Y_{SUB1\text{ circuito}}(\omega_i)\})^2 \quad (4.17)$$

$$\sum_i (RE\{Y_{SUB2\text{ medido}}(\omega_i)\} - RE\{Y_{SUB2\text{ circuito}}(\omega_i)\})^2 \quad (4.18)$$

$$\sum_i (IM\{Y_{SUB2\text{ medido}}(\omega_i)\} - IM\{Y_{SUB2\text{ circuito}}(\omega_i)\})^2 \quad (4.19)$$

Igual que antes, previamente al ajuste le facilitaremos al programa unos valores iniciales de C_{OX1} , R_{SUB1} , C_{SUB1} , C_{OX2} , R_{SUB2} , y C_{SUB2} cercanos a sus valores finales.

Finalmente, el programa deberá guardar los valores de L_s , R_s , C_p , C_{OX1} , R_{SUB1} , C_{SUB1} , C_{OX2} , R_{SUB2} , y C_{SUB2} obtenidos. Este proceso se deberá repetir para cada uno de los inductores fabricados y medidos.

El procedimiento que hemos presentado se ha implementado en el software de análisis matemático de libre distribución OCTAVE [34]. Debido a que se basa en el ajuste por mínimos cuadrados de vectores con una gran cantidad de puntos, la duración del mismo para cada inductor es bastante elevada (aproximadamente de 3 a 5 minutos en una estación Ultra SPARC10). Por esta razón, el ajuste de todas las estructuras fabricadas es un proceso lento.

4.3 Librería de Inductores integrados

En la elaboración de esta librería se compararon los resultados obtenidos para aquellas estructuras que tenían una anchura de pista menor de $20\ \mu\text{m}$ con las que no las tenían. Así, la librería de inductores resultante consta de un total de 55 bobinas distribuidas según se muestra a continuación:

- 13 inductores con inductancias internas comprendidas entre 0.5 y 6 nH a 0.86 GHz.
- 11 inductores con inductancias internas comprendidas entre 0.5 y 6 nH a 1.57 GHz.
- 10 inductores con inductancias internas comprendidas entre 0.5 y 6 nH a 1.8 GHz.
- 11 inductores con inductancias internas comprendidas entre 0.5 y 6 nH a 2.4 GHz.
- 10 inductores con inductancias internas comprendidas entre 0.5 y 6 nH a 5.6 GHz.

En las Tablas 4.I a 4.V se muestran las características geométricas de cada una de las bobinas fabricadas y medidas así como los parámetros correspondientes al modelo eléctrico convencional presentado en el capítulo 2 (Figura 2.9). En las Tablas 4.VI a 4.XV se muestran los mismos datos para las configuraciones de un puerto (puerto 1 y puerto 2). Obsérvese cómo algunos valores obtenidos para el factor de calidad son excepcionales.

En algunos casos, los inductores con anchuras de pista superior a $20\ \mu\text{m}$ presentaron mejores factores de calidad que las que se diseñaron con pistas de menor anchura. Por ejemplo, para una inductancia de $L=1.5\text{nH}$ a 0.86GHz , el inductor bob_4 con $w=50\ \mu\text{m}$ y con un factor de calidad de 11 fue elegido frente a bo_42 cuya anchura

es de $w=20\mu\text{m}$. Esto demuestra que el efecto pelicular es, en algunos casos, despreciable, sobre todo a frecuencias bajas.

Tabla 4.I Características geométricas y parámetros del modelo de dos puertos para las bobinas diseñadas para 0.8GHz

Nomb.	Q	Lex(nH)	n	r(um)	w(um)	S(um)	Ls(nH)	Rs(Ω)	Cp(fF)	Rsub1(Ω)	Csub1(fF)	Cox1(fF)	Rsub2(Ω)	Csub2(fF)	Cox2(fF)
bo_23	9,1	0,8	1,5	112	41	1,8	0,8	0,5	133	248	63	870	228	69	490
bo_11	5,8	1,2	1,5	112	20	1,8	1,1	1,1	31	242	58	390	248	59	400
bob_4	11,0	1,5	1,5	210	50	1,8	1,5	0,5	199	168	82	1300	137	99	1400
bob_13	10,9	2,2	2,5	216	47	1,8	2,0	0,4	293	137	92	1700	109	170	2900
bob_2	8,5	2,7	2,5	230	43	1,8	2,4	0,5	245	128	95	1900	95	180	2600
bo_19	5,4	3,0	3,5	130	20	1,8	2,8	2,4	74	268	48	780	202	81	690
bo_53	5,3	3,5	3,5	142	20	1,8	3,2	2,6	74	250	49	860	182	85	750
bob_i_1	5,7	3,9	2,5	248	42	1,8	3,5	1,4	234	175	88	2100	116	110	1900
bob_i_3	5,2	4,4	2,5	266	41	1,8	3,9	1,4	223	161	89	2200	103	120	2000
bob_7	5,9	5,2	3,5	176	20	1,8	4,8	1,3	74	200	69	1700	147	91	770
bob_10	4,3	5,5	3,5	238	31	1,8	4,8	1,1	178	137	80	2600	81	160	2100
bo_38	4,2	5,8	4,5	166	20	1,8	5,2	3,8	95	232	45	1200	135	98	1100
bob_8	4,9	6,4	4,5	172	20	1,8	5,9	1,8	95	220	65	2000	146	88	830

Tabla 4.II Características geométricas y parámetros del modelo de dos puertos para las bobinas diseñadas para 1.5GHz

Nomb.	Q	Lex(nH)	n	r(um)	w(um)	S(um)	Ls(nH)	Rs(Ω)	Cp(fF)	Rsub1(Ω)	Csub1(fF)	Cox1(fF)	Rsub2(Ω)	Csub2(fF)	Cox2(fF)
bo_55	10,7	0,8	1,5	128	47	1,8	0,8	0,5	176	245	58	780	218	72	730
bo_70	7,3	1,2	1,5	114	20	1,8	1,1	1,3	31	247	54	380	231	65	400
bob_3	7,0	1,8	1,5	220	41	1,8	1,7	0,9	133	155	77	1300	129	100	1200
bo_42	5,0	2,3	2,5	134	20	1,8	2,1	2,7	53	235	53	730	195	71	550
bo_44	5,2	2,9	3,5	128	20	1,8	2,7	2,8	74	269	49	780	206	76	660
bob_15	5,3	3,3	2,5	182	27	1,8	3,0	1,9	96	204	65	1100	160	96	1100
bo_28	4,7	3,8	3,5	144	19	1,8	3,4	2,9	67	234	51	960	171	86	710
bo_7	4,3	4,6	4,5	130	16	1,8	4,1	3,8	61	267	49	890	190	81	650
bo_43	4,2	5,1	4,5	132	15	1,8	4,6	3,8	53	260	48	870	187	81	650
bo_54	4,0	5,6	4,5	134	14	1,8	5,0	3,9	46	253	48	840	184	80	640
bo_68	3,8	6,5	5,5	122	12	1,8	5,7	4,9	42	281	47	780	201	78	590

Tabla 4.III Características geométricas y parámetros del modelo de dos puertos para las bobinas diseñadas para 1.8GHz

Nomb.	Q	Lext(nH)	n	r(μm)	w(μm)	S(μm)	Ls(nH)	Rs(Ω)	Cp(fF)	Rsub1(Ω)	Csub1(fF)	Cox1(fF)	Rsub2(Ω)	Csub2(fF)	Cox2(fF)
bo_61	8,7	1,2	1,5	168	40	1,8	1,1	0,8	127	183	67	919	152	89	840
bo_51	6,1	1,9	2,5	156	34	1,8	1,7	1,6	153	226	56	1100	163	91	930
bo_56	6,2	2,2	2,5	122	18	1,8	2,0	2,2	43	251	52	540	220	72	540
bo_2	5,6	2,5	2,5	158	26	1,8	2,2	1,8	89	211	53	910	161	90	830
bo_30	5,1	3,2	3,5	134	20	1,8	2,9	2,7	74	262	47	770	196	82	740
bo_29	4,8	3,9	3,5	136	17	1,8	3,5	2,8	53	248	48	720	193	81	700
bo_46	4,4	4,6	4,5	116	13	1,8	4,1	4,1	40	289	44	590	228	75	580
bo_69	4,2	5,2	4,5	118	12	1,8	4,6	4,1	34	279	44	580	224	74	570
bo_48	3,9	6,1	5,5	112	11	1,8	5,3	4,9	35	304	43	580	235	73	560
b_2	3,7	6,3	5,5	106	9	1,8	5,5	5,6	23	279	37	490	209	71	459

Tabla 4.IV Características geométricas y parámetros del modelo de dos puertos para las bobinas diseñadas para 2.4GHz

Nomb.	Q	Lext(nH)	n	r(μm)	w(μm)	S(μm)	Ls(nH)	Rs(Ω)	Cp(fF)	Rsub1(Ω)	Csub1(fF)	Cox1(fF)	Rsub2(Ω)	Csub2(fF)	Cox2(fF)
bo_34	9,8	0,9	1,5	116	32	1,8	0,9	0,8	81	252	61	580	238	65	520
bo_35	8,6	1,1	1,5	114	20	1,8	1,1	1,2	31	242	58	400	236	62	400
b_19	6,7	1,4	2,5	100	19	1,8	1,3	1,9	47	275	46	450	238	68	400
bo_22	6,7	1,9	2,5	116	19	1,8	1,8	2,0	47	248	57	410	220	72	760
bo_36	5,5	2,7	3,5	112	17	1,8	2,4	2,9	53	277	51	430	227	77	820
bo_33	5,0	3,3	3,5	120	16	1,8	2,9	2,9	47	261	48	459	215	81	830
bo_47	4,8	3,8	3,5	114	12	1,8	3,3	3,3	26	246	47	380	233	77	690
b_1	4,0	4,4	4,5	110	12	1,8	3,8	3,5	34	271	38	530	201	76	490
b_21	3,9	5,2	5,5	90	8	1,8	4,5	5,5	18	313	39	380	252	65	350
b_24	3,7	5,8	6,5	84	7	1,8	5,0	6,7	16	336	38	360	270	62	330
b_10	3,5	6,5	6,5	82	6	1,8	5,5	7,4	12	329	40	330	272	60	300

Tabla 4.V Características geométricas y parámetros del modelo de dos puertos para las bobinas diseñadas para 5.6GHz

Nomb.	Q	Lex _t (nH)	n	r(μm)	w(μm)	S(μm)	L _s (nH)	R _s (Ω)	C _p (fF)	R _{sub1} (Ω)	C _{sub1} (fF)	Cox1(fF)	R _{sub2} (Ω)	C _{sub2} (fF)	Cox2(fF)
b_28	10,7	0,7	1,5	60	12	1,8	0,6	1,2	11	352	45	170	282	49	170
b_26	6,8	1,3	2,5	76	13	1,8	1,1	1,9	22	328	45	260	287	58	260
bo_67	4,8	1,9	1,5	130	9	1,8	1,6	1,3	6	203	63	260	191	76	270
bo_39	3,6	2,6	1,5	156	7	1,8	1,9	0,9	3	165	82	270	143	82	250
bob_6	2,4	3,9	1,5	180	6	1,8	2,6	0,9	2	158	77	280	157	80	290
bob_14	1,9	5,0	1,5	206	6	1,8	2,9	4,4	2	139	77	300	136	81	300
bob_12	1,5	6,2	1,5	224	5	1,8	3,1	5,6	1	122	79	290	120	83	290
bo_40	1,1	10,2	2,5	148	5	1,8	4,5	15,9	3	170	61	280	167	70	290
bob_i_5	0,7	12,2	1,5	250	5	1,8	3,8	13,6	1	111	100	340	120	84	320
bob_i_2	0,5	16,1	1,5	270	5	1,8	3,9	19,0	1	104	94	340	109	85	340

Tabla 4.VI Características geométricas y parámetros del modelo de un puerto (puerto 1) para las bobinas diseñadas para 0.8GHz

Nomb.	Q	Lex _t (nH)	n	r(μm)	w(μm)	S(μm)	L _s (nH)	R _s (Ω)	C _p (fF)	R _{sub1} (Ω)	C _{sub1} (fF)	Cox1(fF)
bo_23	9,4	0,8	1,5	112	41	1,8	0,8	0,5	133	248	63	580
bo_11	5,9	1,2	1,5	112	20	1,8	1,1	1,1	31	242	58	260
bob_4	12,5	1,5	1,5	210	50	1,8	1,5	0,5	199	168	82	866
bob_13	13,6	2,2	2,5	216	47	1,8	2,0	0,4	293	137	92	1133
bob_2	10,5	2,7	2,5	230	43	1,8	2,4	0,5	245	128	95	1266
bo_19	5,8	3,0	3,5	130	20	1,8	2,8	2,4	74	268	48	520
bo_53	5,8	3,5	3,5	142	20	1,8	3,2	2,6	74	250	49	573
bob_i_1	6,3	3,9	2,5	248	42	1,8	3,5	1,4	234	175	88	1400
bob_i_3	5,9	4,4	2,5	266	41	1,8	3,9	1,4	223	161	89	1466
bob_7	6,9	5,3	3,5	176	20	1,8	4,8	1,3	74	200	69	1133
bob_10	5,0	5,6	3,5	238	31	1,8	4,8	1,1	178	137	80	1733
bo_38	4,7	5,8	4,5	166	20	1,8	5,2	3,8	95	232	45	800
bob_8	5,4	6,5	4,5	172	20	1,8	5,9	1,8	95	220	65	1333

Tabla 4.VII Características geométricas y parámetros del modelo de un puerto (puerto 1) para las bobinas diseñadas para 1.5GHz

Nomb.	Q	Lexl(nH)	n	r(um)	w(um)	S(um)	Ls(nH)	Rs(Ω)	Cp(fF)	Rsub1(Ω)	Csub1(fF)	Cox1(fF)
bo_55	11,3	0,8	1,5	128	47	1,8	0,8	0,5	176	245	58	520
bo_70	7,8	1,2	1,5	114	20	1,8	1,1	1,3	31	247	54	253
bob_3	8,0	1,8	1,5	220	41	1,8	1,7	0,9	133	155	77	866
bo_42	5,4	2,3	2,5	134	20	1,8	2,1	2,7	53	235	53	486
bo_44	5,6	2,9	3,5	128	20	1,8	2,7	2,8	74	269	49	520
bob_15	5,9	3,3	2,5	182	27	1,8	3,0	1,9	96	204	65	733
bo_28	5,2	3,8	3,5	144	19	1,8	3,4	2,9	67	234	51	640
bo_7	4,7	4,6	4,5	130	16	1,8	4,1	3,8	61	267	49	593
bo_43	4,7	5,1	4,5	132	15	1,8	4,6	3,8	53	260	48	580
bo_54	4,6	5,7	4,5	134	14	1,8	5,0	3,9	46	253	48	560
bo_68	4,3	6,6	5,5	122	12	1,8	5,7	4,9	42	281	47	520

Tabla 4.VIII Características geométricas y parámetros del modelo de un puerto (puerto 1) para las bobinas diseñadas para 1.8GHz

Nomb.	Q	Lexl(nH)	n	r(um)	w(um)	S(um)	Ls(nH)	Rs(Ω)	Cp(fF)	Rsub1(Ω)	Csub1(fF)	Cox1(fF)
bo_61	9,7	1,2	1,5	168	40	1,8	1,1	0,8	127	183	67	613
bo_51	6,5	1,9	2,5	156	34	1,8	1,7	1,6	153	226	56	733
bo_56	7,0	2,2	2,5	122	18	1,8	2,0	2,2	43	251	52	360
bo_2	6,3	2,5	2,5	158	26	1,8	2,2	1,8	89	211	53	606
bo_30	5,6	3,2	3,5	134	20	1,8	2,9	2,7	74	262	47	513
bo_29	5,5	3,9	3,5	136	17	1,8	3,5	2,8	53	248	48	480
bo_46	5,0	4,7	4,5	116	13	1,8	4,1	4,1	40	289	44	393
bo_69	4,9	5,2	4,5	118	12	1,8	4,6	4,1	34	279	44	386
bo_48	4,5	6,1	5,5	112	11	1,8	5,3	4,9	35	304	43	386
b_2	4,5	6,4	5,5	106	9	1,8	5,5	5,6	23	279	37	326

Tabla 4.IX Características geométricas y parámetros del modelo de un puerto (puerto 1) para las bobinas diseñadas para 2.4GHz

Nomb.	Q	Lexl(nH)	n	r(um)	w(um)	S(um)	Ls(nH)	Rs(Ω)	Cp(fF)	Rsub1(Ω)	Csub1(fF)	Cox1(fF)
bo_34	10,7	0,9	1,5	116	32	1,8	0,9	0,8	81	252	61	386
bo_35	9,6	1,1	1,5	114	20	1,8	1,1	1,2	31	242	58	266
b_19	7,2	1,4	2,5	100	19	1,8	1,3	1,9	47	275	46	300
bo_22	7,8	1,9	2,5	116	19	1,8	1,8	2,0	47	248	57	273
bo_36	6,2	2,7	3,5	112	17	1,8	2,4	2,9	53	277	51	286
bo_33	5,9	3,3	3,5	120	16	1,8	2,9	2,9	47	261	48	306
bo_47	6,0	3,8	3,5	114	12	1,8	3,3	3,3	26	246	47	253
b_1	4,6	4,4	4,5	110	12	1,8	3,8	3,5	34	271	38	353
b_21	4,6	5,2	5,5	90	8	1,8	4,5	5,5	18	313	39	253
b_24	4,3	5,8	6,5	84	7	1,8	5,0	6,7	16	336	38	240
b_10	4,2	6,5	6,5	82	6	1,8	5,5	7,4	12	329	40	220

Tabla 4.X Características geométricas y parámetros del modelo de un puerto (puerto 1) para las bobinas diseñadas para 5.6GHz

Nomb.	Q	Lexl(nH)	n	r(um)	w(um)	S(um)	Ls(nH)	Rs(Ω)	Cp(fF)	Rsub1(Ω)	Csub1(fF)	Cox1(fF)
b_28	12,0	0,7	1,5	60	12	1,8	0,6	1,2	11	352	45	113
b_26	7,7	1,3	2,5	76	13	1,8	1,1	1,9	22	328	45	173
bo_67	6,3	1,9	1,5	130	9	1,8	1,6	1,3	6	203	63	173
bo_39	5,1	2,5	1,5	156	7	1,8	1,9	0,9	3	165	82	180
bob_6	3,7	3,8	1,5	180	6	1,8	2,6	0,9	2	158	77	186
bob_14	3,0	4,7	1,5	206	6	1,8	2,9	4,4	2	139	77	200
bob_12	2,6	5,7	1,5	224	5	1,8	3,1	5,6	1	122	79	193
bo_40	1,8	9,6	2,5	148	5	1,8	4,5	15,9	3	170	61	186
boji_5	1,5	10,0	1,5	250	5	1,8	3,8	13,6	1	111	100	226
boji_2	1,3	12,3	1,5	270	5	1,8	3,9	19,0	1	104	94	226

Tabla 4.XI Características geométricas y parámetros del modelo de un puerto (puerto 2) para las bobinas diseñadas para 0.8GHz

Nomb.	Q	Lext(nH)	n	r(um)	w(um)	S(um)	Ls(nH)	Rs(Ω)	Cp(fF)	Rsub2(Ω)	Csub2(fF)	Cox2(fF)
bo_23	9,9	0,8	1,5	112	41	1,8	0,8	0,5	133	228	69	490
bo_11	5,9	1,2	1,5	112	20	1,8	1,1	1,1	31	248	59	400
bob_4	12,2	1,5	1,5	210	50	1,8	1,5	0,5	199	137	99	1400
bob_13	9,9	2,2	2,5	216	47	1,8	2,0	0,4	293	109	170	2900
bob_2	8,6	2,7	2,5	230	43	1,8	2,4	0,5	245	95	180	2600
bo_19	6,0	3,0	3,5	130	20	1,8	2,8	2,4	74	202	81	690
bo_53	6,1	3,5	3,5	142	20	1,8	3,2	2,6	74	182	85	750
bob_i_1	6,1	4,0	2,5	248	42	1,8	3,5	1,4	234	116	110	1900
bob_i_3	5,8	4,6	2,5	266	41	1,8	3,9	1,4	223	103	120	2000
bob_7	12,0	5,3	3,5	176	20	1,8	4,8	1,3	74	147	91	770
bob_10	5,5	6,0	3,5	238	31	1,8	4,8	1,1	178	81	160	2100
bo_38	4,9	6,0	4,5	166	20	1,8	5,2	3,8	95	135	98	1100
bob_8	9,2	6,7	4,5	172	20	1,8	5,9	1,8	95	146	88	830

Tabla 4.XII Características geométricas y parámetros del modelo de un puerto (puerto 2) para las bobinas diseñadas para 1.5GHz

Nomb.	Q	Lext(nH)	n	r(um)	w(um)	S(um)	Ls(nH)	Rs(Ω)	Cp(fF)	Rsub2(Ω)	Csub2(fF)	Cox2(fF)
bo_55	11,4	0,8	1,5	128	47	1,8	0,8	0,5	176	218	72	730
bo_70	7,7	1,2	1,5	114	20	1,8	1,1	1,3	31	231	65	400
bob_3	8,1	1,8	1,5	220	41	1,8	1,7	0,9	133	129	100	1200
bo_42	5,8	2,3	2,5	134	20	1,8	2,1	2,7	53	195	71	550
bo_44	5,8	2,9	3,5	128	20	1,8	2,7	2,8	74	206	76	660
bob_15	5,7	3,4	2,5	182	27	1,8	3,0	1,9	96	160	96	1100
bo_28	5,8	3,9	3,5	144	19	1,8	3,4	2,9	67	171	86	710
bo_7	5,2	4,8	4,5	130	16	1,8	4,1	3,8	61	190	81	650
bo_43	5,2	5,3	4,5	132	15	1,8	4,6	3,8	53	187	81	650
bo_54	5,2	5,9	4,5	134	14	1,8	5,0	3,9	46	184	80	640
bo_68	4,8	6,8	5,5	122	12	1,8	5,7	4,9	42	201	78	590

Tabla 4.XIII Características geométricas y parámetros del modelo de un puerto (puerto 2) para las bobinas diseñadas para 1.8GHz

Nomb.	Q	Lex(nH)	n	r(um)	w(um)	S(um)	Ls(nH)	Rs(Ω)	Cp(fF)	Rsub2(Ω)	Csub2(fF)	Cox2(fF)
bo_61	9,9	1,2	1,5	168	40	1,8	1,1	0,8	127	152	89	840
bo_51	6,5	1,9	2,5	156	34	1,8	1,7	1,6	153	163	91	930
bo_56	7,0	2,2	2,5	122	18	1,8	2,0	2,2	43	220	72	540
bo_2	6,4	2,5	2,5	158	26	1,8	2,2	1,8	89	161	90	830
bo_30	5,5	3,3	3,5	134	20	1,8	2,9	2,7	74	196	82	740
bo_29	5,4	4,0	3,5	136	17	1,8	3,5	2,8	53	193	81	700
bo_46	5,0	4,8	4,5	116	13	1,8	4,1	4,1	40	228	75	580
bo_69	4,9	5,4	4,5	118	12	1,8	4,6	4,1	34	224	74	570
bo_48	4,4	6,4	5,5	112	11	1,8	5,3	4,9	35	235	73	560
b_2	4,7	6,6	5,5	106	9	1,8	5,5	5,6	23	209	71	459

Tabla 4.XIV Características geométricas y parámetros del modelo de un puerto (puerto 2) para las bobinas diseñadas para 2.4GHz

Nomb.	Q	Lex(nH)	n	r(um)	w(um)	S(um)	Ls(nH)	Rs(Ω)	Cp(fF)	Rsub2(Ω)	Csub2(fF)	Cox2(fF)
bo_34	10,9	0,9	1,5	116	32	1,8	0,9	0,8	81	238	65	520
bo_35	9,6	1,1	1,5	114	20	1,8	1,1	1,2	31	236	62	400
b_19	7,5	1,4	2,5	100	19	1,8	1,3	1,9	47	238	68	400
bo_22	6,2	2,0	2,5	116	19	1,8	1,8	2,0	47	220	72	760
bo_36	4,8	2,8	3,5	112	17	1,8	2,4	2,9	53	227	77	820
bo_33	4,5	3,4	3,5	120	16	1,8	2,9	2,9	47	215	81	830
bo_47	4,6	3,9	3,5	114	12	1,8	3,3	3,3	26	233	77	690
b_1	4,7	4,6	4,5	110	12	1,8	3,8	3,5	34	201	76	490
b_21	4,9	5,3	5,5	90	8	1,8	4,5	5,5	18	252	65	350
b_24	4,5	6,0	6,5	84	7	1,8	5,0	6,7	16	270	62	330
b_10	4,5	6,6	6,5	82	6	1,8	5,5	7,4	12	272	60	300

Tabla 4.XV Características geométricas y parámetros del modelo de un puerto (puerto 2) para las bobinas diseñadas para 5.6GHz

Nomb.	Q	Lex(nH)	n	r(um)	w(um)	S(um)	Ls(nH)	Rs(Ω)	Cp(fF)	Rsub2(Ω)	Csub2(fF)	Cox2(fF)
b_28	11,6	0,7	1,5	60	12	1,8	0,6	1,2	11	282	49	170
b_26	7,7	1,3	2,5	76	13	1,8	1,1	1,9	22	287	58	260
bo_67	6,3	1,9	1,5	130	9	1,8	1,6	1,3	6	191	76	270
bo_39	5,2	2,6	1,5	156	7	1,8	1,9	0,9	3	143	82	250
bob_6	3,6	3,8	1,5	180	6	1,8	2,6	0,9	2	157	80	290
bob_14	3,1	4,8	1,5	206	6	1,8	2,9	4,4	2	136	81	300
bob_12	2,7	5,7	1,5	224	5	1,8	3,1	5,6	1	120	83	290
bo_40	1,7	10,0	2,5	148	5	1,8	4,5	15,9	3	167	70	290
bob_5	1,7	8,9	1,5	250	5	1,8	3,8	13,6	1	120	84	320
bob_2	1,3	11,6	1,5	270	5	1,8	3,9	19,0	1	109	85	340

4.4 Otras pruebas

4.4.1 Bobinas con distinto número de lados

En la Figura 4.1 se muestra el factor de calidad para las bobinas fabricadas con distinto número de lados. Se puede observar como a medida que aumenta el número de lados de 4 a 16 aumenta el factor de calidad más de un 10%. Esto confirma el que la forma óptima de un inductor integrado es la circular.

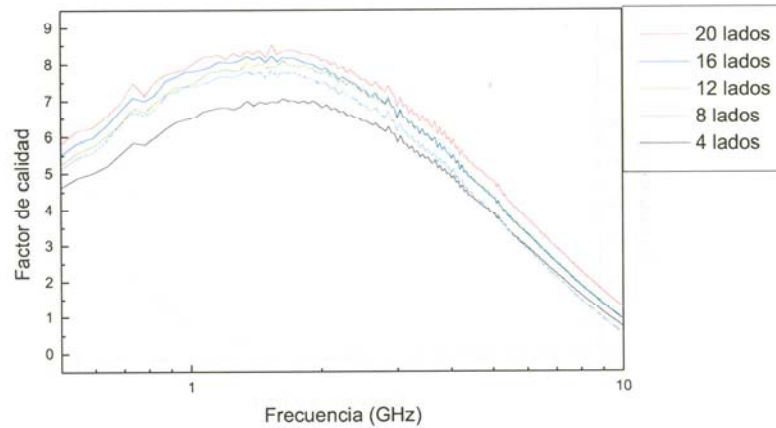


Figura 4.1 Factor de calidad para las bobinas con distinto número de lados.

4.4.2 Estudio de la distribución de las vías

Los resultados correspondientes al estudio sobre la distribución de las vías también fueron los esperados. En las Figuras 4.2 a 4.7 se muestran los valores medidos de la resistencia, inductancia y factor de calidad de los dos grupos de inductores fabricados para determinar la mejor distribución de las vías. Los inductores con vías continuas recorriendo toda la pista de metal presentan mejores prestaciones que el resto de las configuraciones en el que la disposición de las vías es distribuida. Los casos en los que hay una única vía continua, del mismo ancho que las pistas de metal (V1 y V6) (ver apartado 3.4.2), muestran una ligera mejora de las prestaciones respecto a aquellos en los que las vías están divididas en dos o cuatro secciones (V2, V3, V7 y V8).

Por lo tanto, como conclusión a este estudio podemos decir que, independientemente del tamaño que tengan, el factor de calidad de un inductor espiral aumenta si se unen los metales que lo forman con una única vía continua en toda la longitud de la espiral.

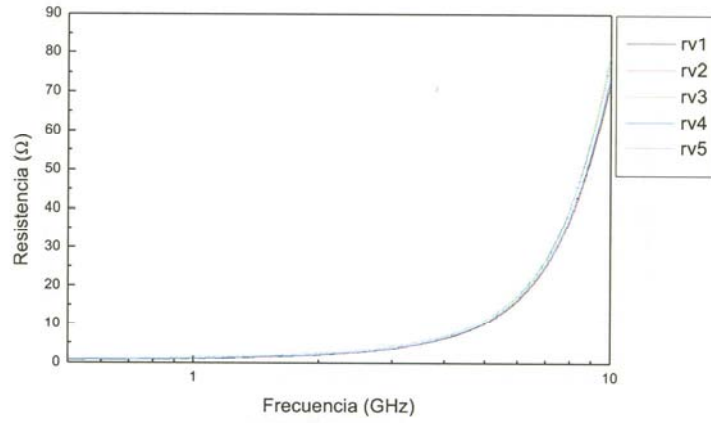


Figura 4.2 Resistencia de: V1, V2, V3, V4 y V5.

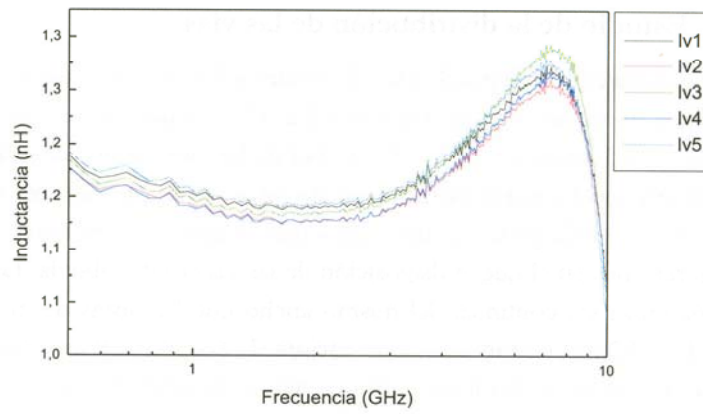


Figura 4.3 Inductancia de: V1, V2, V3, V4 y V5.

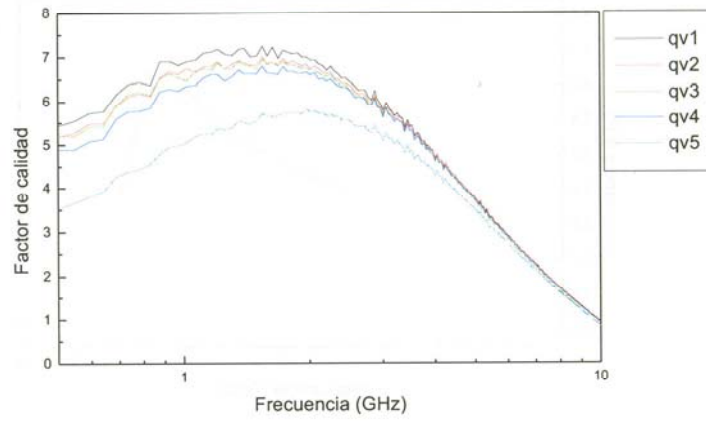


Figura 4.4 Factor de calidad de: V1, V2, V3, V4 y V5.

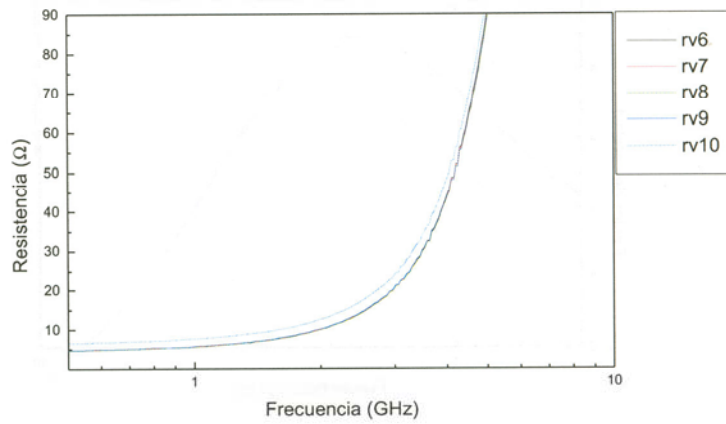


Figura 4.5 Resistencia de: V6, V7, V8, V9 y V10.

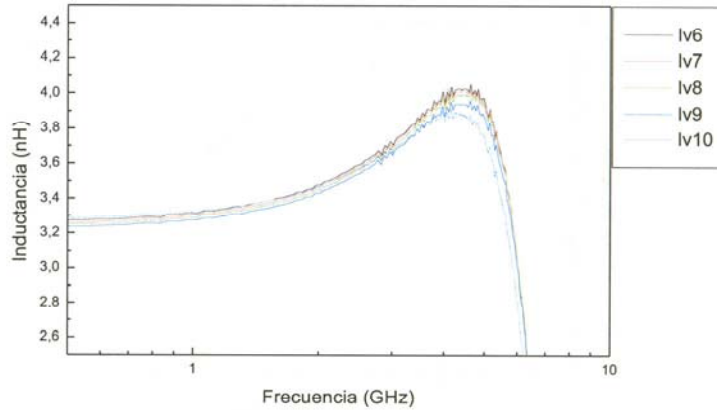


Figura 4.6 Inductancia de: V6, V7, V8, V9 y V10.

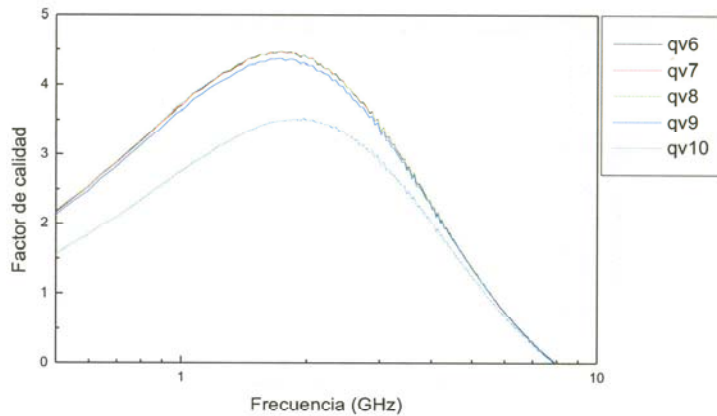


Figura 4.7 Factor de calidad de: V6, V7, V8, V9 y V10.

4.4.3 Estructuras para el aumento de la inductancia

Estas estructuras pretenden lograr la compartición del flujo magnético generado por varias bobinas de forma que la inductancia total sea mayor que la de cada bobina por separado. En las Figuras 1.8 a 1.11 se muestran las medidas de la inductancia y factor de calidad de las bobinas correspondientes a los grupos 1 y 2, cuyas características repetimos aquí para facilitar la referencia:

Grupo 1

- bobina octogonal (Figura 3.24)
- dos bobinas octogonales en serie (Figura 3.25)
- cuatro bobinas octogonales en serie (Figura 3.26)

Grupo 2

- bobina alargada (Figura 3.27)
- dos bobinas alargadas en serie (Figura 3.28)

Las estructuras en serie logran aumentar la inductancia aunque dicho aumento no es superior al que se debería conseguir mediante la asociación serie de los inductores independientes. Además el aumento de la inductancia se produce para frecuencias cada vez más bajas. Asimismo, la frecuencia a la cual se produce el mejor valor del factor de calidad también disminuye. Esto se debe a que el área ocupada por las estructuras fabricadas es muy grande con lo que los efectos del acoplamiento con el sustrato son más significativos que el aumento de la inductancia.

Por otro lado, la disminución del factor de calidad para frecuencias bajas no es muy acentuada con respecto al conseguido con las estructuras simples, con lo que este tipo de estructuras para el aumento de la inductancia podrían tener aplicación en este rango frecuencial. A frecuencias superiores este argumento deja de tener validez.

A pesar de que los resultados obtenidos no han cubierto las expectativas, no descartamos que este tipo de estructuras puedan ser viables en otras tecnologías con sustratos más aislantes como SoI (*Silicon on Insulator*), GaAs, etc..

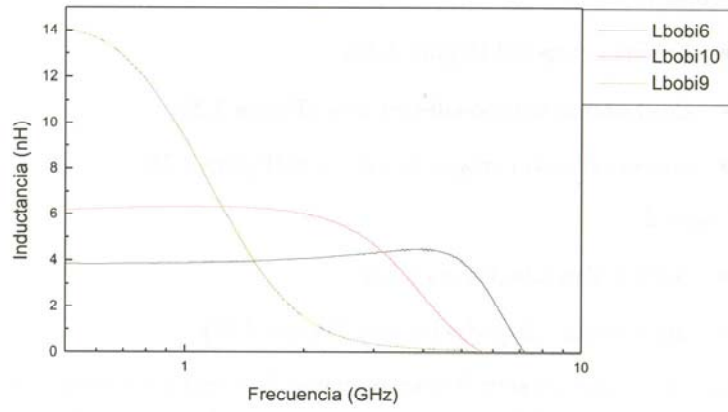


Figura 4.8 Inductancia de las bobinas del grupo 1.

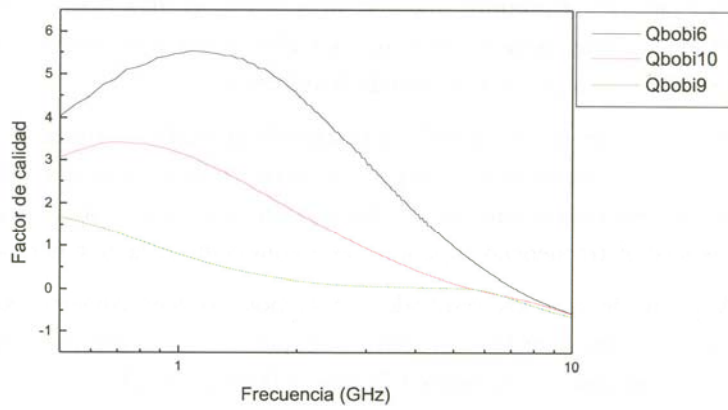


Figura 4.9 Factor de calidad de las bobinas del grupo 1.

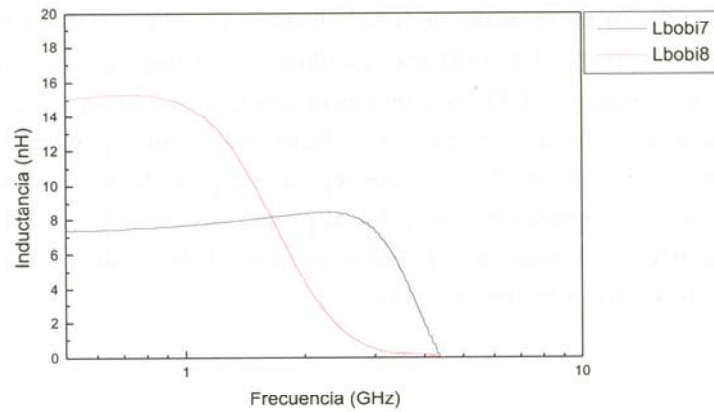


Figura 4.10 Inductancia de las bobinas del grupo 2.

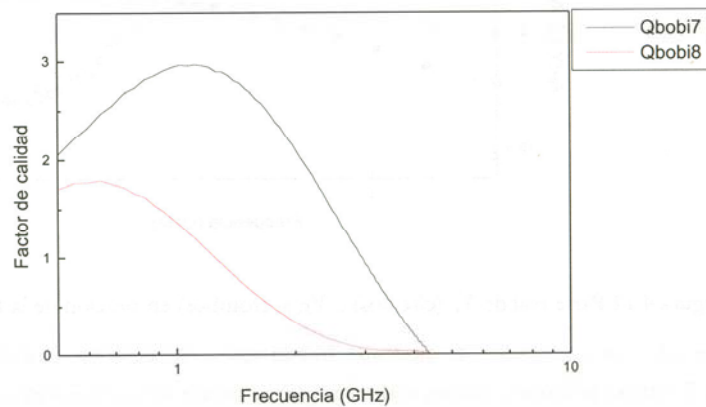


Figura 4.11 Factor de calidad de las bobinas del grupo 2.

4.4.4 Efecto de las corrientes de torbellino

A priori era de esperar que los inductores fabricados con un radio interior muy pequeño presentasen una respuesta peor que las estructuras en las que el radio interior es mayor [10], sobre todo a frecuencias elevadas. Esta hipótesis parece razonable por el aumento esperable del valor de la resistencia asociada a las pistas de metal de la espiral asociado al aumento de las corrientes de torbellino en las vueltas interiores. Sin embargo, las medidas arrojan que a frecuencias altas el efecto del sustrato enmascara los

fenómenos físicos asociados a las pistas de metal. Por ejemplo, en la Figura 4.12 se representan las partes reales de las admitancias Y_L e Y_{SUB1} frente a la frecuencia para el inductor b_25 ($n=3.5$, $r=81\mu\text{m}$, $w=10\mu\text{m}$, $s=1.8\mu\text{m}$). Se observa que a partir de aproximadamente 3 GHz la admitancia asociada al sustrato (Y_{SUB1}) es superior a la asociada a la rama principal (Y_L). Esto indica que, parámetros tales como las capacidades asociadas al óxido que separa la espiral del sustrato (C_{OX1} y C_{OX2}), y las resistencias y capacidades asociadas al propio sustrato (R_{SUB1} , R_{SUB2} , C_{SUB1} y C_{SUB2}), tienen mayor influencia que el posible aumento de la resistencia en las pistas debido al efecto torbellino a frecuencias altas.

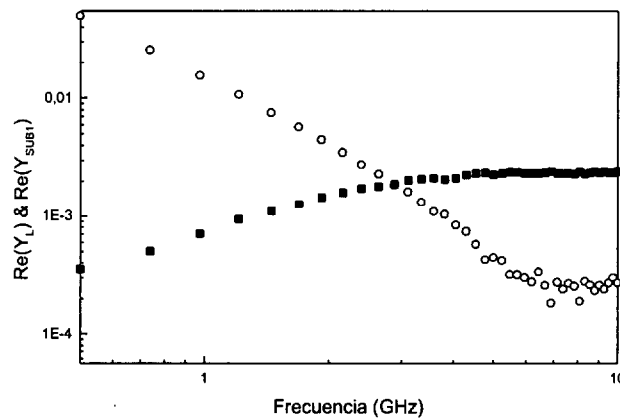


Figura 4.12 Parte real de Y_L (círculos) e Y_{SUB1} (rombos) en función de la frecuencia para b_25.

Los efectos asociados al sustrato hacen que, en algunos casos, los inductores de pequeño radio interior y pistas estrechas, presenten unos resultados mejores que los que tienen estas dimensiones superiores. Esto es así porque al ocupar mayor área las capacidades y resistencias asociadas al sustrato son mayores.

Para validar esta hipótesis haremos uso de la herramienta de selección que presentaremos más adelante en el capítulo 7. Esta herramienta nos permite seleccionar fácilmente aquellos inductores que presentan el mejor factor de calidad para un valor de inductancia y frecuencia de operación dados. En esta selección intervienen tanto los inductores que se diseñaron exclusivamente para ver el efecto de las corrientes de torbellino (ver apartado 3.4.4) como el resto de inductores diseñados y fabricados en el transcurso de este trabajo. De esta forma tendremos una mayor variedad de combinaciones geométricas de la anchura del metal, número de vueltas y radio. En este estudio hemos seleccionado tres frecuencias relevantes (1 GHz, 2.4 GHz y 5 GHz) y

tres valores de inductancia: 1 nH, 3 nH, y 5 nH. Los *layouts* de las bobinas seleccionadas así como sus factores de calidad se presentan en las Tablas 4.XVI y 4.XVII.

Según [10] era de esperar que los inductores fabricados con un agujero central pequeño presenten un factor de calidad menor que los que tienen un radio interior mayor, especialmente a frecuencias altas. Sin embargo, las Tablas 4.XVI y 4.XVII revelan que esto no es siempre cierto.

A la frecuencia más alta de nuestro estudio, 5 GHz, los inductores que tienen un factor de calidad mayor son, en general, aquellos que tienen un agujero central pequeño. La razón es que estos inductores son los que ocupan un área menor y, por tanto, los efectos del sustrato son menos importantes. A la frecuencia más baja del estudio, 1 GHz, los efectos del sustrato empiezan a perder importancia frente a los asociados a la rama principal. En este caso, los mejores inductores son aquellos diseñados con anchuras de pista grandes ya que de esta manera la resistencia asociada a los metales es mucho menor (a bajas frecuencias el efecto pelicular todavía no es apreciable [42], [44], [32]).

Tabla 4.XVI Factores de calidad de los inductores seleccionados para el estudio de la influencia del agujero central

1GHz			2.4GHz			5GHz		
1nH	3nH	5nH	1nH	3nH	5nH	1nH	3nH	5nH
7.98	5.36	4.35	12.11	5.33	3.91	9.55	3.93	2.20
6.67	4.88	4.05	9.92	5.05	3.88	7.97	3.18	1.61
6.33	4.78	3.97	9.71	4.87	3.87	7.70	2.97	
6.03	4.74	3.63	9.57	4.70	3.36	7.34	2.90	
5.69	4.67	3.15	9.40	4.61	3.25	7.25	2.30	
5.53	4.51	1.78	8.61	4.61	3.14	7.20	1.86	

Tabla 4.XVII *Layouts* de los inductores seleccionados para el estudio de la influencia del agujero central

1GHz			2.4GHz			5GHz		
1nH	3nH	5nH	1nH	3nH	5nH	1nH	3nH	5nH

Abundando más en el asunto, en las Figuras 4.13 y 4.14 se muestran la inductancia y el factor de calidad de dos bobinas diferentes en función de la frecuencia. Las bobinas son: b_14: $n=2.5$, $r=55 \mu\text{m}$, $w=10 \mu\text{m}$, y $s=1.8 \mu\text{m}$; y bo_61: $n=1.5$, $r=168 \mu\text{m}$, $w=40 \mu\text{m}$, y $s=1.8 \mu\text{m}$. Ambas bobinas presentan una inductancia parecida. Sin embargo, b_14 tiene un radio interior menor que bo_61 aunque bo_61 consume más área que b_14. El factor de calidad de b_14 es mejor a frecuencias altas mientras que a frecuencias bajas bo_61 presenta un factor de calidad mayor que b_14. Este resultado muestra que a frecuencias altas las bobinas muy grandes no son eficientes, independientemente del tamaño del agujero central, ya que áreas grandes significan más pérdidas asociadas al sustrato. Por el contrario, a frecuencias bajas, el mismo inductor puede ser una buena opción y se debe tener en cuenta a la hora de realizar un diseño determinado.

Como conclusión a este apartado podemos decir que las pérdidas asociadas al sustrato juegan un papel crítico en la definición de las características de los inductores

fabricados en tecnologías estándar de silicio. Existe una frecuencia, alrededor de 3 GHz, a partir de la cual las pérdidas del sustrato dominan sobre las pérdidas resistivas en las pistas de metal. Como consecuencia, los fenómenos de alta frecuencia relacionados con los metales no son tan importantes como se sugiere en la literatura. Esto significa que no se deben descartar los inductores espirales diseñados con pistas que llegan hasta el centro ya que algunos de ellos presentan cualidades que los hacen atractivos en ciertas aplicaciones.

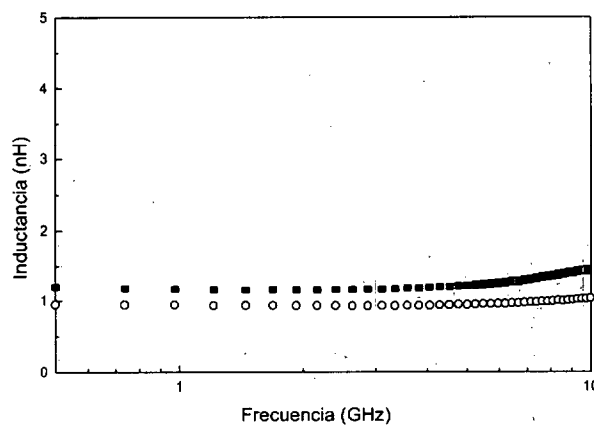


Figura 4.13 Inductancia para b_14 (círculos) y bo_61 (cuadrados).

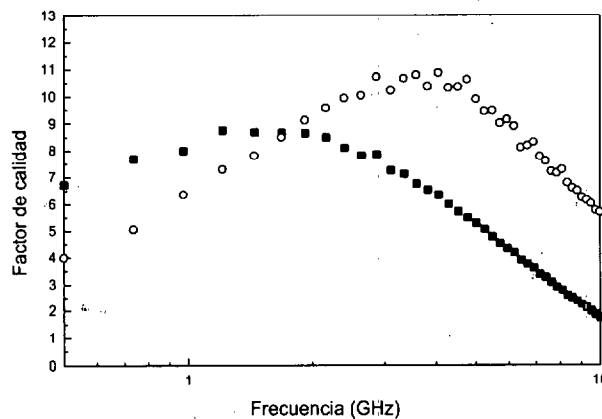


Figura 4.14 Factor de calidad para b_14 (círculos) y bo_61 (cuadrados).

4.5 Conclusiones

A tenor de lo expuesto en este capítulo podemos resumir los resultados más relevantes como:

- Desarrollo de una librería de inductores integrados con valores de inductancia comprendidos entre 0.5nH y 5nH a las frecuencias de 0.85GHz, 1.5GHz, 1.8GHz, 2.4GHz y 5.6GHz.
- El factor de calidad aumenta si se utiliza un número elevado de lados.
- El uso de estructuras serie no mejora las prestaciones de los inductores para la tecnología usada debido principalmente a los efectos del acoplamiento con el sustrato.
- El factor de calidad de los inductores integrados aumenta si se unen los metales que lo forman con una única vía continua a lo largo de toda la longitud de la espiral.
- No se deben descartar los inductores espirales diseñados con pistas que llegan hasta el centro ya que algunos de ellos presentan prestaciones aptas para numerosas aplicaciones.

CAPÍTULO 5

MODELO MODIFICADO

5.1 Introducción

El factor de calidad de los inductores está limitado por las pérdidas asociadas al mismo. Como se estudió en el capítulo 1, las pérdidas de un inductor integrado se pueden dividir en dos grupos: las pérdidas asociadas al sustrato y las asociadas a los metales. Debido a que el Silicio es un sustrato de baja resistividad (en comparación con otras tecnologías de RF como las basadas en GaAs), las pérdidas resistivas en el sustrato son considerables. Esto hace que no se puedan conseguir inductores con factores de calidad muy elevados en estas tecnologías.

La simulación circuital de los inductores integrados depende de la disponibilidad de un circuito equivalente. El modelo convencional presentado en el capítulo 2 predice de forma correcta el funcionamiento del inductor en cuanto a su relación con el sustrato se refiere. Por ello el modelo convencional se usa ampliamente en las tecnologías de Silicio. Sin embargo, como se demostrará en este capítulo, este modelo falla en su descripción de las pérdidas asociadas a los metales debido a que no tiene en cuenta algunos fenómenos físicos que aparecen, sobre todo, a frecuencias altas.

En los últimos años, los principales esfuerzos de investigación se han encaminado a mejorar el modelado del sustrato, pues es éste el que más limita la respuesta de los inductores a frecuencias altas. Así, algunos autores han propuesto circuitos equivalentes alternativos con objeto de modelarlo mejor [3] [7] [35] [36] [37].

El desarrollo de nuevas tecnologías basadas en las de Silicio, encaminadas a reducir la influencia del sustrato, hacen necesaria la obtención de nuevos modelos que representen las pérdidas asociadas a las pistas de metal. En este capítulo proponemos un nuevo circuito equivalente basado en la interpretación física de los fenómenos que

ocurren en los inductores espirales integrados. El modelo se deriva del convencional y su desarrollo se basa en las medidas de los inductores fabricados. Se demostrará la validez de nuestro modelo para representar el funcionamiento de los inductores integrados en un rango de frecuencias superior al conseguido por el modelo convencional. Además, presentaremos una nueva metodología de caracterización de los inductores que no utiliza ajuste alguno y por tanto tiene un coste computacional muy reducido. Esta nueva metodología se basa en la interpretación física de los fenómenos asociados al inductor y, por tanto, está más próximamente vinculada a su funcionamiento.

5.2 Modelo Modificado

Para facilitar la referencia, la Figura 5.1 vuelve a mostrar el circuito equivalente en parámetros concentrados del modelo convencional ya expuesto en el capítulo 2. El esquemático se divide en tres subcircuitos, cuyas admitancias son Y_L , Y_{SUB1} e Y_{SUB2} . La rama principal es la indicada por Y_L . Dicha rama está compuesta por L_s que da cuenta de los efectos del campo magnético causados por la señal AC que fluye por los metales, la resistencia R_s que modela las pérdidas óhmicas en las pistas de metal, y el condensador C_p que da cuenta del acoplamiento capacitivo entre las pistas. Las ramas de tierra, Y_{SUB1} e Y_{SUB2} , incorporan los efectos del sustrato. Así, los condensadores C_{OX1} y C_{OX2} modelan la capacidad existente entre la espiral y el sustrato, mientras que C_{SUB1} y C_{SUB2} dan cuenta de la capacitancia del sustrato. R_{SUB1} y R_{SUB2} reflejan las pérdidas asociadas al acoplamiento eléctrico con el sustrato.

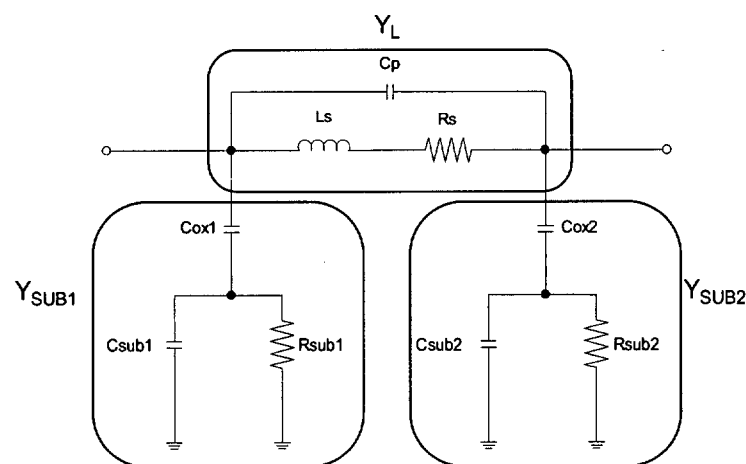


Figura 5.1 Modelo convencional de in inductor integrado.

En el apartado 5.3 se mostrará cómo las ramas Y_{SUB1} e Y_{SUB2} predicen correctamente el comportamiento del inductor en cuanto a su acoplamiento a tierra para todo el rango de frecuencias en el que se han realizado las medidas (de 0.5GHz a 10GHz). Sin embargo, lo mismo no se puede decir respecto a la rama principal. El modelo convencional de la Figura 5.1 concuerda con las medidas especialmente a baja frecuencia pero, a frecuencias altas, el error comienza a ser apreciable.

El modelo modificado que presentamos se muestra en la Figura 5.2. En él aparece como novedad la inclusión de una resistencia R_p en serie con la capacidad C_p . Esta resistencia está asociada a pérdidas resistivas en dicho condensador. En este capítulo se demostrará que, para modelar correctamente una bobina espiral integrada en el rango de frecuencias de 0.5GHz a 10GHz o superior, será necesario tener en cuenta esta resistencia.

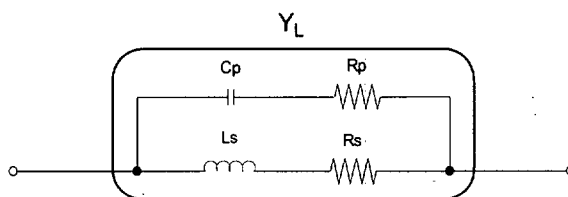


Figura 5.2 Modelo modificado de dos puertos para inductores espirales integrados.

A continuación se revisa la teoría básica sobre los condensadores planos reales donde se verá que las pérdidas son precisamente, una de las características que limita el uso del condensador en determinadas frecuencias y, por tanto, se deben tener en cuenta si queremos modelar correctamente el funcionamiento de la bobina para todo el ancho de banda de trabajo.

5.2.1 Pérdidas en un condensador plano real

Hemos expuesto que la resistencia R_p da cuenta de pérdidas resistivas asociadas a C_p . Por ello se va a repasar, brevemente, el modelo aceptado del condensador plano-paralelo con pérdidas.

En la Figura 5.3 se muestra la estructura de un condensador plano así como su circuito equivalente. En dicho circuito, C es la capacidad que existe entre los electrodos, R_{cont} es la resistencia asociada a los contactos en los electrodos y R_{diel} es la resistencia equivalente de pérdidas del dieléctrico.

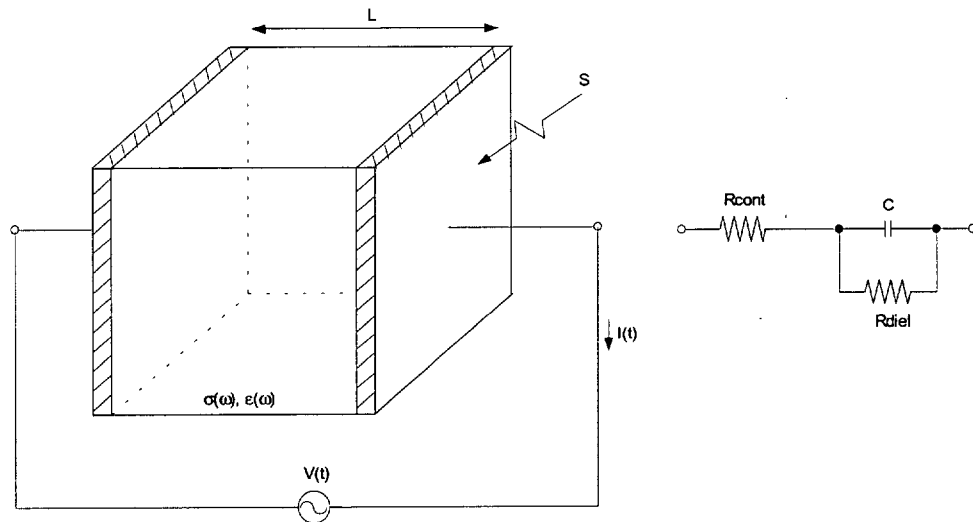


Figura 5.3 Condensador de placas plano-paralelas.

La capacidad es la característica más importante de un condensador plano y viene dada por la expresión:

$$C = \frac{S}{L} \epsilon \quad (5.1)$$

siendo ϵ la permitividad del aislante, S la sección y L la separación entre placas.

La resistencia de contacto, R_{cont} , da cuenta de las pérdidas resistivas que aparecen en los contactos del condensador. Estas pérdidas son inversamente proporcionales al área de contacto y por tanto vienen dadas por la siguiente ecuación:

$$R_{cont} = \frac{1}{S} \rho_c \quad (5.2)$$

donde ρ_c es la resistividad de contacto entre el metal y el dieléctrico.

Por último, R_{diel} es la resistencia equivalente de pérdidas del dieléctrico. La explicación de este elemento es ligeramente más complicada. Si a un condensador como el que se muestra en la Figura 5.3, cuyo dieléctrico presenta una conductividad $\sigma(\omega)$ y una permitividad $\epsilon(\omega)$, se le aplica una tensión variable con el tiempo:

$$V(t) = V_0 \cdot \text{sen}(\omega t) \tag{5.3}$$

o lo que es lo mismo, un campo eléctrico:

$$E(t) = E_0 \cdot \text{sen}(\omega t) \quad ; \quad E_0 = V_0 / L \tag{5.4}$$

La densidad de corriente que se establezca será la suma de la de conducción más la de desplazamiento:

$$J(t) = \sigma(\omega) \cdot E(t) + \frac{dD(t)}{dt} \quad ; \quad D(t) = \epsilon(\omega) \cdot E(t) \tag{5.5}$$

Así que sustituyendo $E(t)$ y operando obtenemos:

$$J(t) = \sigma(\omega) \cdot E_0 \cdot \text{sen}(\omega t) + \epsilon(\omega) \cdot E_0 \cdot \omega \cdot \text{sen}(\omega t + \pi/2) \tag{5.6}$$

La representación, en un diagrama fasorial, de la expresión anterior arroja la Figura 5.4.a.

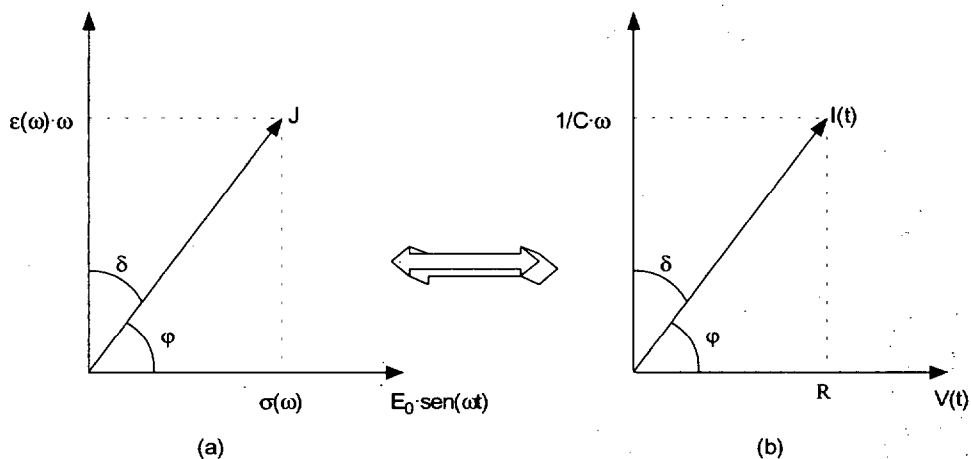


Figura 5.4 Diagrama fasorial de la densidad de corriente para un condensador plano.

Si el dieléctrico es ideal ($\sigma(\omega)=0$), el condensador es ideal y el ángulo de fase (φ) entre la densidad de corriente y el campo o tensión aplicada, es de 90° . Si el dieléctrico

es real($\sigma(\omega) \neq 0$), la fase “pierde” un ángulo δ . A este ángulo se le llama ángulo de pérdidas y la tangente del mismo se denomina factor de disipación D . A la vista de la figura se puede calcular como:

$$D = \operatorname{tg}(\delta) = \frac{\sigma(\omega)}{\varepsilon(\omega) \cdot \omega} = \frac{1}{(1/\sigma(\omega)) \cdot \varepsilon(\omega) \cdot \omega} \quad (5.7)$$

Multiplicando y dividiendo el denominador por S/L y reagrupando convenientemente, nos queda:

$$D = \frac{1}{\rho(\omega) \cdot (L/S) \cdot \varepsilon(\omega) \cdot (S/L) \cdot \omega} = \frac{1}{R_{diel} \cdot C \cdot \omega}, R_{diel} = \frac{L}{S} \rho(\omega) \quad (5.8)$$

Vemos que el factor de disipación D , es inversamente proporcional a la resistencia equivalente de pérdidas del dieléctrico R_{diel} , a la capacidad del condensador C y a la frecuencia. Así pues, un condensador real opera como un condensador ideal en paralelo con una resistencia de pérdidas del dieléctrico. Físicamente, estas pérdidas son debidas a la “inercia” de los dipolos elementales (que constituyen el dieléctrico) a seguir los cambios de orientación que obliga el campo eléctrico variable aplicado junto a la conductividad no nula del dieléctrico.

Tanto las pérdidas debidas a los contactos como las debidas al dieléctrico son precisamente una de las características que limita el uso del condensador a determinadas frecuencias y, por tanto, se deben tener en cuenta si queremos modelar correctamente el funcionamiento de la bobina para todo el ancho de banda de trabajo. Sin embargo, las pérdidas del dieléctrico se pueden despreciar pues, en este caso, el dieléctrico a considerar es el óxido de silicio cuya resistividad es muy elevada y por tanto R_{diel} será muy grande. Así pues, el circuito equivalente del condensador que modela el acoplamiento capacitivo entre las pistas estará formado por un condensador ideal, C_p , en serie con una resistencia de contacto, R_p , tal y como se muestra en la Figura 5.2. El condensador C_p está formado a su vez por la asociación en paralelo de dos condensadores, uno que da cuenta del campo eléctrico entre la espiral y el *crossunder*, C_{pu} , y otro que modela los acoplamientos capacitivos entre las pistas de distintas vueltas, C_{pt} . Este último se suele despreciar a frecuencias bajas, si bien, como veremos en el apartado 5.4, se deberá tener en cuenta para frecuencias altas, al menos para casos como el nuestro en que la separación entre pistas es pequeña. Así mismo, la resistencia R_p también está formada por la asociación en paralelo de dos resistencias. La primera,

R_{pu} , modela la resistencia de contacto asociada a C_{pu} y la segunda, R_{pt} , modela la resistencia de contacto asociada a C_{pt} .

5.3 Validación del modelo

En la Figura 5.5 se muestran las partes real e imaginaria de la admitancia vista desde el puerto de entrada a tierra. Con línea de puntos se expresan los valores medidos mientras que con línea continua se presentan los datos derivados del modelo de la Figura 5.1. A tenor de los resultados, se constata que el modelo compuesto por C_{OX1} , C_{SUB1} y R_{SUB1} predice de forma correcta el funcionamiento de la rama de tierra a la entrada para el rango de frecuencias reseñado. Los resultados son similares para la admitancia entre el puerto de salida y tierra.

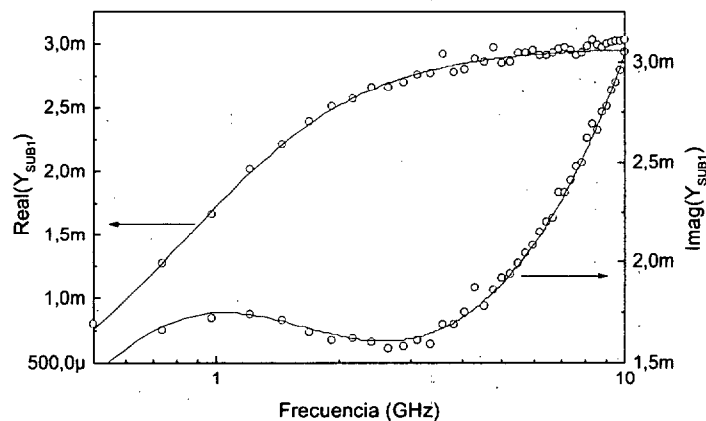


Figura 5.5 Parte real e imaginaria de la impedancia de la rama de entrada medida (puntos) y modelada (línea) con respecto a la frecuencia.

Sin embargo, no ocurre lo mismo con respecto a la rama principal cuando se utiliza el modelo convencional de la Figura 5.1.

En las Figuras 4.6 y 4.7 se muestran, respectivamente, la parte imaginaria y la parte real de la admitancia de la rama principal y los resultados obtenidos con el modelo convencional en función de la frecuencia. Con respecto a la parte imaginaria, se observa como el modelo se adapta perfectamente a las medidas. Sin embargo, lo mismo deja de ser cierto cuando nos referimos a la parte real. A frecuencias bajas el modelo se ajusta bien a las medidas pero, a frecuencias altas, el modelo se desvía bastante del

funcionamiento real de la admitancia debido a que ésta comienza a crecer a partir de cierta frecuencia.

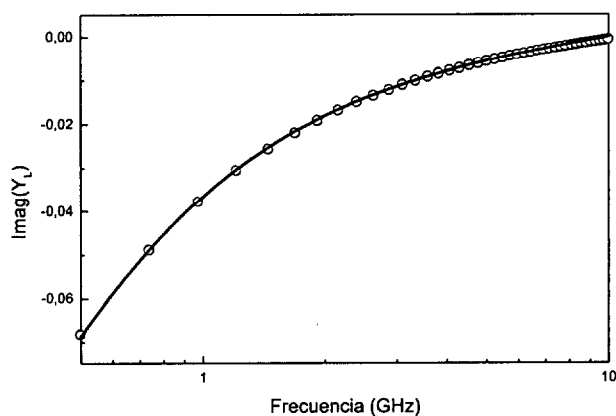


Figura 5.6 Parte imaginaria de la admitancia de la rama principal en función de la frecuencia y el resultado obtenido con el modelo convencional.

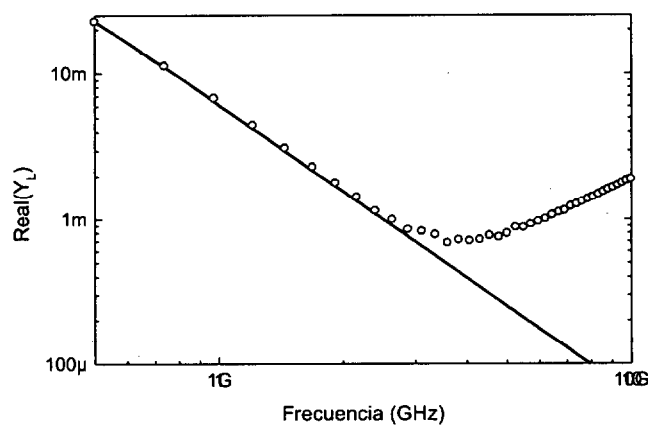


Figura 5.7 Parte real de la admitancia de la rama principal en función de la frecuencia y el resultado obtenido con el modelo convencional.

En el capítulo 2 vimos que, en la caracterización de las bobinas integradas, se suele aplicar un procedimiento basado en el ajuste. Uno de los principales problemas que aparecen cuando se aplica dicho procedimiento es que éste no recoge una visión física de cómo afectan los elementos del circuito (L_s , R_s y C_p) a la conductancia de la bobina integrada. Con objeto de clarificar este aspecto, veamos cuál es el valor de la admitancia

de la rama principal para el modelo convencional. Operando con el circuito Y_L de la Figura 5.1:

$$Y_L = \frac{1}{j\omega Ls + Rs} + j\omega Cp \quad (5.9)$$

Si separamos la expresión (5.9) en sus partes real e imaginaria, obtenemos:

$$Y_L = \left[\frac{Rs}{Rs^2 + \omega^2 Ls^2} \right] + j \left[-\frac{\omega Ls}{Rs^2 + \omega^2 Ls^2} + \omega Cp \right] \quad (5.10)$$

Valores típicos para Rs y Ls son, respectivamente, unidades o decenas de óhmios y unidades de nH (ver datos en el capítulo anterior), con lo que la ecuación (5.10) se puede simplificar suponiendo que $Rs^2 \ll \omega^2 Ls^2$ para nuestro intervalo de frecuencias de trabajo (de 0.5 a 10 GHz):

$$Y_L \approx \left[\frac{Rs}{\omega^2 Ls^2} \right] + j \left[-\frac{1}{\omega Ls} + \omega Cp \right] \quad (5.11)$$

Este resultado implica una parte real que disminuye con la frecuencia y una parte imaginaria que depende de Ls y Cp . Como se comentó anteriormente, este modelo falla debido a que la parte real de Y_L comienza a crecer a una frecuencia determinada. Si hacemos el mismo desarrollo para nuestro modelo modificado, la ecuación resultante es la siguiente:

$$Y_L \approx \left[\frac{Rs}{\omega^2 Ls^2} + \omega^2 Cp^2 Rp \right] + j \left[-\frac{1}{\omega Ls} + \omega Cp \right] \quad (5.12)$$

La parte imaginaria es la misma pero la parte real presenta un término adicional que depende de Rp y Cp y que crece con la frecuencia.

Al igual que en la Figura 5.7, la Figura 5.8 muestra la parte real de la admitancia de la rama principal así como el resultado obtenido con nuestro modelo en función de la frecuencia. Con signos + se representa el primer sumando de la parte real de (5.12) y con × se indican los valores del segundo sumando. Rp junto con Cp hacen que el modelo completo se ajuste mejor a las medidas, especialmente a frecuencias altas.

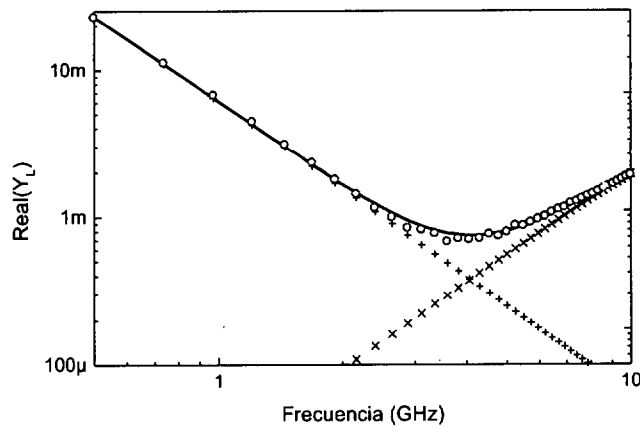


Figura 5.8 Parte real de la admitancia de la rama principal en función de la frecuencia y el resultado obtenido con el modelo modificado.

Para dar aún más validez al modelo, hemos comparado la respuesta con la frecuencia de las admitancias Y_L , Y_{SUB1} e Y_{SUB2} medidas y modeladas para todos los inductores fabricados. En todos los casos se ha encontrado una buena concordancia para el rango de frecuencias en el que se han realizado las medidas. Si observamos las gráficas de la inductancia y el factor de calidad medidos y modelados con el modelo modificado para el inductor b_1 (Figura 5.9), se observa como el error cometido en el ajuste de la inductancia no supera el 5% para el ancho de banda en el que es útil el inductor. Así mismo, los niveles de error en el ajuste del factor de calidad se mantiene por debajo del 10% para la misma banda. En el Apéndice B se muestra este tipo de gráficas para varios inductores con dimensiones diferentes.

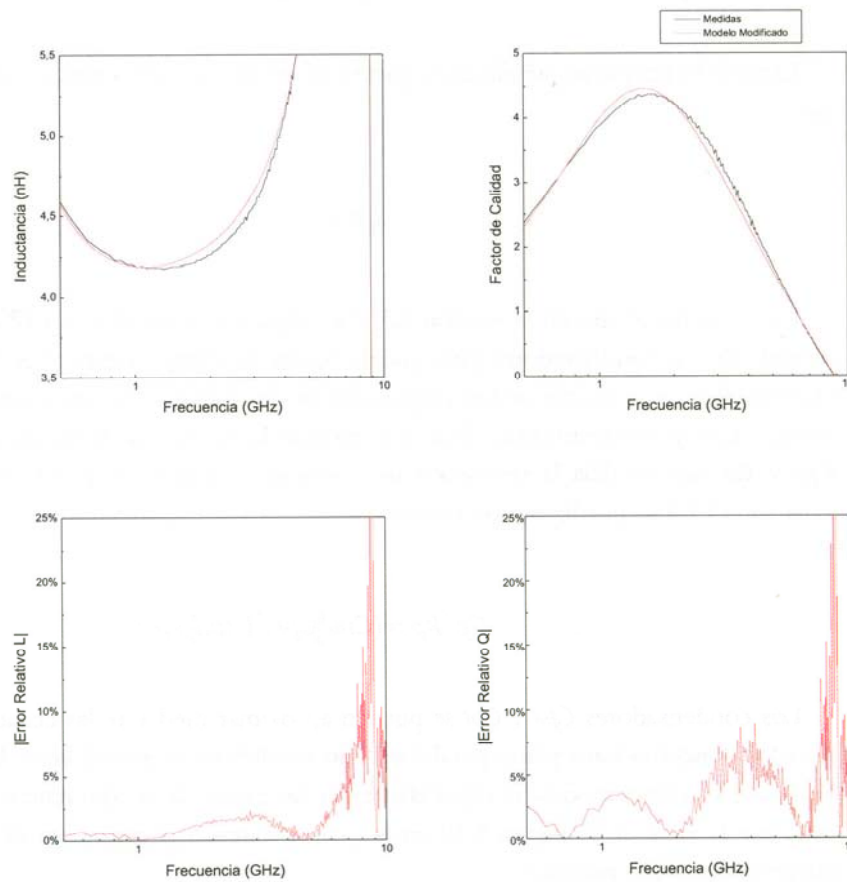


Figura 5.9 Resultados del modelo modificado con componentes adicionales para el inductor b_1: inductancia y error relativo en el cálculo de la inductancia; factor de calidad y error relativo en el cálculo del factor de calidad

5.4 Interpretación física de C_p y R_p

El modelo propuesto añade en la parte real de Y_L un nuevo término que varía con ω^2 :

$$C_p^2 R_p \quad (5.13)$$

Como se mencionó en la sección 5.2, C_p y R_p están formados por la asociación en paralelo de dos condensadores (uno que da cuenta del campo eléctrico entre la espiral y el *crossunder*, C_{pu} , y el otro de los acoplamientos capacitivos entre las pistas de distintas vueltas, C_{pt}) y dos resistencias (R_{pu} que modela la resistencia de contacto asociada a C_{pu} y R_{pt} que modela la resistencia de contacto asociada a C_{pt}). De esta forma, la ecuación (5.13) se puede escribir como:

$$C_p^2 R_p = (C_{pu} \| C_{pt})^2 (R_{pu} \| R_{pt}) \quad (5.14)$$

Los condensadores C_{pu} y C_{pt} se pueden aproximar mediante las ecuaciones típicas para los condensadores plano-paralelos. Uno modela la capacidad entre la espiral y el *underpass*, y el otro modela la capacidad entre las pistas de las diferentes vueltas. Con esto, y a la vista de la Figura 5.10 en la que se muestra la estructura de un inductor integrado se puede escribir:

$$C_{pu} = \frac{n_u w^2}{t_{ox M1-M2}} \epsilon \quad (5.15)$$

$$C_{pt} = \frac{l_i \cdot t_m}{s} \epsilon \quad (5.16)$$

donde n_u es el número de intersecciones entre las pistas de la espiral y el *underpass*; w es la anchura de las pistas, $t_{ox M1-M2}$ es el espesor del óxido que hay entre los metales de la espiral y el *underpass*; l_i es la longitud de la zona intermedia entre las pistas de la espiral donde existe acoplamiento capacitivo entre ellas; t_m es el espesor del metal (M1-via-M2), s es la separación entre las pistas y ϵ es la permitividad del óxido.

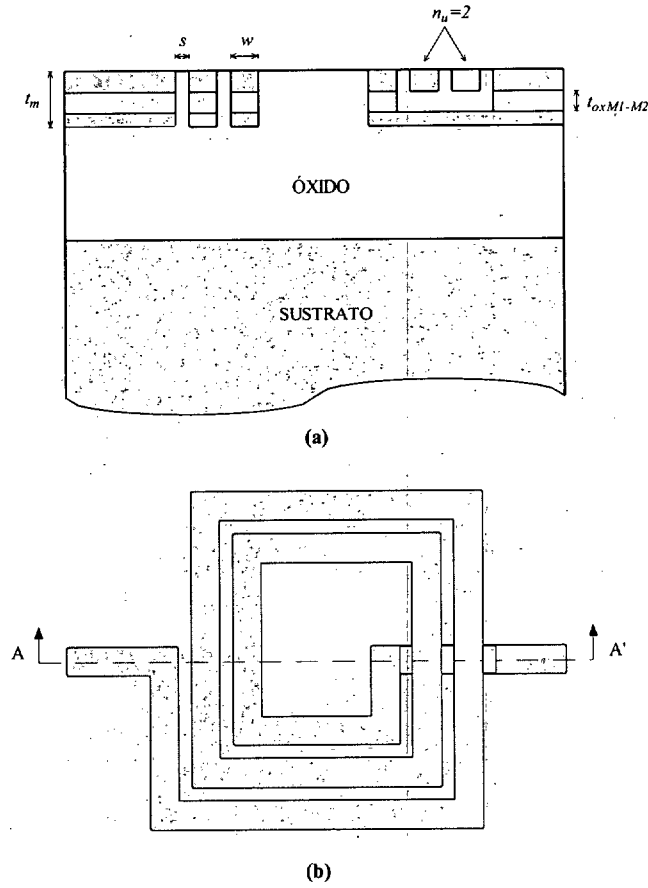


Figura 5.10 Estructura de un inductor integrado: (a) corte AA', (b) vista superior de la espiral.

Las resistencias R_{pu} y R_{pt} se pueden aproximar de la siguiente forma:

$$R_{pu} = \frac{1}{n_u w^2} \rho_c \quad (5.17)$$

$$R_{pt} = \frac{1}{l_i \cdot t_m} \rho_c \quad (5.18)$$

donde ρ_c es la resistividad de contacto entre el metal y el óxido. Combinando las ecuaciones (5.14) a (5.18) obtenemos:

$$C_p^2 R_p = \left[\left(\frac{n_u \cdot w^2 \cdot s + l_i \cdot t_m \cdot t_{oxM1-M2}}{t_{oxM1-M2} \cdot s} \right)^2 \cdot \left(\frac{1}{l_i \cdot t_m + n_u \cdot w^2} \right) \right] \cdot \varepsilon^2 \rho_c \quad (5.19)$$

donde la cantidad entre corchetes es adimensional y la denominamos relación geométrica efectiva. La Figura 5.11 muestra el producto Cp^2Rp en función de la relación geométrica efectiva para un conjunto de bobinas espirales que muestran el efecto constatado en el intervalo de frecuencias caracterizado. Se comprueba que el producto Cp^2Rp obedece las predicciones de la ecuación (5.19) creciendo linealmente con la relación geométrica efectiva. La pendiente de la recta obtenida es una constante que depende de la permitividad del óxido y de la resistividad de contacto entre el metal y el óxido ($\epsilon^2\rho_c$). Cuanto menores sean ambos valores, menor será la influencia de Cp y Rp sobre la admitancia del inductor produciéndose, como es de esperar un aumento en el factor de calidad del mismo .

La ecuación (5.19) es importante porque nos permite predecir la frecuencia a la que las pérdidas debidas al *underpass* y los efectos que aparecen entre las pistas de metal comienzan a ser significativos. Estas predicciones pueden ser de gran utilidad en la optimización de la geometría de los inductores integrados.

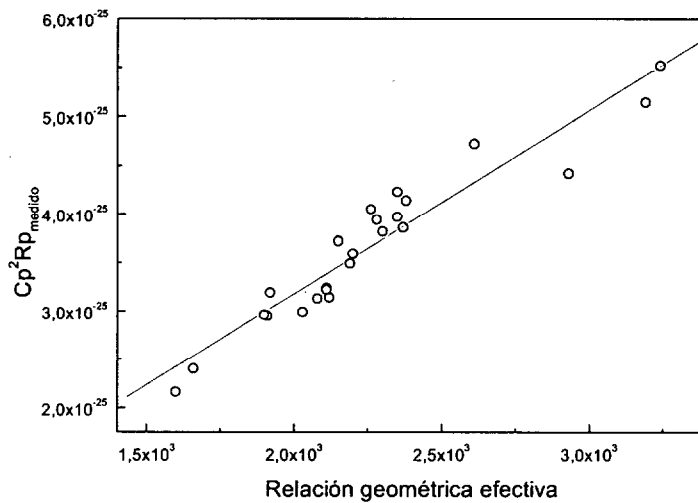


Figura 5.11 Cp^2Rp medido frente a la relación efectiva geométrica.

En el siguiente capítulo veremos cómo a partir de las ecuaciones (5.15), (5.16), (5.17) y (5.18) se puede extraer la permitividad del óxido (ϵ) y la resistividad de contacto (ρ_c). Se verá que los valores que se obtienen son similares a los datos conocidos para esta tecnología con lo que se refuerza la validez del modelo propuesto. Además, la

interpretación física ofrecida de C_p y R_p nos va a permitir el desarrollo de un modelo paramétrico válido para todas las bobinas fabricadas, lo cual redundará en dar validez a esta interpretación física.

Por otro lado, la interpretación física que se ha dado de la resistencia R_p es el resultado de la consideración de otras posibilidades que, a la postre, resultaron incorrectas. El procedimiento que nos llevó a la interpretación presentada es el siguiente. En primer lugar se observó experimentalmente que a frecuencias altas la parte real de Y_L presenta una subida que no se había constatado anteriormente. Basándonos en las medidas se verifica que esta subida sólo se puede modelar mediante el uso de una resistencia constante, que llamamos R_p , conectada en serie con C_p . A partir de aquí, barajamos una serie de posibilidades encaminadas a determinar esta fuente de pérdidas. Así, en primer lugar supusimos que el aumento de la parte real de Y_L se debía a los fenómenos conocidos de alta frecuencia como pueden ser el efecto pelicular y las corrientes de torbellino. Sin embargo, estos efectos introducen pérdidas que dependen de la frecuencia los cuales se deben incorporar en R_s y no en R_p que, como hemos visto, es constante con la frecuencia. Otra posibilidad que barajamos fue suponer que la resistencia R_p podría ser debida a pérdidas en el óxido que rodea a las pistas de metal. Sin embargo, como vimos en el apartado 5.2.1, esta posibilidad implica la conexión de C_p en paralelo con una resistencia que modele las pérdidas en el dieléctrico, R_{diel} . Las estimaciones de esta configuración difieren del comportamiento observado y, por ello, esta conexión en paralelo se podría convertir en una conexión en serie haciendo uso de los principios básicos de teoría de circuitos. Sin embargo, la resistencia serie que se obtiene tras este proceso resulta dependiente con la frecuencia lo cual, una vez más, no representa la situación observada en las medidas. Por último, y dado que la resistencia R_p presenta una dependencia inversamente proporcional al área transversal, propusimos la interpretación ofrecida, es decir, que dicha resistencia se comporta como una resistencia de contacto.

5.5 Nueva metodología de caracterización

Los resultados presentados en los apartados anteriores, no sólo validan el modelo propuesto, sino que nos proporciona una nueva metodología de caracterización para la rama principal del inductor que no requiere procedimiento de ajuste alguno.

La parte real de Y_L en (5.12) está compuesta por dos términos, uno que disminuye con la frecuencia y otro que aumenta con ella. En ambos casos interviene el cuadrado de la frecuencia. De esta manera, el primer término dominará a frecuencias bajas

mientras que el segundo lo hará a frecuencias altas. Algo similar ocurre con la parte imaginaria. Teniendo en cuenta estas dependencias, se puede escribir el siguiente sistema de ecuaciones:

$$\operatorname{Re}\{Y_{L(LF)}\} = \frac{R_s}{\omega_{(LF)}^2 L_s^2} + \omega_{(LF)}^2 C_p^2 R_p \quad (5.20)$$

$$\operatorname{Re}\{Y_{L(HF)}\} = \frac{R_s}{\omega_{(HF)}^2 L_s^2} + \omega_{(HF)}^2 C_p^2 R_p \quad (5.21)$$

$$\operatorname{Im}\{Y_{L(LF)}\} = -\frac{1}{\omega_{(LF)} L_s} + \omega_{(LF)} C_p \quad (5.22)$$

$$\operatorname{Im}\{Y_{L(HF)}\} = -\frac{1}{\omega_{(HF)} L_s} + \omega_{(HF)} C_p \quad (5.23)$$

Donde los subíndices *LF* y *HF* expresan baja frecuencia y alta frecuencia respectivamente. Resolviendo el sistema de ecuaciones propuesto se puede obtener fácilmente los valores de L_s , R_s , C_p y R_p y con un coste computacional mucho inferior al procedimiento tradicional de ajuste presentado en los capítulos 2 y 4. Esta metodología sólo es aplicable cuando la influencia del efecto modelado por C_p y R_p es apreciable en las medidas.

La Figura 5.12 muestra una comparación de la parte real de Y_L y el resultado obtenido con el modelo modificado haciendo uso del procedimiento clásico de caracterización (cuadros) y del método de caracterización aquí propuesto (triángulos) para una bobina de 3.5 vueltas, 134 μm de radio exterior y 20 μm de anchura de pista. Como puede verse, el modelo obtenido usando nuestra metodología encaja mejor en todo el rango de frecuencias, especialmente a frecuencias altas. Esto se debe a que a estas frecuencias, la parte real de Y_L tiene un valor mucho más bajo que a frecuencias bajas (al menos un orden de magnitud) y el procedimiento de ajuste por mínimos cuadrados funciona mejor para valores altos que para valores bajos.

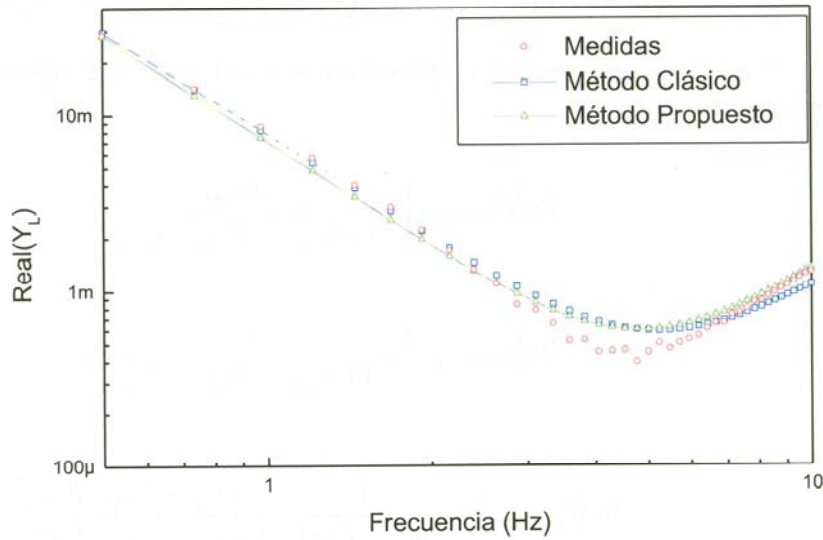


Figura 5.12 Comparativa entre el método clásico y el método propuesto.

La metodología de caracterización presentada puede ser utilizada también para la extracción de los parámetros del sustrato. En el capítulo 4 vimos que la admitancia correspondiente a la rama que va desde el nodo de entrada a tierra viene dada por :

$$Y_{SUB1} = \left(\frac{1}{j \cdot \omega \cdot Cox_1} + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_{SUB1} + \frac{1}{R_{SUB1}}} \right)^{-1} \quad (5.24)$$

Por tanto, la impedancia de dicha rama es:

$$Z_{SUB1} = \left(\frac{1}{j \cdot \omega \cdot Cox_1} + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_{SUB1} + \frac{1}{R_{SUB1}}} \right) \quad (5.25)$$

Operando con la expresión (5.25) y separando sus partes real e imaginaria, obtenemos:

$$Z_{SUB1} = \left(\frac{R_{SUB1}}{1 + \omega^2 \cdot R_{SUB1}^2 \cdot C_{SUB1}^2} \right) - j \left(\frac{1}{\omega \cdot Cox1} + \frac{\omega \cdot C_{SUB1} \cdot R_{SUB1}^2}{1 + \omega^2 \cdot R_{SUB1}^2 \cdot C_{SUB1}^2} \right) \quad (5.26)$$

Al igual que hicimos con Y_L , para Z_{SUB1} se puede escribir el siguiente sistema de ecuaciones:

$$\operatorname{Re}\{Z_{SUB1(LF)}\} = \frac{R_{SUB1}}{1 + \omega_{(LF)}^2 \cdot R_{SUB1}^2 \cdot C_{SUB1}^2} \quad (5.27)$$

$$\operatorname{Re}\{Z_{SUB1(HF)}\} = \frac{R_{SUB1}}{1 + \omega_{(HF)}^2 \cdot R_{SUB1}^2 \cdot C_{SUB1}^2} \quad (5.28)$$

$$\operatorname{Im}\{Y_{SUB1(LF)}\} = -\frac{1}{\omega_{(LF)} \cdot Cox1} - \frac{\omega_{(LF)} \cdot C_{SUB1} \cdot R_{SUB1}^2}{1 + \omega_{(LF)}^2 \cdot R_{SUB1}^2 \cdot C_{SUB1}^2} \quad (5.29)$$

$$\operatorname{Im}\{Y_{SUB1(HF)}\} = -\frac{1}{\omega_{(HF)} \cdot Cox1} - \frac{\omega_{(HF)} \cdot C_{SUB1} \cdot R_{SUB1}^2}{1 + \omega_{(HF)}^2 \cdot R_{SUB1}^2 \cdot C_{SUB1}^2} \quad (5.30)$$

La solución de este sistema de ecuaciones nos proporciona los valores de $Cox1$, C_{SUB1} y R_{SUB1} . Para el caso de la rama que va desde el nodo de salida a tierra (Y_{SUB2}) el procedimiento a seguir es el mismo cambiando los subíndices 1 por 2.

Las ventajas de utilizar este método son fundamentalmente dos. En primer lugar el coste computacional es mucho menor que el del procedimiento tradicional de ajuste presentado en los capítulos 2 y 4. Concretamente, el programa OCTAVE que hemos desarrollado para llevar a cabo la caracterización por este método tarda sólo unos minutos para hacer la extracción de los parámetros de todos los inductores fabricados frente a las casi 6 horas que necesita el programa presentado en el capítulo 4 que utilizaba el método tradicional de ajuste. La segunda ventaja es que los resultados del método presentado no son fruto de un ajuste más o menos azaroso sino que se basa en la física del dispositivo. Este hecho es de fundamental importancia ya que hace posible la extracción de conclusiones válidas sobre la extrapolación de los resultados para otras geometrías a partir de los obtenidos con el método propuesto. En el capítulo 6 se explotará esta capacidad del método de caracterización para obtener modelos paramétricos que predigan el funcionamiento de inductores con cualquier geometría.

5.6 Conclusiones

En este capítulo hemos presentado un nuevo modelo que representa el funcionamiento de los inductores integrados para un rango de frecuencias superior al conseguido por el modelo convencional. Este modelo se basa en la interpretación física de los fenómenos que ocurren en los inductores espirales integrados. Presenta, como novedad, la inclusión de una resistencia que da cuenta de las pérdidas asociadas al óxido que hay entre el *underpass* y la espiral y entre las propias pistas.

Por otro lado, en este capítulo se han obtenido expresiones cerradas para el cálculo de los elementos nuevos del modelo. Estas expresiones dependen de los parámetros geométricos y del proceso de fabricación y por ello son aptas para su utilización en modelos paramétricos como los explicados en el capítulo 6. La consecución de este tipo de modelos es crucial en la obtención de optimizadores circuitales y geométricos.

Por último, basándonos en el estudio del modelo modificado hemos desarrollado una nueva metodología de extracción de parámetros, más eficiente que la tradicional. Esta metodología no está basada en ajustes numéricos y por tanto tiene un coste computacional muy reducido. Además, los resultados obtenidos con la nueva metodología, al estar basada en la física del inductor, proporciona más información acerca de su respuesta.

CAPÍTULO 6

MODELO PARAMÉTRICO

6.1 Introducción

Aunque el modelo presentado en el capítulo 5 se ajusta bastante bien a las medidas de las bobinas caracterizadas, tiene el problema de que no es escalable. De hecho, la obtención de un modelo escalable basado en elementos discretos cuyos valores de componentes se extraigan directamente de los parámetros del *layout* y de la tecnología, es un área de investigación de alto interés y que aún no está del todo explorada [15]. La obtención de este modelo sería una herramienta de incalculable valor a la hora de diseñar circuitos integrados de RF. La mayoría de fabricantes proporcionan a los diseñadores una librería de inductancias previamente caracterizadas. Estas librerías son, por naturaleza, limitadas en el número de inductancias a utilizar y frecuencias para funcionamiento óptimo de las mismas. Un modelo paramétrico permite la utilización de valores inductivos que no pertenecen a la librería, proporcionando un grado de libertad adicional al diseñador. Además, este tipo de modelos reduciría el número de prototipos necesarios para obtener el producto final, con lo que el coste del producto se reduce considerablemente. En este capítulo abordaremos la labor de obtención de un modelo paramétrico para inductores espirales integrados.

Para ello, en primer lugar explicaremos un modelo paramétrico desarrollado durante el transcurso de este trabajo basado en el modelo modificado. En este estudio se desarrollarán las ecuaciones que describen el funcionamiento de cada uno de los elementos del modelo. Seguidamente explicaremos como afectan los elementos del modelo en el funcionamiento de la espiral separando aquellos factores de degradación correspondientes a las pérdidas ocasionadas por el sustrato de aquellos producidos por los acoplamientos capacitivos que llevan a la espira a resonar. Finalmente, tras validar los resultados obtenidos con el modelo aquí presentado, se presenta un algoritmo para

encontrar, en pocos segundos, aquellas estructuras que presenten una inductancia determinada a una frecuencia dada y que ofrezcan un factor de calidad óptimo. Este algoritmo ha servido como base a una herramienta de diseño automático de inductores que será presentada en detalle en el capítulo 7.

6.2 Modelo paramétrico basado en el modelo modificado

Algunos investigadores han abordado esta labor, siendo el modelo de T.H. Lee el que en la actualidad goza de más prestigio [2]. Este modelo paramétrico se basa en el modelo clásico y da expresiones para cada uno de los elementos que lo componen. Sin embargo, como se mencionó en el capítulo 5, el modelo modificado presenta un ancho de banda de validez mayor y por ello será éste el que se deberá usar en la parametrización de las bobinas integradas.

La única diferencia entre el modelo clásico y el modificado viene dada por la inclusión de la resistencia R_p en éste último. Por tanto, debemos dar expresiones que predigan su respuesta con los parámetros geométricos y tecnológicos de las bobinas integradas.

Por otro lado, la capacidad C_p , se suele modelar como la capacidad de un condensador plano entre las pistas de metal y el *crossunder* y se desprecia la capacidad que aparece entre las pistas de metal para las diferentes vueltas. Sin embargo, en el capítulo 5 hemos visto que para modelar correctamente la capacidad C_p debemos tener en cuenta tanto la capacidad C_{pu} debida al acoplamiento entre la espiral y el *crossunder* como la C_{pt} debida a los acoplamientos capacitivos entre las pistas. Ambos valores son significativos y, por tanto, no se pueden despreciar.

En cuanto al resto de parámetros del modelo, las expresiones que se suelen utilizar presentan algunas limitaciones y los errores que se cometen son, en muchos casos elevados. Por ello, en este apartado se revisarán dichas expresiones y se proporcionarán nuevos mecanismos para determinar las variables de interés de las mismas.

6.2.1 Modelo paramétrico de la inductancia

La inductancia de una espiral es una función más o menos complicada de la geometría. Greenhouse desarrolló en 1974 un método para calcular la inductancia de una espiral [38]. Este método se basa en el cálculo de la inductancia de cada segmento que compone la espiral, así como de los acoplamientos inductivos que se producen en ellos. En primer lugar determinó que la inductancia de una pista de metal con una sección transversal rectangular (ver Figura 6.1) viene dada por la siguiente relación:

$$L(nH) = 0.0002 \cdot l \cdot \left\{ \ln \left(\frac{2 \cdot l}{w+t} \right) + 0.50049 + \frac{w+t}{3 \cdot l} \right\} \quad (6.1)$$

donde l es la longitud total de la espiral; w es la anchura de la pista y t es el espesor de la pista. Todas estas cantidades están medidas en μm .

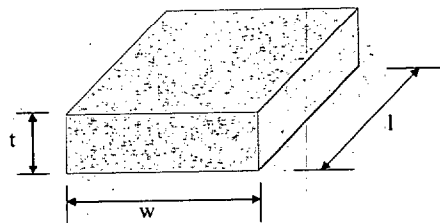


Figura 6.1 Parámetros geométricos de una pista de metal.

La inductancia mutua, M_{12} , entre dos circuitos, 1 y 2, se define 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):

$$M_{12} = \frac{d\phi_{12}}{dI_1} \quad (6.2)$$

En general, la inductancia mutua entre dos conductores alineados en paralelo puede calcularse haciendo uso de la siguiente expresión empírica:

$$M_{12} = 2 \cdot l \cdot K \cdot 10^{-4} \quad (6.3)$$

donde, en este caso l es la longitud de los segmentos y K es una constante dependiente de la geometría dada por:

$$K = \ln \left\{ \left(\frac{l}{GMD} \right) + \left[1 + \left(\frac{l^2}{GMD^2} \right) \right]^{1/2} \right\} - \left[1 + \frac{GMD^2}{l^2} \right]^{1/2} + \left[\frac{GMD}{l} \right] \quad (6.4)$$

GMD (*Geometric Medium Distance*) es la distancia media geométrica entre las áreas de los conductores. La GMD de dos áreas se puede obtener dividiendo las áreas en

elementos diferenciales y calculando la distancia media geométrica entre estos elementos. Por ejemplo, para las dos áreas representadas en la Figura 6.2, la distancia media geométrica se calcula como:

$$GMD = \sqrt[n \cdot m]{D_{aa'} \cdot D_{ab'} \cdot D_{ac'} \cdots D_{ba'} \cdot D_{bb'} \cdot D_{bc'} \cdots} \quad (6.5)$$

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

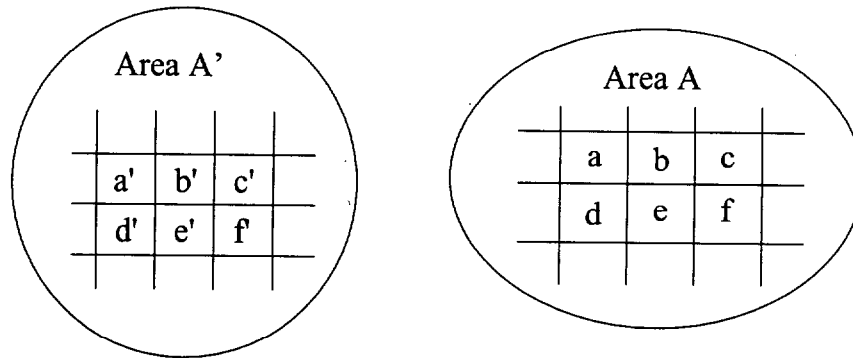


Figura 6.2 Esquema para calcular el GMD entre dos áreas.

Una vez determinadas las inductancias propias y mutuas de las pistas, se puede calcular la inductancia total como:

$$L_{Total} = \sum L_{propia} + \sum M_{+} - \sum M_{-} \quad (6.6)$$

La inductancia total propia es la suma de todas las inductancias propias de cada segmento y la inductancia total mutua es la suma de todas las inductancias mutuas que incrementan el flujo magnético total (inductancias mutuas positivas M_{+}) menos la de aquellas que afectan de forma negativa al flujo magnético total (inductancias mutuas negativas M_{-}).

Por ejemplo, para la espiral rectangular de la Figura 6.3, el cálculo de la inductancia comenzaría con la determinación de las inductancias propias de cada segmento así como las inductancias mutuas, tanto positivas como negativas, que aparecen entre los segmentos de la espiral. En la Figura 6.3 se muestra, esquemáticamente, que las

inductancias mutuas positivas son aquellas que aparecen entre segmentos situados en el mismo lado de la espiral, mientras que las inductancias mutuas negativas aparecen entre segmentos situados en lados opuestos de la misma.

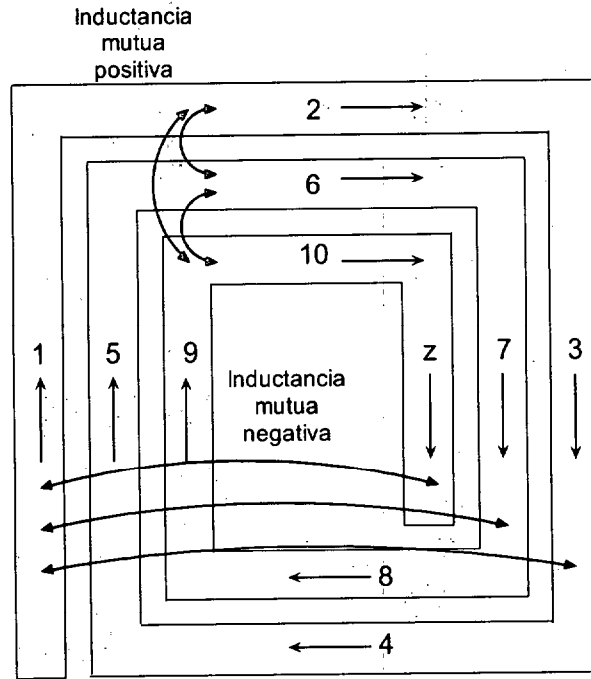


Figura 6.3 Componentes positivas y negativas de las inductancias mutuas en una espiral rectangular.

Para pistas de metal con una sección transversal rectangular, que es el caso de los circuitos integrados, la inductancia propia de un segmento viene dada por la expresión (6.1) y la inductancia mutua entre pistas viene dada por (6.3). Para una espiral cuadrada, la función K viene dada por:

$$K(l, d, w) = \ln \left(\frac{l}{GMD(d, w)} + \sqrt{1 + \frac{l^2}{GMD^2(d, w)}} \right) - \sqrt{1 + \frac{GMD^2(d, w)}{l^2}} + \frac{GMD(d, w)}{l} \quad (6.7)$$

donde l es la longitud de los segmentos, d es la distancia entre los de los segmentos (desde el centro de uno al centro del otro) y w es la anchura de las pistas. La GMD de dos líneas es:

$$\ln GMD(d, w) = \ln d - \left[\frac{1}{12 \left(\frac{d}{w}\right)^2} + \frac{1}{60 \left(\frac{d}{w}\right)^4} + \frac{1}{168 \left(\frac{d}{w}\right)^6} + \frac{1}{360 \left(\frac{d}{w}\right)^8} + \frac{1}{660 \left(\frac{d}{w}\right)^{10}} + \dots \right] \quad (6.8)$$

Para pistas de metal con longitudes diferentes, como se muestra en la Figura 6.4, la inductancia mutua es:

$$2 \cdot M_{m,j} = [M(m+p, d, w) + M(m+p, d, w) - M(p, d, w) + M(q, d, w)] \quad (6.9)$$

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 opuesto. Aplicando la expresión (6.6) se obtiene la inductancia total de una espira rectangular con n vueltas completas y z segmentos.

$$L_{tot} = \sum_{i=1}^z L_{prop_i} + 2 \cdot \left[\sum_{j=1}^n \left(\sum_{i=1}^{z-4} M_{i,i+4j} - \sum_{i=1}^{z-2} M_{i,i+2j} \right) \right] \quad (6.10)$$

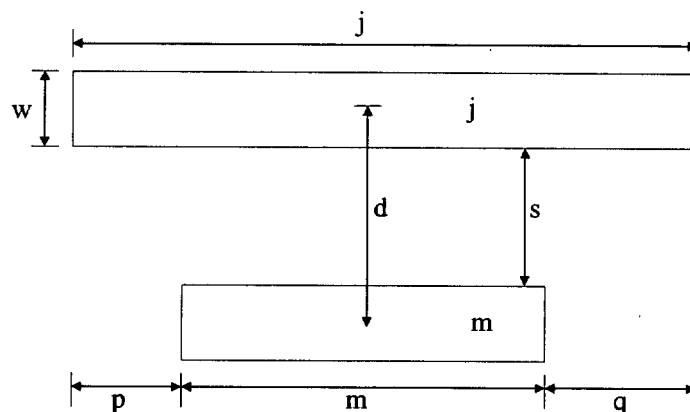


Figura 6.4 Inductancia mutua entre dos segmentos i, j de metal.

Como se puede observar, el método de Geenhouse necesita de la implementación del mismo en un programa de ordenador ya que el cálculo requiere un coste computacional elevado. Además, para geometrías que no sean la cuadrada, el método debe ser modificado [3], [6].

Con objeto de salvar estas dificultades, en los últimos años se han propuesto una serie de expresiones para el cálculo de la inductancia de inductores espirales de forma rápida [2][39][40]. En [2], la expresión propuesta es la siguiente:

$$L \approx \frac{K_e \cdot \mu_0 \cdot n^2 \cdot a^2}{22 \cdot r - 14 \cdot a} \quad (6.11)$$

donde K_e es una constante empírica para bobinas espirales que depende de la tecnología; $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ H/m es la permeabilidad del vacío; n es el número de vueltas de la espiral; a es el radio medio de la espiral y r es el radio máximo de la espiral (ver Figura 6.5).

Variando el valor de K_e podemos aproximar bastante bien el valor de la inductancia de las espirales. Sin embargo, la expresión (6.11) presenta el problema de no tener en cuenta la inductancia asociada a los trozos de pista que unen la espiral con el resto del circuito. La inductancia asociada a estos trozos de pista es proporcional a su longitud y en algunos casos puede ser apreciable.

En el presente trabajo hemos modificado la expresión (6.11) para incluir el efecto de las pistas de conexión. La expresión resultante de la inductancia total viene dada por la ecuación (6.12) donde K_e es una constante empírica que depende de la tecnología:

$$L_s = K_e \cdot \frac{\mu_0 \cdot n^2 \cdot a^2}{(22 \cdot r - 14 \cdot a)} + K_t \cdot l_{\text{pista}} \quad (6.12)$$

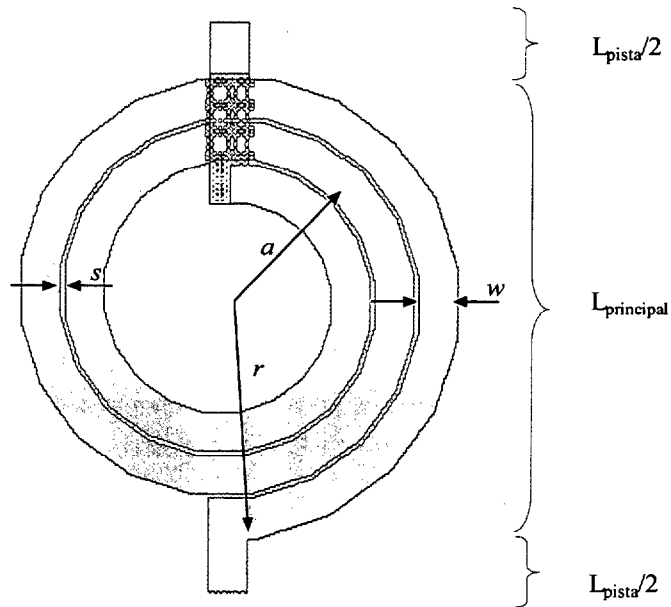


Figura 6.5 Representación del layout de una bobina integrada teniendo en cuenta los trozos de pista de interconexión al exterior.

Los valores de K_e y K_r se obtienen mediante el ajuste de los datos correspondientes a todos los inductores fabricados. Así, los valores de K_e y K_r resultantes son:

$$K_e = 30.5 \quad (6.13)$$

$$K_r = 2.87 \frac{H}{m} \quad (6.14)$$

En la Figura 6.6 se muestra una comparativa entre la inductancia estimada con (6.12) y las medidas. Obsérvese como el error cometido es en la mayoría de los casos muy pequeño. En el apartado 6.4 se evaluará dicho error de forma cuantitativa.

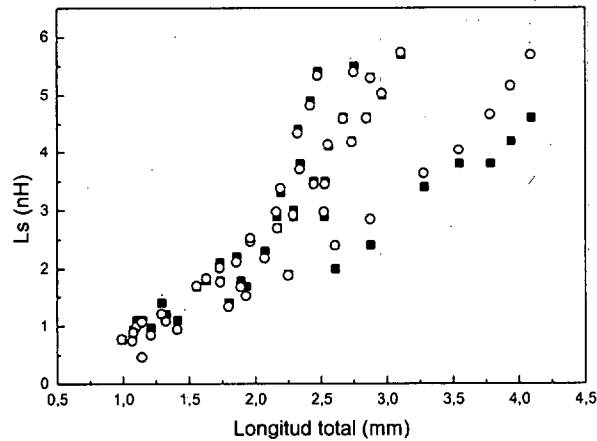


Figura 6.6 Ajuste obtenido para L_s en función de la longitud total de la bobina. Cuadrados: medidas; Círculos: modelo.

6.2.2 Modelo paramétrico de la resistencia serie

La expresión (6.12) pone de manifiesto que la geometría espiral es una forma muy ineficaz de generar un inductor: Por ejemplo, para conseguir una inductancia de 100 nH se necesitaría una espiral de 6.5 vueltas con pistas de $5\mu\text{m}$ de anchura y con un radio exterior de más de $200\mu\text{m}$. Claramente, el número de inductores de estas características en un diseño determinado debe ser lo más pequeño posible y, en realidad, puede ser más económico el uso de inductores externos. Sin embargo, los inductores integrados usados en la práctica suelen tener inductancias por debajo de 10nH con lo que el área consumida es menor y compensa su uso.

Además del elevado consumo de área potencial, otro problema de los inductores espirales son sus elevadas pérdidas.

La resistencia de una pista de metal se puede expresar en función de la conductividad del material y de las características geométricas:

$$R_s = \frac{l}{w \cdot \sigma \cdot t} \quad (6.15)$$

donde l es la longitud total de la espiral; w es la anchura de la pista; σ es la conductividad del metal y t es el grosor de la pista de metal. Debido a que el grosor de

las pistas de metal es, en general, un parámetro característico del proceso, es posible expresar la resistencia de una pista de forma que sólo sean visibles los parámetros de diseño (w y l). Así, se define la resistencia por cuadro (R_{\square}) como:

$$R_{\square} = \frac{1}{\sigma \cdot t} \quad (6.16)$$

con lo que la resistencia de la pista vendrá dada por el número de cuadros que la constituyen por la resistencia por cuadro del metal:

$$R_s = \frac{l}{w} R_{\square} \quad (6.17)$$

Esta resistencia parásita degrada el factor de calidad del dispositivo y, por tanto, interesa que sea lo más pequeña posible. A la vista de la ecuación (6.17), existen dos formas de hacer esto. La primera consiste en reducir la resistencia por cuadro R utilizando metales muy gruesos o con una conductividad alta. Esta opción requiere que se altere el proceso de fabricación y, por tanto, no está al alcance del diseñador. La segunda alternativa pasa por reducir el número de cuadros mediante el aumento de la anchura de las pistas. Sin embargo, la inductancia de la espiral depende también de w con lo que se debe prestar cierta precaución a la hora de emplear esta alternativa.

Otro de los problemas a tener en cuenta es que a medida que aumenta la frecuencia comienzan a aparecer otros efectos que modifican las predicciones de (6.17) y que dependen de w . De esta forma, a las pérdidas en DC hay que añadir las causadas por el efecto pelicular, que origina una distribución no uniforme de la corriente en los conductores a frecuencias altas (sobre todo radiofrecuencias).

El efecto pelicular es un fenómeno que depende de la frecuencia, de las propiedades del material (conductividad y permeabilidad) y de la estructura del conductor. Esto hace que el análisis de las pérdidas resistivas asociadas a las pistas de metal sea una tarea muy difícil. Existen tres formas de llevar a cabo este análisis [41]: A través de simulaciones electromagnéticas (EM) [42], [43]; mediante la solución analítica del problema electromagnético asociado [44], [45]; y mediante la elaboración de tablas o de ecuaciones basadas en el ajuste de datos experimentales [32].

Las simulaciones dan resultados muy precisos pero tienen la contrapartida de que consumen mucho tiempo de CPU. Como consecuencia, esta solución carece de utilidad

a la hora de modelar la resistencia de las pistas en programas CAD de asistencia al diseño.

El tratamiento teórico para el desarrollo de soluciones analíticas en conductores rectangulares requiere el uso de aproximaciones muy restrictivas, con lo que, las soluciones que se obtienen están enfocadas a aquellas situaciones en las que el efecto pelicular domina sobre el comportamiento de las pistas. El modelado de las pérdidas a frecuencias tales que el efecto pelicular es moderado es una tarea que, hasta donde nosotros sabemos, aún no ha sido llevada a cabo.

Las tablas o ecuaciones basadas en el ajuste de datos experimentales son bastante precisas pero carecen de significado físico. Esto hace que los resultados no sean válidos para los propósitos de optimización.

Tanto para aplicaciones de radio frecuencia como para circuitos digitales, las tecnologías de silicio disponibles en la actualidad ofrecen características geométricas y frecuencias de funcionamiento de los dispositivos activos en el rango donde el efecto pelicular es moderado: la relación entre el grosor de los metales o la anchura de las pistas con respecto a la profundidad pelicular (t/δ , o w/δ) no es mucho mayor ni mucho menor que la unidad. Por lo tanto, se hace necesario poseer un modelo que dé cuenta de las pérdidas resistivas en los metales bajo las condiciones de efecto pelicular moderado para su uso en herramientas CAD y en algoritmos de optimización.

En el Apéndice C se presenta el procedimiento para encontrar una expresión simple en una dimensión para estimar la densidad de la corriente que fluye en un conductor rectangular. La impedancia se puede calcular haciendo uso de la siguiente expresión:

$$Z = \int_0^l \frac{J_z}{\sigma} dz \Big/ \int_S J_z \cdot ds \quad (6.18)$$

donde el numerador es la caída de tensión a lo largo del conductor, el campo J_z/σ se evalúa en el contorno del metal, l es la longitud del metal, z es la coordenada longitudinal y S es el área transversal (ver Figura 6.7). Resolviendo la ecuación (6.18) obtenemos la siguiente expresión para la impedancia por unidad de longitud:

$$\frac{Z}{l} = \frac{1}{2\sigma w\delta} \left(\frac{sh \frac{t}{\delta} + \sin \frac{t}{\delta}}{ch \frac{t}{\delta} - \cos \frac{t}{\delta}} + j \frac{sh \frac{t}{\delta} - \sin \frac{t}{\delta}}{ch \frac{t}{\delta} - \cos \frac{t}{\delta}} \right) \quad (6.19)$$

La parte real expresa las pérdidas resistivas asociadas por unidad de longitud:

$$\frac{R_s}{l} = \frac{1}{2\sigma w \delta} \frac{\operatorname{sh} \frac{t}{\delta} + \sin \frac{t}{\delta}}{\operatorname{ch} \frac{t}{\delta} - \cos \frac{t}{\delta}} \quad (6.20)$$

y la parte imaginaria es la inductancia interna de la pista de metal.

Se puede demostrar fácilmente que $\lim_{\delta \rightarrow \infty} R_s = R_{DC} = l / \sigma w t$, o lo que es lo mismo, $t / \delta \ll 1$. Esta situación es la llamada condición de efecto pelicular débil y como ya hemos comentado implica que la expresión (6.20) es una aproximación un tanto ruda para la resistencia serie en una situación real.

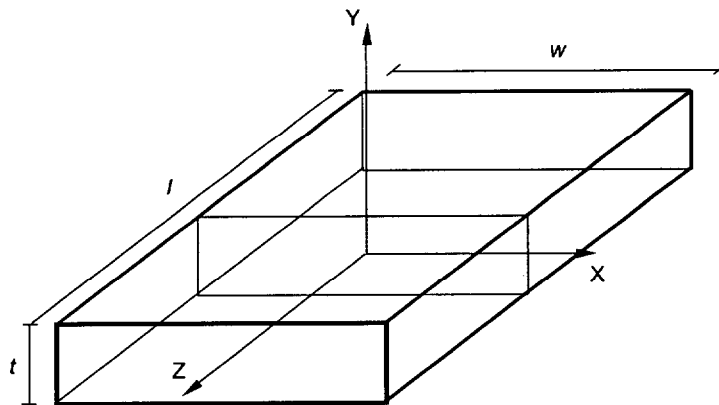


Figura 6.7 Parámetros geométricos de una pista de metal.

Por otro lado, también es posible obtener una expresión en dos dimensiones para la resistencia separando las variables en la expresión de la densidad de corriente (ver Apéndice C). El modelo resultante de la resistencia en dos dimensiones es:

$$\frac{R_s}{l} = \frac{1}{2\sigma \delta_{2D}^2} \cdot \frac{\left(\operatorname{sh} \frac{w}{\delta_{2D}} \cdot \sin \frac{t}{\delta_{2D}} + \operatorname{sh} \frac{t}{\delta_{2D}} \cdot \sin \frac{w}{\delta_{2D}} \right)}{\left(\operatorname{ch} \frac{t}{\delta_{2D}} - \cos \frac{t}{\delta_{2D}} \right) \cdot \left(\operatorname{ch} \frac{w}{\delta_{2D}} - \cos \frac{w}{\delta_{2D}} \right)} \quad (6.21)$$

donde $\delta_{2D} = \sqrt{2}\delta$. En los casos en donde no se satisfaga la condición $w \gg t$ sería preferible usar la ecuación (6.21) frente a (6.20). Sin embargo, se observa que la ecuación (6.21) presenta una especie de frecuencia de “resonancia” a partir de la cual el

modelo predice una resistencia que disminuye con la frecuencia. En principio, esa frecuencia de “resonancia” es mayor que la máxima frecuencia considerada en este trabajo y, por tanto, no influye en nuestros resultados. Sin embargo, las predicciones que obtenemos con esta expresión no son mejores que las que se obtienen con (6.20). Por ello, hemos optado por utilizar un modelo modificado basado en la ecuación (6.20) en lugar de (6.21).

Al igual que en [44] nuestra propuesta es incluir en (6.20) los efectos en dos dimensiones mediante la introducción de la profundidad de penetración en una dimensión calculada de forma empírica, δ_{1D} . Así, en lugar de utilizar δ en (6.20), utilizaremos la profundidad de penetración efectiva $\delta_{1D} = \sqrt[3]{\frac{t}{w}} \delta$.

Para $t \leq w$, el factor empírico es menor que la unidad con lo que la profundidad de penetración es menor que δ . Esto concuerda con los resultados obtenidos en simulaciones electromagnéticas [42], [43].

Con objeto de validar la expresión (6.20) con la modificación propuesta, hemos comparado los resultados obtenidos con dicha expresión tanto con resultados de simulaciones electromagnéticas [42], como con expresiones encontradas en la literatura [44] y [32].

La ecuación que se propone en [32] es una excelente fórmula basada en el ajuste de medidas experimentales. Esta expresión considera los efectos de dos dimensiones mediante la relación w/t . Este modelo presenta una discontinuidad en la frecuencia $f_D = 3.125 / \sigma \mu w t$. Los autores sugieren que esto se debe tratar suavizando las curvas en un entorno del punto de discontinuidad aunque no especifican como debe hacerse dicho suavizado. Esta expresión es ampliamente utilizada en programas de simulación de inductores integrados como ASITIC [31] y, como vimos en el capítulo 3, los problemas de suavizado hacen que a veces los resultados sean incorrectos.

La relación geométrica, en la forma de t/w , se usa también en [44] donde la ecuación exponencial propuesta contiene un factor de corrección lineal empírico para la profundidad de penetración.

En las Figuras 6.8 a 6.11 se muestran las comparaciones para el aluminio ($\sigma = 3.54 \cdot 10^7$ mhos/m, $\mu = \mu_0$). En dichas figuras se representa la resistencia normalizada, $R = R_s / R_{DC}$, derivada de [42], [44], [32] y de la ecuación (6.20) en función de la frecuencia en el intervalo de 0.3 GHz a 20 GHz. Las relaciones w/t seleccionadas son: 2, 4, 6 y 12. En todas las figuras los círculos representan los valores obtenidos de [42];

los triángulos corresponden al modelo propuesto en [44], los cuadrados al modelo de ajuste de [32] y la línea continua representa el modelo propuesto aquí (6.20) considerando que la profundidad de penetración es δ_{ID} .

Los resultados de las simulaciones muestran como a medida que aumenta la relación w/t , la resistencia normalizada comienza a crecer a frecuencias cada vez más bajas. Esto significa que, para un espesor de pista fijo, cuanto más ancha es la pista la profundidad de penetración efectiva disminuye. Esta respuesta coincide con la de δ_{ID} .

En el rango de frecuencias comprendido entre 1 y 10 GHz, nuestra expresión modela de forma adecuada el funcionamiento de las pistas de metal. Los errores máximos cometidos para cada uno de los casos representados (Figuras 6.8 a 6.11) son del 1%, 1%, 3.2% y 6.3%, respectivamente. Sin embargo, a frecuencias mucho más altas o a frecuencias bajas pero con anchuras de pista muy grandes, el modelo sobreestima los valores de la resistencia con respecto a las medidas y las simulaciones. Esto significa que el modelo propuesto no predice de forma precisa el funcionamiento de las pistas de metal bajo condiciones de efecto pelicular fuerte pero si para efecto pelicular débil y moderado que, como hemos dicho, es la región de trabajo para las aplicaciones de radio frecuencia comprendidas entre 1 y 10 GHz.

La expresión obtenida muestra que incluso en el peor de los casos presentados correspondiente a $w/t=12$ (Figura 6.11), el aumento de la resistencia debido al efecto pelicular es de menos del 25% para frecuencias de 2 a 3 GHz. En el capítulo anterior vimos que a esas frecuencias empezaba a distinguirse de forma apreciable el efecto de la subida en la parte real de Y_L modelada por C_p y R_p , y que empezaba a dejar de ser importante el término relacionado con L_s y R_s . Esto implica que, para la tecnología utilizada en nuestros experimentos, el aumento de la resistencia de las pistas debido al efecto pelicular queda enmascarado de forma efectiva por los acoplamientos entre las pistas.

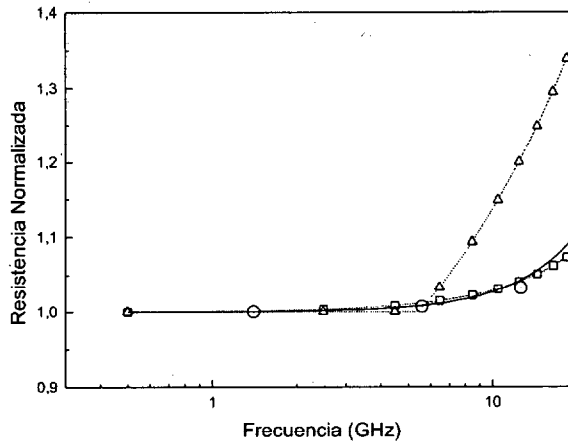


Figura 6.8 Resistencia normalizada en función de la frecuencia para $w/t=2$. Los círculos representan los valores extraídos de las simulaciones de [42], los triángulos corresponden al modelo [44], los cuadrados al modelo [32] y la línea continua representa el modelo que proponemos.
 $\sigma=3.54 \cdot 10^7$ mhos/m.

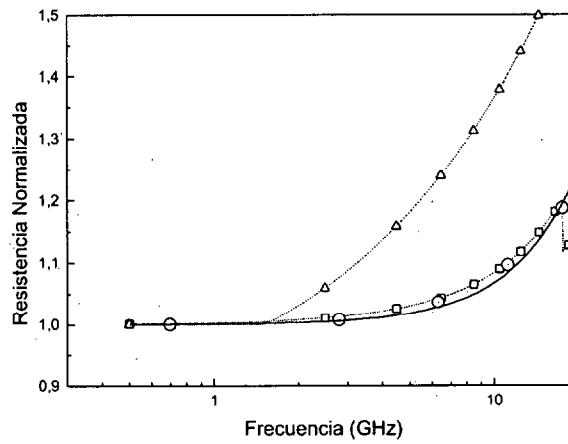


Figura 6.9 Resistencia normalizada en función de la frecuencia para $w/t=4$. Los círculos representan los valores extraídos de las simulaciones de [42], los triángulos corresponden al modelo [44], los cuadrados al modelo [32] y la línea continua representa el modelo que proponemos.
 $\sigma=3.54 \cdot 10^7$ mhos/m.



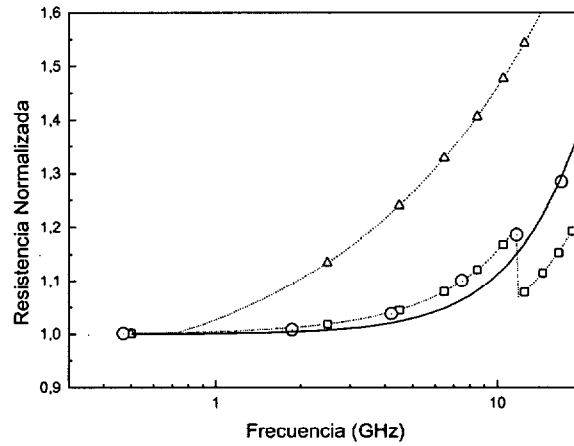


Figura 6.10 Resistencia normalizada en función de la frecuencia para $w/t=6$. Los círculos representan los valores extraídos de las simulaciones de [42], los triángulos corresponden al modelo [44], los cuadrados al modelo [32] y la línea continua representa el modelo que proponemos.

$$\sigma=3.54 \cdot 10^7 \text{ mhos/m.}$$

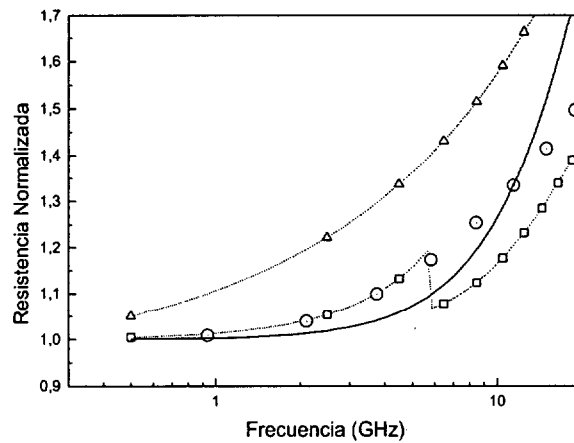


Figura 6.11 Resistencia normalizada en función de la frecuencia para $w/t=12$. Los círculos representan los valores extraídos de las simulaciones de [42], los triángulos corresponden al modelo [44], los cuadrados al modelo [32] y la línea continua representa el modelo que proponemos.

$$\sigma=3.54 \cdot 10^7 \text{ mhos/m.}$$

Así, en nuestro caso, no es necesario tener en cuenta el efecto pelicular en el modelado de la resistencia serie de la espiral y, por tanto, se puede utilizar el modelo simple de la ecuación (6.17). En esta expresión, el único dato desconocido es la resistencia por cuadro, la cual se puede tomar como el paralelo de las resistividades de los metales:

$$R_{\square} = R_{\text{META1}} \parallel R_{\text{META2}} \approx 26m\Omega/\square \quad (6.22)$$

El uso de la ecuación (6.17) simplifica el cálculo de la resistencia y reduce el tiempo de cálculo de la misma. Sin embargo, para aquellas tecnologías en las que el óxido influya menos, la ecuación (6.20) proporcionará un ajuste más preciso.

6.2.3 Modelo paramétrico de la capacidad paralela

La capacidad C_p modela tanto el acoplamiento capacitivo entre las pistas de metal y el *crossunder* como el que aparece entre las pistas de metal para las diferentes vueltas. En [2] se desprecia esta última contribución y se aproxima C_p como la capacidad de un condensador plano entre las pistas de metal y el *crossunder*:

$$C_p = n \cdot w^2 \cdot \frac{\epsilon}{t_{\text{oxM1-M2}}} \quad (6.23)$$

donde ϵ es la permitividad del material y $t_{\text{oxM1-M2}}$ es el grosor del óxido que hay entre el *crossunder* y la espiral. Sin embargo, ya ha sido indicado que esta aproximación no es válida pues no contiene la contribución asociada a la capacidad entre las pistas de vueltas sucesivas.

Por tanto, como vimos en el capítulo 5, la capacidad C_p estará formada por la asociación en paralelo de dos capacitores, uno da cuenta del campo eléctrico entre la espiral y el *underpass*, C_{pu} , y el otro de los acoplamientos capacitivos entre las pistas, C_{pt} . Estos condensadores se pueden aproximar mediante las ecuaciones típicas para los condensadores plano-paralelos. Así, las expresiones para cada uno de ellos son:

$$C_{pu} = \frac{n_u w^2}{t_{\text{oxM1-M2}}} \epsilon \quad (6.24)$$

y

$$C_{pt} = \frac{l_i \cdot t_m}{s} \epsilon \quad (6.25)$$

En las ecuaciones (6.24) y (6.25) n_u es el número de intersecciones entre las pistas de la espiral y el *underpass*, l_i es la longitud de la zona intermedia entre las pistas de la espiral donde existe acoplamiento capacitivo entre ellas; t_m es el espesor del metal (M1-óxido-M2), y s es la separación entre las pistas.

La expresión resultante para la capacidad C_p es la que se muestra a continuación:

$$C_p = C_{pu} \parallel C_{pt} = \frac{n_u \cdot w^2 \cdot s + l_i \cdot t_m \cdot t_{oxM1-M2}}{t_{oxM1-M2} \cdot s} \cdot \epsilon \quad (6.26)$$

En la Figura 6.12 se muestra los valores de C_p medidos en función de C_p calculados / ϵ . La pendiente de esta recta nos da el valor de ϵ :

$$\epsilon = 3.22 \cdot 10^{-11} \left(\frac{F}{m} \right) \quad (6.27)$$

Este valor coincide aproximadamente con la permitividad del óxido ($3.45 \cdot 10^{-11}$ F/m) con un 6.7% de error. Este error está dentro de la incertidumbre en la medida $\pm 5.7\%$ (ver capítulo 2). Por tanto, el modelo modificado permite la medida indirecta de la permitividad del óxido. Este resultado apoya la validez del modelo.

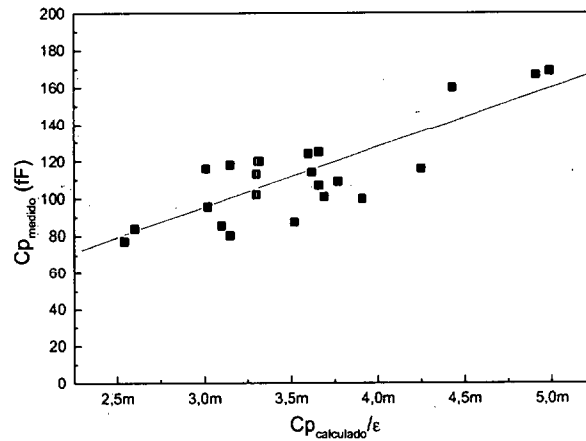


Figura 6.12 Cp medidos en función de Cp calculados / ϵ . La pendiente nos da el valor de ϵ .

6.2.4 Modelo paramétrico de la resistencia paralela

Ya hemos indicado que la única diferencia entre el modelo clásico y el modificado viene dada por la inclusión de la resistencia Rp en este último. Por ello en [2] no aparece ninguna expresión para esta resistencia.

Al igual que la capacidad Cp , la resistencia Rp está formada por la asociación en paralelo de dos resistencias: Rpu que modela la resistencia de contacto asociada a Cpu y Rpt que modela la resistencia de contacto asociada a Cpt . Así mismo, estas resistencias se pueden aproximar mediante la expresión típica de una resistencia de contacto:

$$Rpu = \frac{1}{n_u \cdot w^2} \rho_c \tag{6.28}$$

$$Rpt = \frac{1}{l_t \cdot t_m} \rho_c \tag{6.29}$$

donde ρ_c es la resistividad de contacto entre el metal y el óxido. Combinando en paralelo ambas resistencias obtenemos:

$$Rp = Rpu \parallel Rpt = \frac{1}{l_t \cdot t_m + n_u \cdot w^2} \cdot \rho_c \tag{6.30}$$

En la Figura 6.13 se muestra los valores de R_p medidos en función de R_p calculados / ρ_c . Al igual que ocurría con la Figura 6.12, la pendiente de esta recta nos da el valor de la resistividad de contacto ρ_c :

$$\rho_c = 2 \cdot 10^{-7} (\Omega \cdot m^2) \quad (6.31)$$

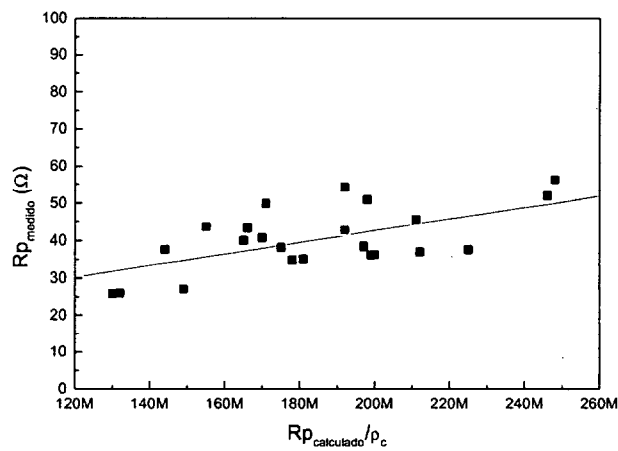


Figura 6.13 R_p medidos en función de R_p calculados / ρ_c . La pendiente nos da el valor de ρ_c .

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

Cuando se aplica una señal a las pistas que componen el inductor integrado aparece, entre otros elementos, una diferencia de tensión entre la espiral y el sustrato. Esta diferencia de tensión genera un campo eléctrico que atraviesa el óxido y penetra en el sustrato de forma que aparece un acoplamiento capacitivo entre la espiral y el sustrato. Esta capacidad depende del área de metal de la espiral compartida con el sustrato, la distancia entre la espiral y el sustrato y las características del dieléctrico. Su expresión es la siguiente:

$$C_{OX} = w \cdot l \cdot \frac{\epsilon}{t_{ox}} \quad (6.32)$$

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

En las Figuras 6.10 y 6.11 se representan los valores medidos y estimados de C_{OX1} y C_{OX2} para cada bobina. El error cometido para C_{OX1} es mayor debido a que el nodo 1 es el que está asociado al *underpass*. Este elemento añade una capacidad constante al valor

de C_{SUB1} de aproximadamente 95fF que se podría tener en cuenta si quisiéramos modelar de forma exacta esta capacidad.

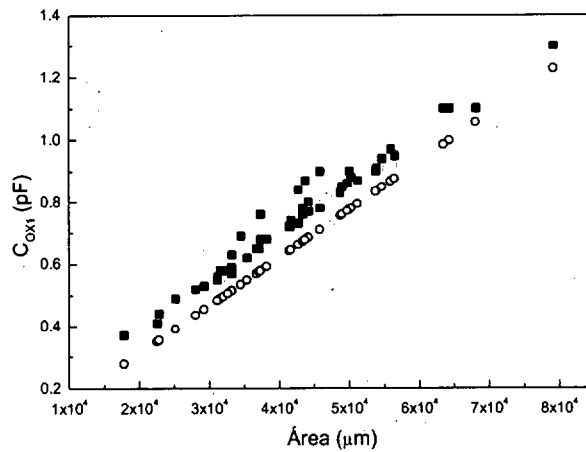


Figura 6.14 C_{ox1} medido (cuadros) y calculado (círculos) en función del área.

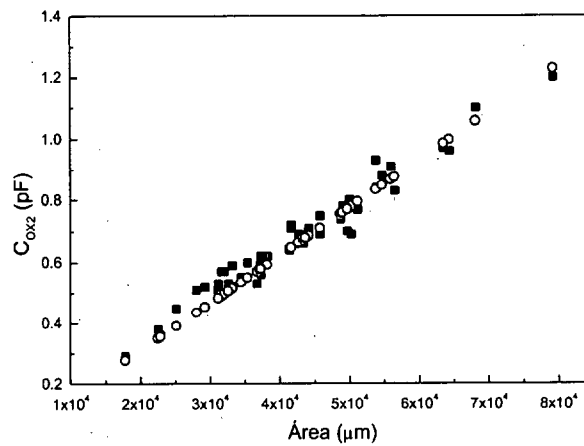


Figura 6.15 C_{ox2} medido (cuadros) y calculado (círculos) en función del área.

6.2.6 Modelo paramétrico de la resistencia y capacidad del sustrato

La mayoría de las tecnologías bipolares o BiCMOS utilizan sustratos altamente dopados con lo que su resistividad es pequeña (del orden de $10 \Omega\text{cm}$). La razón para esta baja resistividad es disminuir, en lo posible, los efectos de las corrientes inducidas

por electrones calientes (*hot-electron*), evitar que circuitos digitales afecten al funcionamiento de circuitos analógicos muy sensibles, etc. [10]. El principal inconveniente de este tipo de sustratos es que el campo eléctrico que atraviesa el óxido penetra en él y fluye libremente por todo su volumen produciendo pérdidas que afectan al funcionamiento de los dispositivos.

Los materiales semiconductores tienen asociada una impedancia a un volumen homogéneo, cuyo valor depende de la frecuencia. Esta impedancia es prácticamente resistiva pero a partir de una frecuencia determinada los efectos capacitivos deben tenerse en cuenta. En la Figura 6.16 se muestra el circuito asociado a un elemento diferencial de volumen de sustrato así como su circuito equivalente compuesto por una resistencia (R_{SUB}) en paralelo con una capacidad (C_{SUB}). La frecuencia de resonancia del sustrato es aquella a la que el valor de la parte resistiva de la impedancia se iguala a la parte capacitiva.

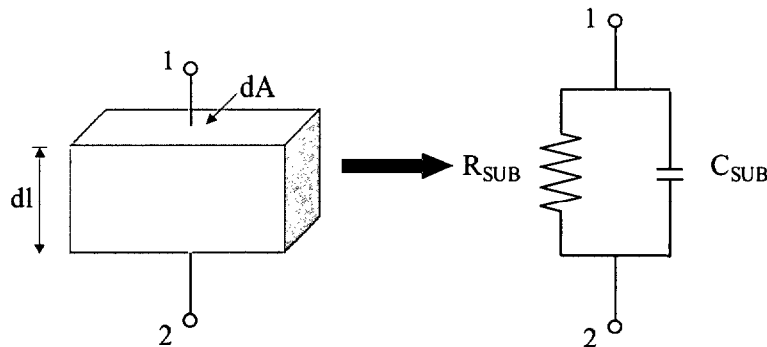


Figura 6.16. Circuito asociado a un elemento diferencial de volumen homogéneo de sustrato.

De la Figura 6.16 se deduce que el valor de la impedancia asociada al sustrato viene dada por la siguiente expresión:

$$Z_{SUB} = \frac{R_{SUB}}{1 + j \cdot \omega \cdot R_{SUB} \cdot C_{SUB}} \quad (6.33)$$

La resistencia del sustrato depende del área de metal de la espiral compartido con el sustrato, la profundidad del sustrato y la resistividad del mismo (ρ_{SUB}). Para un elemento diferencial de sustrato como el de la Figura 6.16 podemos poner

$$R_{SUB} = \rho_{SUB} \frac{dl}{dA} \quad (6.34)$$

Por su parte, la capacidad del sustrato depende, además del área de metal de la espiral compartido con el sustrato y de la profundidad del mismo, de la permitividad del material con el que está fabricado:

$$C_{SUB} = \epsilon_0 \cdot \epsilon_{Si} \frac{dA}{dt} \quad (6.35)$$

En esta expresión ϵ_0 es la permitividad del vacío ($8.85 \cdot 10^{-14}$ F/cm) y ϵ_{Si} es la permitividad relativa del silicio ($\epsilon_{Si} = 11.7$).

Al producto de la resistencia por la capacidad del sustrato se lo denomina constante de tiempo del sustrato (τ_{SUB}) y a su inversa se la denomina frecuencia de resonancia del sustrato:

$$fr = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \tau_{SUB}} \quad (6.36)$$

Empleando las ecuaciones (6.34) y (6.35) podemos expresar la constante de tiempo del sustrato en función de los parámetros característicos del mismo con independencia del área y de la profundidad:

$$\tau_{SUB} = \rho_{SUB} \frac{dt}{dA} \cdot \epsilon_0 \cdot \epsilon_{Si} \frac{dA}{dt} = \rho_{SUB} \cdot \epsilon_0 \cdot \epsilon_{Si} \quad (6.37)$$

Así para un sustrato de silicio típico con una resistividad de $10 \Omega\text{cm}$, la constante de tiempo del sustrato vale $1.04 \cdot 10^{-11}$ s con lo que la frecuencia de resonancia del sustrato es de $1.55 \cdot 10^{10}$ Hz. Es decir, para las aplicaciones típicas de los inductores integrados sobre silicio no se alcanza nunca la condición de resonancia del sustrato.

Si en lugar de tomar un elemento diferencial de volumen, tomamos el volumen finito, las expresiones que debemos utilizar para la resistencia y la capacidad del sustrato son:

$$R_{SUB} = \rho_{SUB} \frac{l}{A} \quad (6.38)$$

$$C_{SUB} = \epsilon_0 \cdot \epsilon_{Si} \frac{A}{t} \quad (6.39)$$

donde t es la profundidad del sustrato y A es el área de metal de la espiral compartido con el sustrato. Este área viene dado por el producto de la longitud de la espiral por su anchura. Sin embargo, igual que ocurría con el modelo paramétrico de la inductancia, a la hora de calcular el área debemos incluir el efecto de las pistas de conexión. Para ello basta con considerar la longitud total de la espiral junto con las pistas de interconexión en lugar de sólo la longitud de la espiral.

En las expresiones (6.38) y (6.39) los únicos datos desconocidos son la resistividad del sustrato y la profundidad del mismo. Estos datos los podemos obtener de forma indirecta a partir de las medidas de los inductores fabricados.

Así, la resistividad del sustrato la podemos hallar a partir de la constante de tiempo del sustrato (τ_{SUB}) despejando su valor de la expresión (6.37). τ_{SUB} lo hallamos como el valor medio del producto de la resistencia por la capacidad del sustrato de todos los inductores caracterizados. Esto es lícito porque si representamos su función de densidad (ver Figura 6.17) observamos que sigue una distribución normal o gaussiana que es la que caracteriza a la mayoría de las variables aleatorias de la naturaleza. El valor medio resultante es de $1.32 \cdot 10^{-11}$ s con lo que la resistividad del sustrato vale 12.82 Ωcm . Con este valor podríamos conocer la concentración de impurezasceptoras del sustrato (p) ya que la resistividad del sustrato viene dada por:

$$\rho_{SUB} = \frac{1}{q \cdot p \cdot \mu_p} \quad (6.40)$$

donde q es la carga del electrón ($1.6 \cdot 10^{-19}$ C) y μ_p es la movilidad de los huecos (típicamente $430 \text{ cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$). Despejando de (6.40) obtenemos una concentración de impurezas de aproximadamente $1.1 \cdot 10^{15} \text{ cm}^{-3}$.

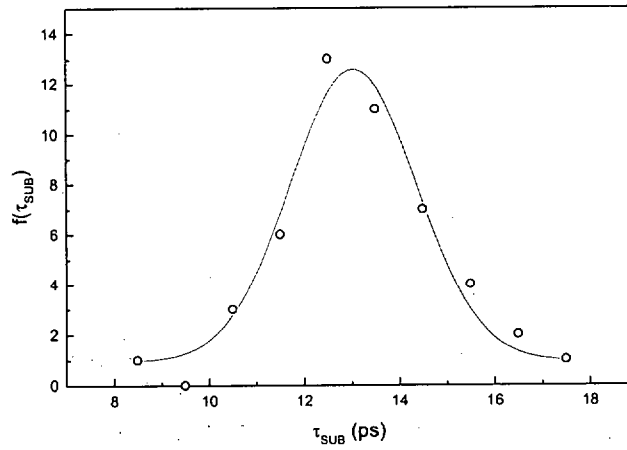


Figura 6.17 Función de densidad de los valores de τ_{SUB} .

El cálculo de la profundidad del sustrato lo hacemos también de forma indirecta a través de las expresiones (6.38) y (6.39). En la Figura 6.18 se muestra la función de densidad de los valores de z . El valor medio de todos los datos medidos es de $z=80 \mu\text{m}$.

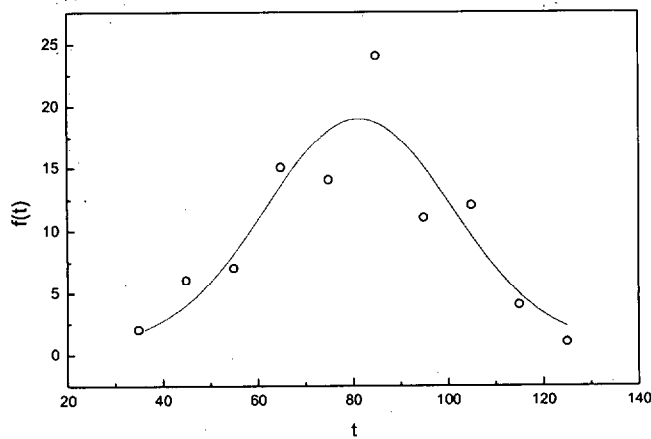


Figura 6.18 Función de densidad de los valores de z .

En [2] las expresiones que se proponen para la resistencia y capacidad del sustrato son las siguientes:

$$R_{SUB} \approx \frac{2}{w \cdot l \cdot G_{SUB0}} \quad (6.41)$$

$$C_{SUB} \approx \frac{w \cdot l \cdot C_{SUB0}}{2} \quad (6.42)$$

donde G_{SUB0} y C_{SUB0} son parámetros de ajuste que tienen dimensiones de conductancia por unidad de área y faradios por unidad de área respectivamente y son constantes para un sustrato y una distancia entre la espiral y el sustrato dados. G_{SUB0} suele tener un valor aproximado de 10^{-7} S/ μm^2 y C_{SUB0} típicamente varía entre 10^{-3} y 10^{-2} fF/ μm^2 .

Estas expresiones son similares a las de las ecuaciones (6.38) y (6.39) salvo que se ha agrupado las características relativas al sustrato en los parámetros G_{SUB0} y C_{SUB0} , y se ha separado la contribución de un puerto de la del otro (véase el factor 2 que aparece en ambas expresiones). Sin embargo, nosotros hemos preferido usar las expresiones (6.38) y (6.39) ya que con ellas se tiene una visión más profunda de la física del sustrato. Además, las expresiones (6.41) y (6.42) no tienen en cuenta la contribución a las pérdidas del sustrato del área de las pistas de interconexión.

En las Figuras 6.19 a 6.22 se representan los valores medidos y estimados de R_{SUB1} , R_{SUB2} , C_{SUB1} y C_{SUB2} para cada bobina. Se puede observar como para valores de resistencia grandes el error cometido es mayor. Esto se debe a que en la calibración del analizador vectorial de redes utilizado en las medidas se ha utilizado como referencia una resistencia de 50Ω y por tanto el error cometido en la medida de aquellos valores alejados de esta resistencia será mayor [46][47][48]. Por la misma razón, los valores de C_{SUB} correspondientes a R_{SUB} altos también presentan un error mayor. Como veremos en el apartado 6.4, este error no afecta de forma apreciable a los resultados del ajuste final.

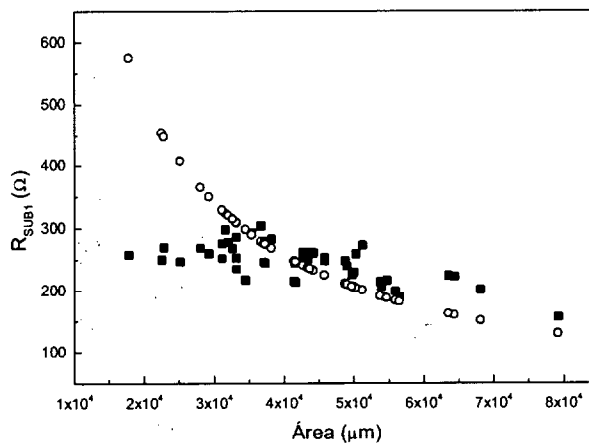


Figura 6.19 R_{SUB1} medido (cuadros) y calculado (círculos) en función del área.

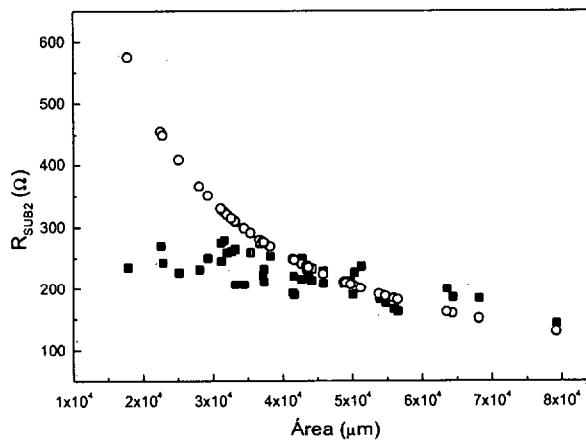


Figura 6.20 R_{SUB2} medido (cuadros) y calculado (círculos) en función del área.

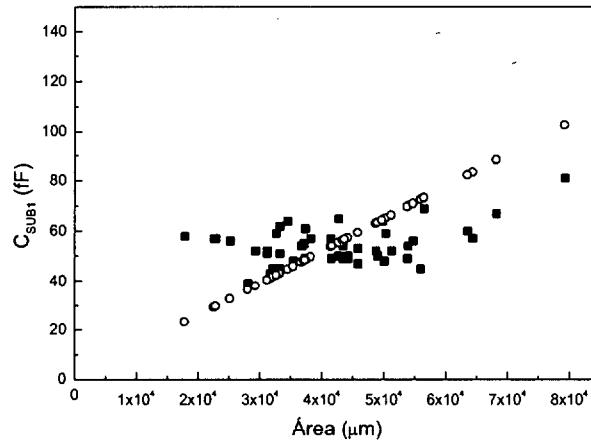


Figura 6.21 C_{SUB1} medido (cuadros) y calculado (círculos) en función del área.

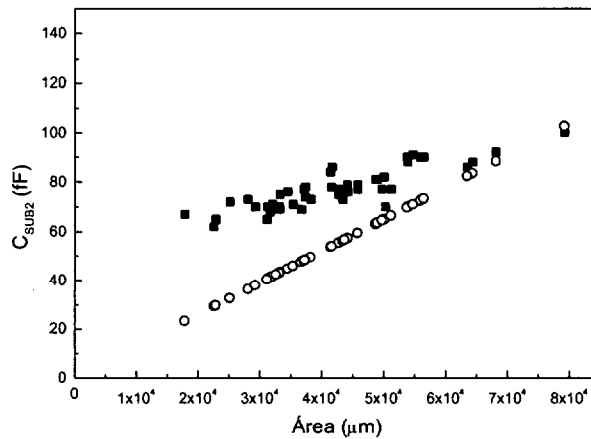


Figura 6.22 C_{SUB2} medido (cuadros) y calculado (círculos) en función del área.

6.3 Factores de degradación

En algunos trabajos para el cálculo del factor de calidad del inductor se utiliza el modelo de un puerto presentado en la Figura 6.23. Éste se obtiene a partir del de dos puertos poniendo uno de ellos a tierra [2].

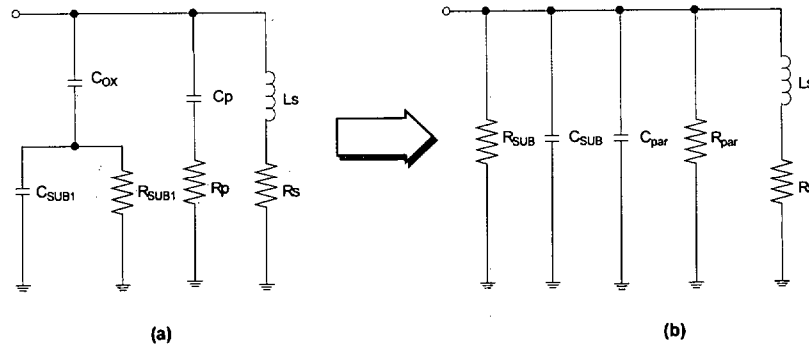


Figura 6.23 Modelo de un puerto para inductores espirales integrados.

En la Figura 6.23 (b), la impedancia combinada de C_{ox} , C_{sub1} y R_{sub1} es sustituida por R_{sub} y C_{sub} , mientras que la de C_p y R_p se sustituye por C_{par} y R_{par} . De esta forma se facilita el análisis de los efectos del sustrato y de la frecuencia de resonancia de la bobina.

Los valores de R_{sub} , C_{sub} , C_{par} y R_{par} son ahora dependientes de la frecuencia y vienen dados por las siguientes expresiones:

$$R_{sub} = \frac{1}{\omega^2 \cdot C_{ox}^2 \cdot R_{sub1}} + \frac{R_{sub1} \cdot (C_{ox} + C_{sub1})^2}{C_{ox}^2} \quad (6.43)$$

$$C_{sub} = C_{ox} \cdot \frac{1 + \omega^2 \cdot (C_{ox} + C_{sub1}) \cdot C_{sub1} \cdot R_{sub1}^2}{1 + \omega^2 \cdot (C_{ox} + C_{sub1})^2 \cdot R_{sub1}^2} \quad (6.44)$$

$$R_{par} = R_p + \frac{1}{\omega^2 \cdot C_p^2 \cdot R_p} \quad (6.45)$$

$$C_{par} = \frac{C_p}{1 + \omega^2 \cdot C_p^2 \cdot R_p^2} \quad (6.46)$$

donde $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$ es la frecuencia angular o pulsación de trabajo.

El circuito de la Figura 6.23 (b) se puede simplificar tal y como se muestra en la Figura 6.24 donde R_0 y C_0 vienen dados por:

$$R_o = R_{par} \parallel R_{SUB} \quad (6.47)$$

$$C_o = C_{par} \parallel C_{SUB} \quad (6.48)$$

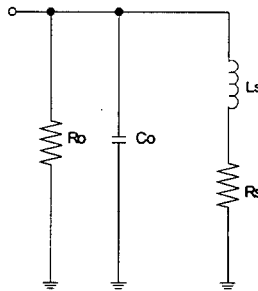


Figura 6.24 Modelo de un puerto para inductores espirales integrados.

La expresión del factor de calidad de una bobina se obtiene de calcular la siguiente expresión para el modelo de un puerto:

$$Q = 2\pi \cdot \frac{\text{Energía neta almacenada}}{\text{Energía disipada en un ciclo}} \quad (6.49)$$

Para los inductores, sólo la energía almacenada en el campo magnético es de interés. Cualquier energía almacenada en el campo eléctrico, producida por las capacidades parásitas inevitables en los inductores reales, son contraproducentes. Así, el factor de calidad es proporcional a la energía neta almacenada, la cual es igual a la diferencia entre las energías de pico magnéticas y eléctricas. Un inductor estará en autorresonancia cuando las energías de pico magnéticas y eléctricas sean iguales, es decir, cuando su factor de calidad se hace cero. Por encima de la frecuencia de autorresonancia, el inductor no tiene energía neta magnética disponible para entregar a un circuito externo. Teniendo esto en cuenta, la expresión factor de calidad de una bobina se puede poner como:

$$Q = 2\pi \cdot \frac{E_{\text{pico magnética}} - E_{\text{pico eléctrica}}}{E_{\text{disipada en un ciclo}}} \quad (6.50)$$

es decir:

$$Q = \frac{\omega \cdot L_s}{R_s} \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right] \quad (6.51)$$

donde ω_0 es la frecuencia de autorresonancia. La expresión (6.51) se hace cero para $\omega = \omega_0$, y es menor que cero para frecuencias superiores. Es importante mencionar que la expresión (6.51) se puede obtener también como la relación entre la parte imaginaria y la parte real de la impedancia de la bobina (ver ecuación (1.1)). La impedancia será inductiva por debajo de ω_0 y capacitiva por encima de este valor.

En términos de los elementos del circuito de la Figura 6.24, las energías se pueden expresar como:

$$E_{\text{pico magnética}} = \frac{V_o^2 \cdot L_s}{2 \cdot [(\omega \cdot L_s)^2 + R_s^2]} \quad (6.52)$$

$$E_{\text{pico eléctrica}} = \frac{V_o^2 \cdot C_o}{2} \quad (6.53)$$

y

$$E_{\text{dissipada en un ciclo}} = \frac{2\pi}{\omega} \cdot \frac{V_o^2}{2} \cdot \left[\frac{1}{R_o} + \frac{R_s}{(\omega \cdot L_s)^2 + R_s^2} \right] \quad (6.54)$$

donde V_o es la amplitud de la tensión aplicada a los terminales del inductor. El factor de calidad para un inductor integrado se puede calcular sustituyendo las expresiones (6.52), (6.53) y (6.54) en (6.50):

$$Q = \frac{\omega \cdot L}{R_s} \cdot f_{\text{sub}} \cdot f_{\text{res}} \quad (6.55)$$

donde $\omega \cdot L / R_s$ representa la energía almacenada por el campo magnético y las pérdidas ocasionadas por la resistencia de la espira. f_{sub} y f_{res} describen respectivamente las pérdidas ocasionadas por el sustrato y por los acoplamientos capacitivos que llevan a la espiral a resonar. Estos factores son ambos menores que 1. Las expresiones para f_{sub} y f_{res} son las siguientes:

$$f_{\text{sub}} = \frac{R_o}{R_o + \left(\left(\frac{\omega \cdot L_s}{R_s} \right)^2 + 1 \right) R_s} \quad (6.56)$$

$$f_{res} = \left(1 - \frac{R_s^2 \cdot C_o}{L_s} - \omega^2 \cdot L_s \cdot C_o \right) \quad (6.57)$$

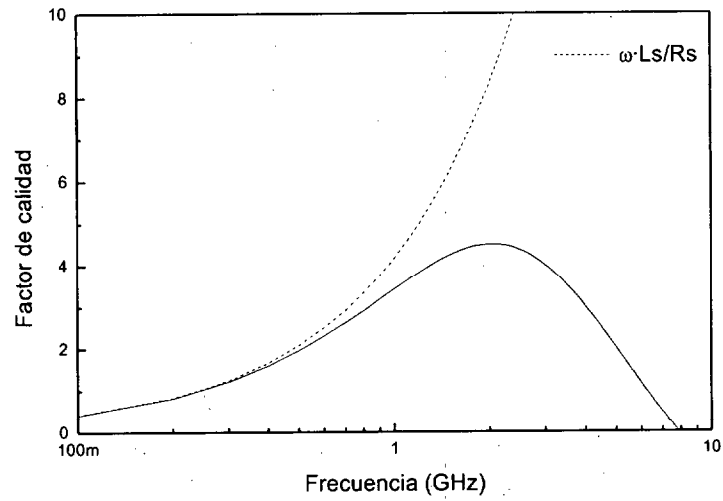
El factor de autorresonancia f_{res} describe la reducción del factor de calidad como consecuencia del aumento de la energía eléctrica de pico con la frecuencia. Por tanto, la frecuencia de resonancia es aquella que hace que este factor se haga cero. Su expresión es la siguiente:

$$f_o = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_s \cdot C_o} - \frac{R_s^2}{L_s^2}} \quad (6.58)$$

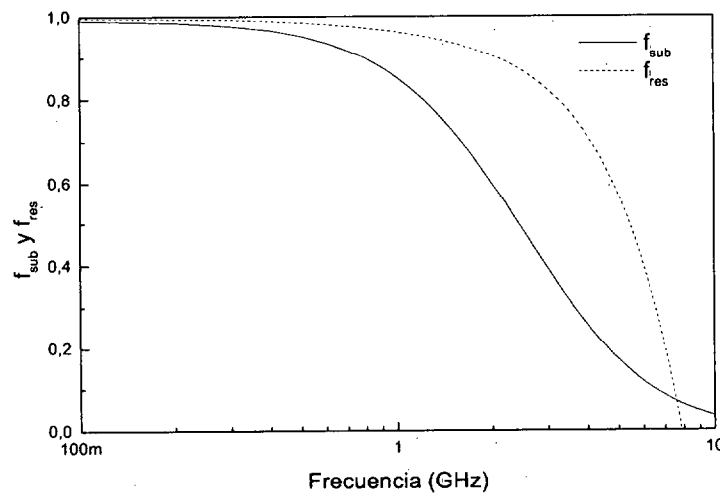
Mientras mayor sea ésta, mayor será la frecuencia para Q máximo aunque no existe una relación específica entre ambas frecuencias.

En la Figura 6.25 se representa el factor de calidad y los factores de degradación con respecto a la frecuencia para una inductancia integrada típica. Las características geométricas de la espiral $\{s, w, n, r\}$ son $\{1.8\mu\text{m}, 10\mu\text{m}, 4.5, 100\mu\text{m}\}$ y los parámetros eléctricos obtenidos con el modelo $\{L_s, R_s, C_p, R_p, C_{ox}, R_{SUB}, C_{SUB}\}$ son $\{3.5\text{nH}, 5.4\Omega, 88.8\text{fF}, 46.4\Omega, 321.5\text{fF}, 493.8\Omega, 26.8\text{fF}\}$.

A bajas frecuencias, el factor de calidad está bien caracterizado por $\omega \cdot L / R_s$ porque los dos factores de degradación tienen un valor cercano a la unidad. A medida que la frecuencia aumenta, estos factores disminuyen su valor. La reducción del factor de calidad a frecuencias altas es el resultado de una combinación del factor de pérdidas del sustrato y el factor de resonancia. En particular, a 1GHz sólo las pérdidas del sustrato producen una caída del factor de calidad del orden del 10 al 20% con respecto a $\omega \cdot L / R_s$.



(a)



(b)

Figura 6.25 Variación típica del factor de calidad de una espira respecto a la frecuencia: (a) Q y (b) factores de degradación.

En términos de la física asociada al problema podemos decir que, a medida que aumenta la frecuencia, el campo eléctrico comienza a penetrar en el sustrato lo cual hace que disminuya la capacidad C_{SUB} debido a que ésta es la combinación en serie de la capacidad del óxido con la capacidad del sustrato. La disminución de R_{SUB} implica un aumento de la transmisión de energía en el sustrato con lo que aumenta la disipación de la misma. A frecuencias altas, la energía es transmitida principalmente a través del sustrato haciendo que C_{SUB} y R_{SUB} se aproximen a C_{SUB1} y R_{SUB1} ; C_{OX} queda prácticamente cortocircuitado.

6.4 Resultados

En la Figura 6.26 se representan los resultados del modelo paramétrico para el inductor típico B_1. En ella se puede observar cómo se ajusta la inductancia vista desde el exterior al valor medido. El error relativo en el cálculo de la inductancia es inferior al 5% para frecuencias inferiores a 4 GHz. En la misma figura se representa también el factor de calidad y el error relativo en el cálculo del factor de calidad. En este caso, el error cometido está por debajo del 7% para frecuencias por debajo de 5 GHz. A frecuencias superiores el inductor entra en resonancia con lo que el error se dispara. En el Apéndice B se presentan las mismas figuras para una serie de inductores con diferentes dimensiones.

Para la mayoría de los inductores los errores cometidos son pequeños. Sin embargo, se observan unos errores mayores para aquellos inductores que fueron diseñados para presentar una Q máxima a frecuencias bajas (0.8GHz) y a frecuencias altas (5.6GHz). El funcionamiento singular de esos inductores se debe a que han sido diseñados para operar a frecuencias próximas a las frecuencias límites para la medida. En nuestro proceso de caracterización se buscan los rasgos típicos a baja y a alta frecuencia para extraer los parámetros del modelo. Para dichas bobinas, esos rasgos todavía no son apreciables y por tanto la caracterización los estima de forma incorrecta. De modo que, para esos casos, es preferible caracterizar las bobinas mediante el proceso de ajuste, aunque se pierda la información sobre la física del dispositivo. Por añadidura, a las frecuencias extremas el error en la medida es mayor.

Es importante reseñar que, a pesar de los errores cometidos en el cálculo del valor exacto de las variables características de las bobinas (L_{ext} , Q), nuestro modelo predice de forma muy precisa la frecuencia donde se produce el valor máximo de Q . Esta característica lo hace atractivo para su uso en algoritmos de optimización como el que se presenta a continuación.

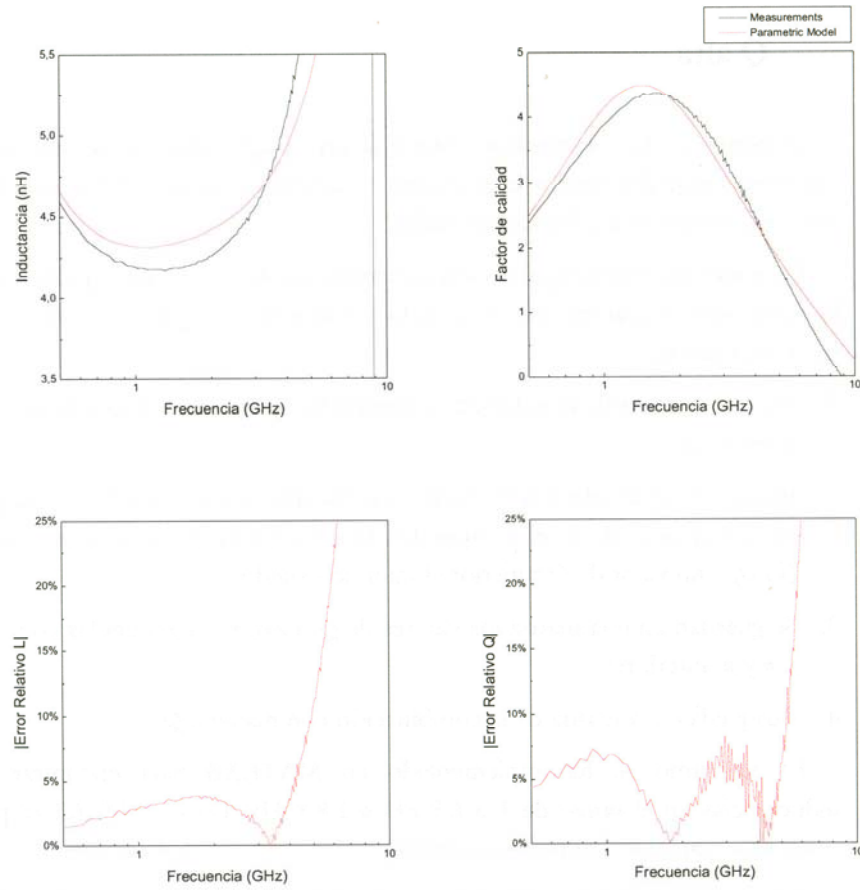


Figura 6.26 Resultados del modelo paramétrico para la bobina B_1: inductancia, error relativo en el cálculo de la inductancia, factor de calidad y error relativo en el cálculo del factor de calidad.

6.5 Algoritmo de optimización para diseñar inductancias con

Q alta

A partir de las ecuaciones obtenidas en el apartado 6.2 se pueden desarrollar algoritmos para determinar la geometría de la bobina que maximiza el factor de calidad para una inductancia y frecuencia dadas.

En concreto, en este apartado presentamos un algoritmo que, fijadas la inductancia y la frecuencia de trabajo, ofrece el inductor con mejor Q . El algoritmo consta de los siguientes pasos:

1. Fijar los valores de la inductancia requerida y de la frecuencia a la que se requiere la máxima Q .
2. Fijados el espaciado y la frecuencia de trabajo, se hace una búsqueda por todas las combinaciones de w , n , y r que den la inductancia deseada vista desde el exterior (L_{ext}) y un valor de Q superior al mínimo exigido.
3. Se guardan en una matriz los valores de Q , L_{ext} , r , n y w para las combinaciones de r , n y w anteriores.
4. Búsqueda en la matriz de la combinación con máxima Q .

El algoritmo se ha implementado en MATLAB para encontrar las mejores inductancias en el rango de 1 a 6.5 nH a 1.8 GHz. En la Tabla 6.I se presentan los resultados obtenidos en pocos segundos.

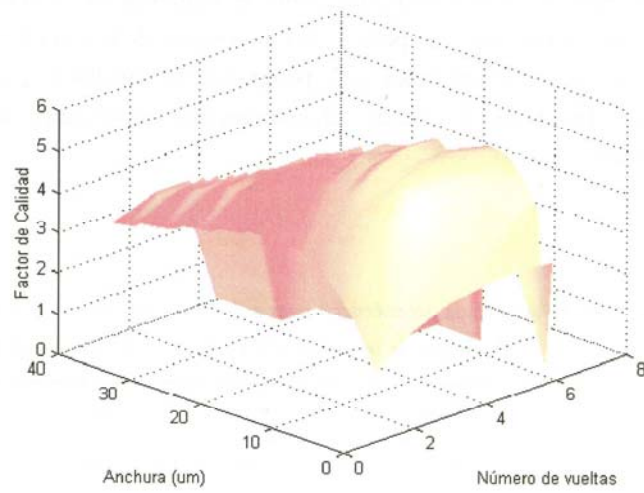
Para inductancias pequeñas, las espirales deben tener un número de vueltas pequeño y una anchura grande. Sin embargo, para valores grandes de inductancia, es necesario reducir la anchura e incrementar el número de vueltas.

Para ilustrar el algoritmo anterior consideremos el diseño del inductor de 3nH de la tabla anterior. En la Figura 6.27 se muestra las variaciones de Q frente a w y a n para todos aquellos inductores que presenten una inductancia vista desde el exterior de aproximadamente 3nH a 1.8 GHz. La Figura 6.27 sugiere que para obtener factores de calidad óptimos debemos utilizar anchuras de pista en torno a $15\mu\text{m}$ y un número de vueltas entre 3.5 y 5.5. La velocidad de cambio del factor de calidad en la Figura 6.27 es menor cuando nos movemos en anchuras de pistas cercanas a $15\mu\text{m}$. Si nos movemos en la dirección de números de vueltas menores, obtenemos factores de calidad menores, pero las dimensiones de la espiral se hacen mayores (ver Figura 6.28). Por

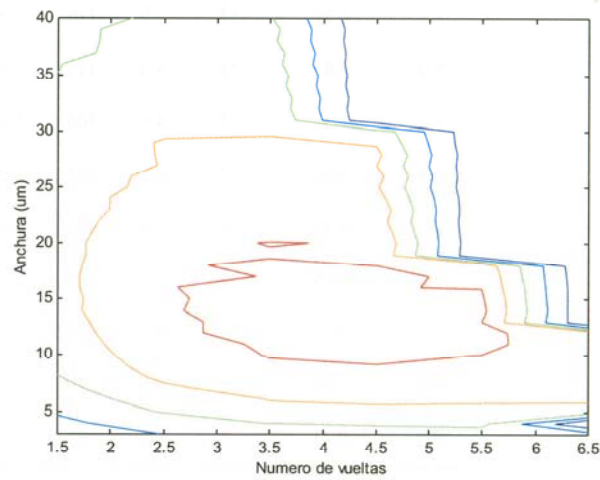
contra, si nos movemos en la dirección de números de vueltas mayores, obtenemos factores de calidad menores pero con dimensiones de la espiral también menores. Este análisis muestra la habilidad del programa desarrollado para realizar diferentes estrategias con objeto de diseñar inductancias con valores altos de Q y con un consumo de superficie mínimo.

Tabla 6.F Parámetros geométricos para inductores con Q elevada obtenidos a partir del algoritmo de optimización para $f=1.8$ GHz y $s=1.8$ μm

L(nH)	L _{ext} (nH)	w(μm)	n	r(μm)	Q
1.0	0.80	47	1.5	165	8.80
1.5	1.30	32	2.5	135	7.38
2.0	1.82	23	2.5	135	6.55
2.5	2.32	18	3.5	115	5.96
3.0	2.81	15	3.5	115	5.55
3.5	3.37	13	4.5	105	5.11
4.0	3.96	10	4.5	100	4.79
4.5	4.35	9	4.5	100	4.59
5.0	4.85	9	4.5	105	4.39
5.5	5.31	8	4.5	105	4.18
6.0	5.86	8	4.5	110	3.98
6.5	6.41	7	6.5	90	3.82



(a)



(b)

Figura 6.27 Factor de calidad para un inductor de 3nH a 1.8 GHz: (a) representación de Q en función de w y n ; (b) curvas de nivel de Q en función de w y n .

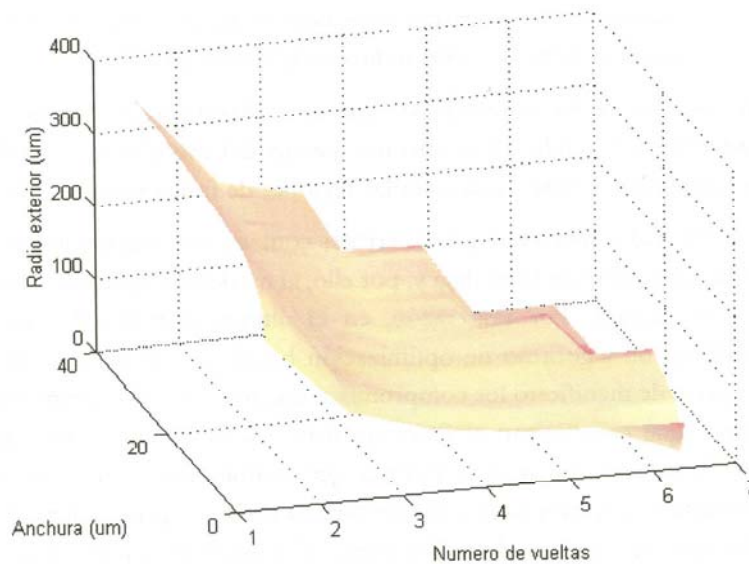


Figura 6.28 Radio exterior en función de w y n para un inductor de 3nH a 1.8 GHz.

6.6 Conclusiones

En este capítulo hemos presentado un modelo paramétrico para la descripción de los fenómenos físicos que tienen lugar en los inductores espirales integrados sobre sustrato de silicio.

Este modelo consiste en un conjunto de ecuaciones que definen los elementos del circuito equivalente basándose en la interpretación física del modelo modificado presentado en el capítulo 5. Las principales aportaciones realizadas en este trabajo se resumen a continuación:

- Nueva fórmula para la inductancia de las bobinas espirales integradas que tiene en cuenta la inductancia asociada a las pistas de interconexión de la espiral con el resto del circuito;
- Nueva fórmula para la resistencia serie de la bobina que incluye los fenómenos relacionados con el efecto pelicular y descripción cuantitativa de su efecto en el funcionamiento de la bobina. Se ha visto que para nuestro caso su variación con la frecuencia se puede despreciar;
- Nuevas fórmulas para C_p y R_p basadas en los estudios del capítulo 5; y

- Revisión de las expresiones de los elementos circuitales que modelan el sustrato en base a parámetros tales como su constante de tiempo, la cual se puede extraer de forma indirecta de las medidas.

Así mismo, se ha estudiado de forma cualitativa y cuantitativa los factores de degradación incluyendo los elementos nuevos del modelo, y se ha determinado qué parámetros afectan más en las distintas regiones de funcionamiento de la bobina.

Los resultados muestran que los errores cometidos con este modelo se hallan dentro de la incertidumbre de la medida y, por ello, el modelo es aplicable para la optimización de los inductores. Por esta razón, en el último apartado de este capítulo se ha desarrollado un algoritmo de optimización basado en las ecuaciones obtenidas. Esta rutina pone de manifiesto los compromisos que hay entre los parámetros geométricos y eléctricos que caracterizan el funcionamiento de la bobina y, por tanto, sirve como ayuda a la hora de tomar la decisión de qué combinación se debe utilizar para obtener una inductancia determinada a una frecuencia dada que proporcione el mejor factor de calidad con un consumo de área mínimo. Este algoritmo, junto con los resultados de los capítulos precedentes, ha servido como base a una herramienta de diseño automático de inductores integrados que se presenta en detalle en el capítulo 7.

CAPÍTULO 7

HERRAMIENTAS DESARROLLADAS

7.1 Introducción

Un modelo en banda estrecha es aquel representado por un circuito cuyos elementos son constantes y que modela perfectamente el funcionamiento del inductor integrado alrededor de una frecuencia determinada. De esta forma, la inductancia y la resistencia vistas desde el exterior coinciden con las medidas sólo para esa frecuencia. Para otras frecuencias, alejadas de la utilizada en la caracterización, el error es elevado. Este tipo de modelo requiere caracterizar todos los inductores fabricados y medidos en todas las frecuencias de interés. De esta forma si tenemos, por ejemplo, 5 frecuencias de interés y se han diseñado 10 inductores para cada una de esas frecuencias, se han de obtener 250 modelos. Este proceso resulta muy laborioso y complica la elección del inductor adecuado para un diseño determinado. Además, no podríamos utilizar un inductor para una frecuencia distinta a las consideradas de interés. Para simplificar esta tarea, se recurre a la caracterización en banda estrecha de los 10 inductores diseñados para cada frecuencia. Así disponemos de 10 posibilidades para cada frecuencia de interés, pero ninguna a otras frecuencias. Esta es la metodología usada en la elaboración de la librería de inductores presentada en el capítulo 4.

No obstante, aunque el uso de este tipo de modelos permite el diseño de circuitos en banda ancha, hay que recordar que la mayoría de las aplicaciones de los inductores integrados son para el diseño de circuitos en banda estrecha (redes de adaptación de impedancia, cargas resonantes LC, tanques LC para VCO's, etc.). Cuando se habla de diseño en banda estrecha, normalmente se trata de un margen de frecuencias relativamente pequeño (del orden de MHz) alrededor de la frecuencia central de la banda de trabajo, la cual está centrada por lo general a una frecuencia elevada (del orden de GHz).

En contraposición al modelado en banda estrecha, un modelo en banda ancha es aquel que predice el funcionamiento del inductor en un amplio rango de frecuencias. Una forma de construir modelos en banda ancha consiste en unir modelos en banda estrecha [16]. Sin embargo, para unos inductores podría hacer falta más elementos que para otros, lo cual complica el proceso de caracterización. Otra posibilidad es disponer de un circuito igual al de banda estrecha cuyos componentes varíen con la frecuencia. Este tipo de modelos no es factible dentro de los simuladores usuales ya que no es posible introducir elementos de circuito variables con la frecuencia.

Los modelos en banda ancha, con topologías iguales a los de banda estrecha y con componentes que varíen con la frecuencia, permiten la utilización de los inductores integrados para frecuencias distintas a la de diseño. Así, un inductor diseñado para operar a 1.5 GHz podría ser bueno para 2.4 GHz pero, si su modelo no fuese en banda ancha, no podríamos usarlo en las simulaciones pues nos daría resultados erróneos. Con el modelo en banda ancha de todos los inductores fabricados y medidos sería posible elegir, de entre todos ellos, aquel con una inductancia que mejor se adapte a nuestros requerimientos (mejor Q , radio mínimo, etc.) a cierta frecuencia. Esto amplía las posibilidades de elección del diseñador.

En el presente capítulo se exploran cada una de estas posibilidades para todos los inductores fabricados. De esta forma, el número de modelos generados comienza a ser intratable por el usuario, con lo que se hace necesaria la disponibilidad de una herramienta que facilite la selección del inductor que mejor se adapta a una aplicación determinada. Esta selección se realiza entre todos los inductores que han sido previamente fabricados y caracterizados. Sin embargo, este tipo de librerías son, por naturaleza, limitadas en el número de inductancias a utilizar y frecuencias para funcionamiento óptimo. El modelo paramétrico presentado en el capítulo 6 permite la utilización de valores inductivos que no pertenecen a la librería. Es por ello que en éste capítulo se aborda también la tarea de la obtención de una herramienta que genere el modelo paramétrico de cualquier inductor.

Por último, al final del capítulo se presenta otra herramienta asociada a las anteriores que genera automáticamente el *layout* del inductor seleccionado.

7.2 Mejoras al modelo modificado

El modelo modificado presentado en el capítulo 5 mejora la precisión alcanzada con el modelo convencional. No obstante, a veces el ajuste no es preciso para todas las frecuencias. Una de las causas de las desviaciones observadas son los errores

acumulados en el proceso de medida. Por ejemplo, en algunos casos es posible encontrar que la parte real de la admitancia de la rama principal $[\text{Re}(Y_L)]$ se hace negativa. Pero esto no puede ser cierto ya que en ese caso un elemento pasivo, como un inductor espiral integrado, estaría aportando energía al sistema. Algunos autores han supuesto que este fenómeno se debe a acoplamientos magnéticos de la rama principal con el sustrato [7]. Sin embargo, esta suposición es errónea ya que cualquier acoplamiento magnético sólo puede añadir pérdidas y no ganancias. Por otro lado, estos autores proponen modelos circuitales alternativos para la rama principal que incluyen un transformador en paralelo con la misma. Los resultados que se obtienen con esta modificación son realmente buenos sobre todo para frecuencias bajas, pero se deben más bien a la incorporación de más elementos en el proceso de ajuste que a la correcta interpretación de las medidas.

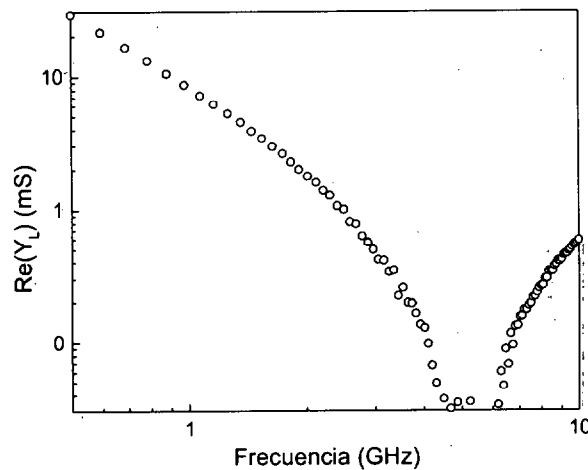


Figura 7.1 Ejemplo de inductor en el que la parte real de la admitancia de la rama principal se hace negativa para un margen de frecuencias.

Nuestra concepción del fenómeno es que se debe a problemas en las medidas. Conforme disminuye la admitancia, el equipo de medida debería ser más preciso o, en todo caso, se debería proceder a la nueva calibración del mismo usando como referencia una impedancia característica menor [46][47][48]. La mecanización de este procedimiento es muy costosa ya que, llevar a cabo la medida de una estructura para todo el rango de frecuencias implicaría realizar sucesivas medidas precedidas de sus etapas de calibración correspondientes. La solución más racional es obviar este problema ya que, como se ha comprobado a lo largo de este trabajo, los errores

cometidos de forma global no son excesivos. Sin embargo, la mayoría de fundidoras prefieren disponer de modelos que se ajusten perfectamente a las medidas, pues es más atractivo a la hora de presentarlos a sus clientes. Por ello, para mejorar la exactitud del modelado, hemos desarrollado las dos alternativas de modelado que se presentan a continuación.

7.2.1 Modelo modificado con más componentes

La primera es introducir más componentes aún a sabiendas de que el modelo así construido no tiene significado físico. En la Figura 7.2 se puede observar el modelo modificado con la incorporación de dos elementos nuevos: Lp y Cs . Lp se ha conectado en paralelo con Rp y Cs en paralelo con Rs . En la Figura 7.3 se muestra la parte real y la parte imaginaria de la admitancia de la rama principal así como el resultado obtenido con el modelo modificado y con el mismo modelo incluyendo los elementos adicionales Lp y Cs . Adviértase como la parte imaginaria de ambos modelos se solapan. Sin embargo, no ocurre lo mismo con la parte real ya que la precisión obtenida al incluir los elementos nuevos mejora con respecto al modelo simple. Si observamos las gráficas de la inductancia y el factor de calidad medidos y modelados con este nuevo modelo (Figura 7.4), se observa que el error en el ajuste es muy bajo para el ancho de banda en el que es útil el inductor.

Sin embargo, para otros inductores no ocurre lo mismo. Por ejemplo, en la Figura 7.5 se muestran las mismas gráficas representadas en la Figura 7.4 para el inductor Bo_70. En este caso los errores cometidos son mayores que los obtenidos para Bo_7 sobre todo a ciertas frecuencias.

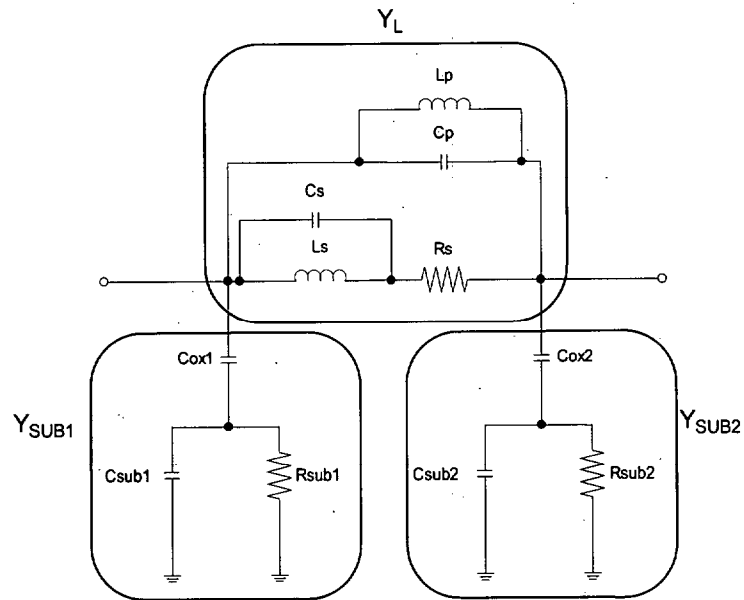


Figura 7.2 Modelo modificado con componentes adicionales.

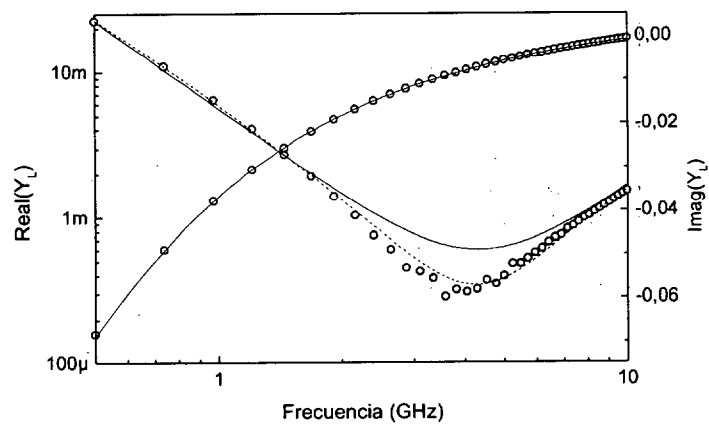


Figura 7.3 Modelo modificado con componentes adicionales para el inductor Bo_7. Círculos: medidas; Línea continua: modelo modificado; Línea discontinua: modelo modificado con componentes adicionales.

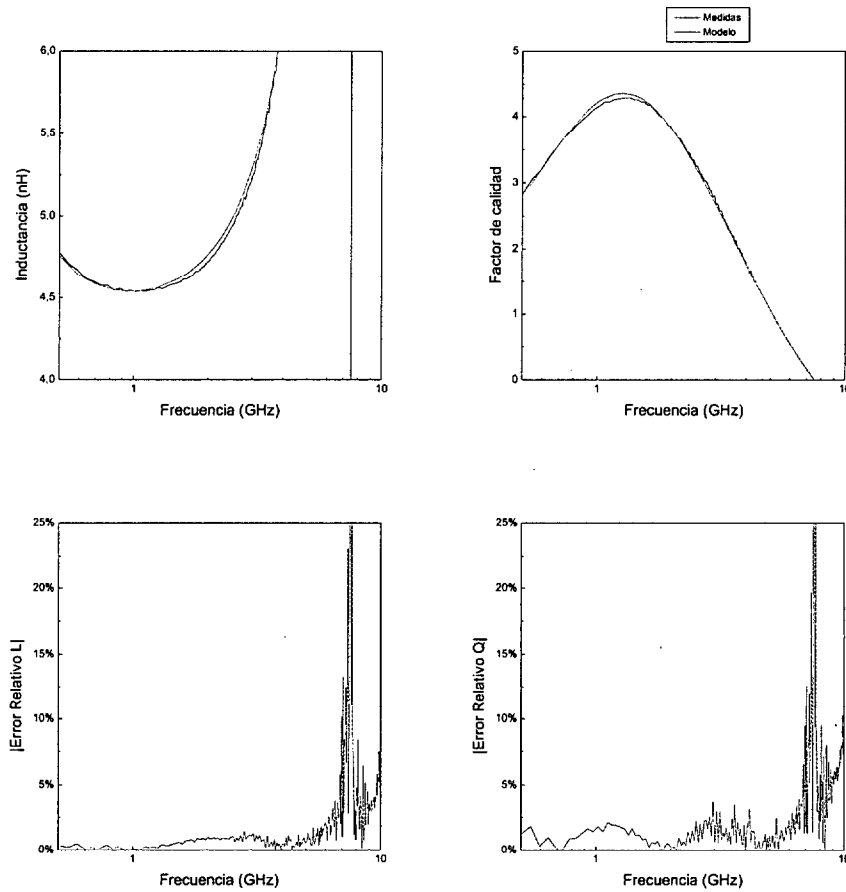


Figura 7.4 Resultados del modelo modificado con componentes adicionales para el inductor Bo_7: inductancia y error relativo en el cálculo de la inductancia; factor de calidad y error relativo en el cálculo del factor de calidad.

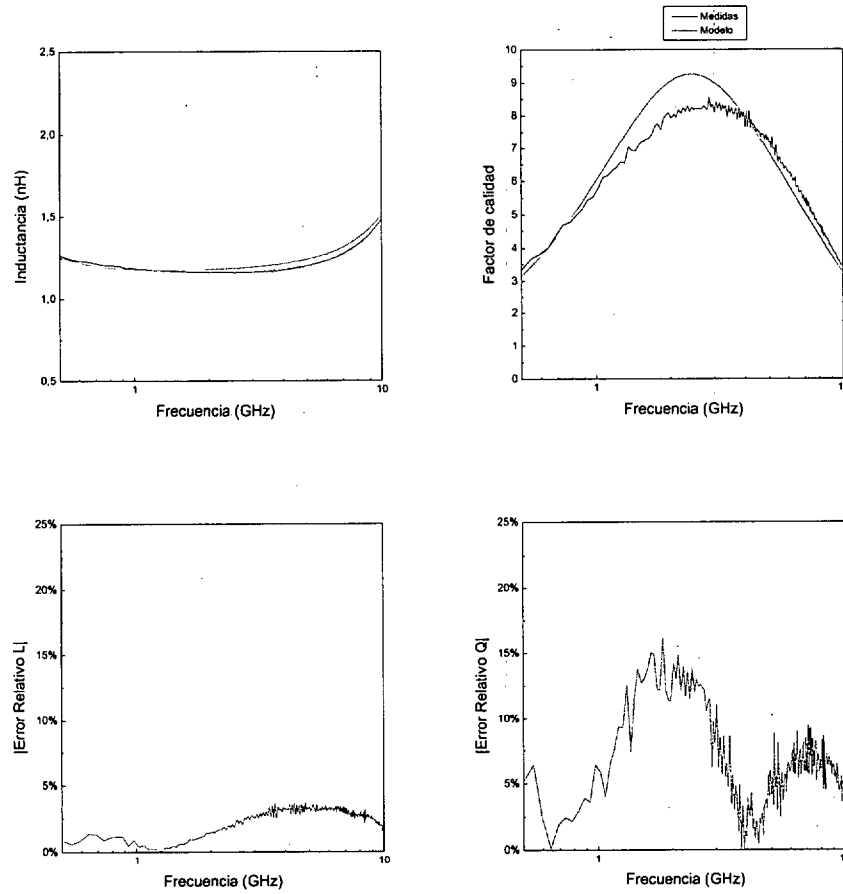


Figura 7.5 Resultados del modelo modificado con componentes adicionales para el inductor Bo_70: inductancia y error relativo en el cálculo de la inductancia; factor de calidad y error relativo en el cálculo del factor de calidad.

7.2.2 Modelo modificado con componentes variables con la frecuencia

Con objeto de mejorar la situación anterior, se ha utilizado la segunda posibilidad. Ésta consiste en forzar a los elementos del modelo (L_s , R_s , C_p y R_p) a variar con la frecuencia. Una vez obtenido este modelo en banda ancha estamos en condiciones de generar el modelo en banda estrecha del inductor para cualquier frecuencia que se desee. Por ejemplo, en la Figura 7.6 se muestra una comparación entre las medidas y las particularizaciones del modelo para diferentes frecuencias. En este caso, el error cometido por el modelo particularizado a una frecuencia determinada es mínimo.

En el Apéndice B se muestra de forma conjunta las gráficas de inductancia y factor de calidad relacionadas con el modelo modificado y el modelo particularizado a diferentes frecuencias para inductores con distintas dimensiones.

El problema de este tipo de modelos es que los simuladores eléctricos usuales no permiten introducir parámetros dependientes de la frecuencia. Por esta razón, se hace necesario desarrollar una herramienta que genere el modelo en banda estrecha para la frecuencia en la que se vaya a trabajar y así facilitar al diseñador la selección del inductor más adecuado. En el siguiente apartado se explica una herramienta que aglutina todos los modelos desarrollados hasta ahora.

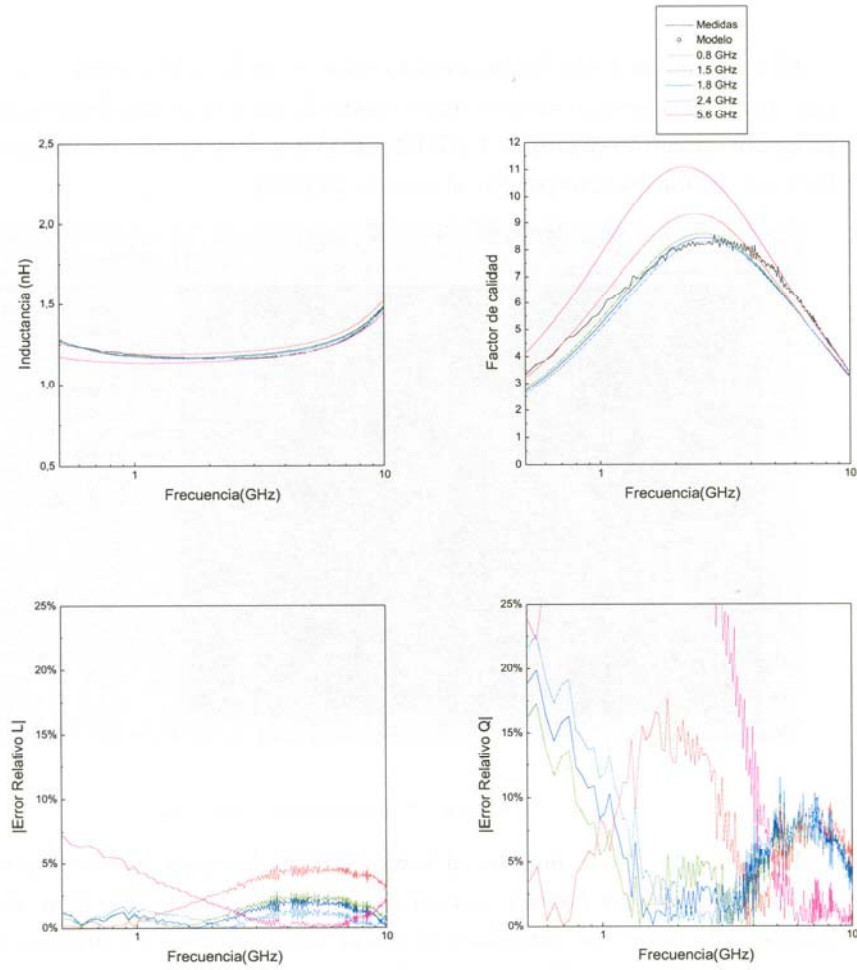


Figura 7.6 Resultados del modelo modificado con componentes variables con la frecuencia para el inductor Bo_70. Además de las medidas se muestran las particularizaciones del modelo para diferentes frecuencias.

7.3 Herramienta de selección

El conjunto de modelos presentado caracteriza de forma correcta cada inductor a cada frecuencia pero, ¿cual es el mejor modelo?. En este trabajo hemos desarrollado un programa insertado dentro de CADENCE [49] y desarrollado en lenguaje SKILL que hace este problema transparente al usuario [50],[51].

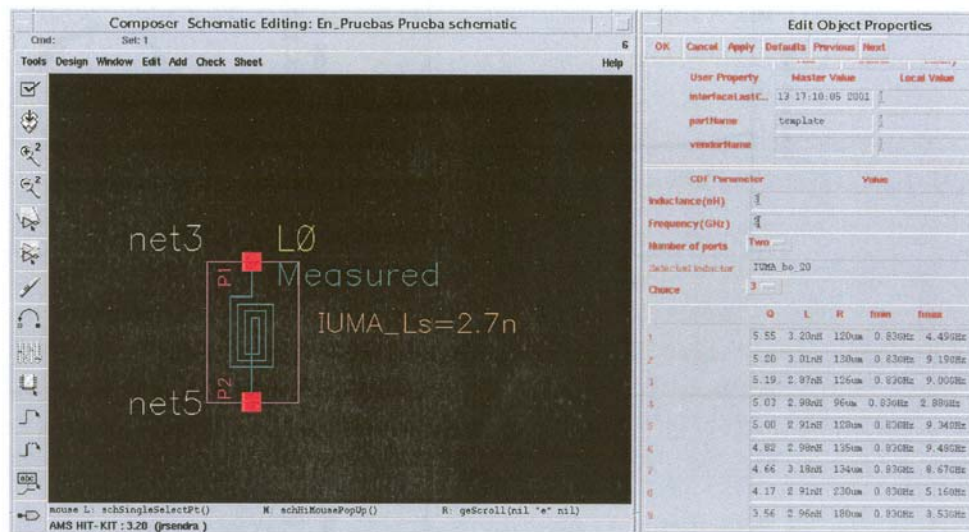


Figura 7.7 Herramienta de selección.

En la Figura 7.7 se muestra el formulario de descripción de componentes (CDF: *Component Description Format*) asociado a la herramienta de selección desarrollada. El usuario sólo tiene que introducir la frecuencia a la que va a trabajar y el valor de inductancia deseado. El programa busca aquellos inductores con la inductancia requerida y elige el modelo apropiado de entre los presentados en este trabajo. Así, el programa compara las medidas con los resultados que proporciona el modelo modificado, el modelo modificado con componentes adicionales y el modelo con componentes variables con la frecuencia y elige el que mejor se adapte. Finalmente, la herramienta genera un listado con aquellos inductores que presenten los mejores factores de calidad a la frecuencia de interés. Al mismo tiempo, la herramienta proporciona otros datos como son el radio externo y la banda de frecuencias alrededor de la frecuencia de interés en la que el error cometido por el modelo seleccionado por la herramienta sea inferior al 10%. Por último; una vez el diseñador elige uno de los inductores del listado, la herramienta genera automáticamente su *layout*.

La ventaja de esta herramienta es que con ella se facilita la selección del inductor a utilizar ya que se reduce la cantidad visible de células (sólo hay una) y además proporciona información adicional sobre la banda de frecuencias donde el modelo funciona correctamente y el área que va a ocupar (radio). Además, la herramienta desarrollada permite el uso de optimizadores circuitales con lo que, tareas tediosas como pueden ser el cálculo de inductancias para llevar a cabo una adaptación de impedancias, se puede hacer de forma automática.

El formulario de descripción de componentes (CDF: *Component Description Format*) asociado a la herramienta es muy simple. Las propiedades del inductor se introducen dentro de CADENCE rellenando los tres primeros campos que se muestran en la Figura 7.7: inductancia, frecuencia y número de puertos (uno o dos). Una vez se ha procesado esa información, devuelve la información mencionada en el siguiente orden: factor de calidad (Q), inductancia que se ve desde el exterior (L), resistencia que se ve desde el exterior (R) y frecuencias mínima y máxima donde el error cometido entre el modelo seleccionado y las medidas es inferior al 10%.

El símbolo del inductor con el que se pueden llevar a cabo las simulaciones a nivel de esquemático puede observarse en la Figura 7.7.

7.4 Herramienta de generación automática de inductores

basada en el modelo paramétrico

Como se comentó en la introducción de este capítulo, la herramienta de selección permite elegir el inductor que mejor se adapte a una aplicación determinada pero dentro de aquellos que pertenezcan a una librería que es limitada por naturaleza. Gracias al modelo paramétrico presentado en el capítulo 6 se podría salvar esta dificultad ya que este modelo permite la utilización de valores inductivos que no pertenecen a la librería. En este trabajo hemos desarrollado un programa similar al selector de inductores que utiliza las ecuaciones vistas en el capítulo 6 para encontrar aquellas estructuras que generen un valor de inductancia determinado [50],[51].

La herramienta diseñada tiene un aspecto externo similar al selector de inductores (ver Figura 7.8). El usuario tendrá que introducir la frecuencia y el valor de inductancia ($\pm 0.2\text{nH}$) con los que va a trabajar y el programa busca aquellas estructuras que generen estos valores haciendo uso de las ecuaciones del modelo paramétrico. En principio, el programa podría devolver aquel inductor que presente el mejor factor de calidad a la

frecuencia deseada. Sin embargo, con objeto de proporcionar un grado más de libertad al diseñador, la salida del programa consta de un listado compuesto por los mejores inductores ordenados por factor de calidad para radios comprendidos dentro de ciertos intervalos.

Por ejemplo, en el caso que se muestra en la Figura 7.8 se le ha pedido al programa que busque los mejores inductores que presenten una inductancia de 3nH a una frecuencia de 2GHz . La respuesta ha sido un listado en el que se puede observar que el inductor que mejor factor de calidad presenta tiene un radio de $109\mu\text{m}$. Sin embargo, el segundo inductor de la lista tiene un factor de calidad ligeramente inferior pero su radio es más pequeño. En caso de que este factor de calidad fuese suficiente para la aplicación en la que se va a utilizar, el diseñador podría elegir este segundo inductor con lo que su diseño presentará un consumo de área menor. En este sentido las ventajas que proporciona la herramienta son evidentes. Además este programa permite el uso de optimizadores circuitales sin limitación en los valores inductivos posibles.



Figura 7.8 Aspecto de la herramienta de generación automática de inductores basada en el modelo paramétrico

7.5 Generador automático de layouts

La tarea de trazar a mano el *layout* de un inductor espiral integrado es una tarea lenta y susceptible de error. Por ello hemos desarrollado una herramienta fácil de usar para la generación automática de *layouts* de inductores espirales integrados. El programa es casi

independiente de la tecnología (sólo se necesita el fichero tecnológico asociado a cada tecnología) y permite una gran cantidad de opciones [50],[51].

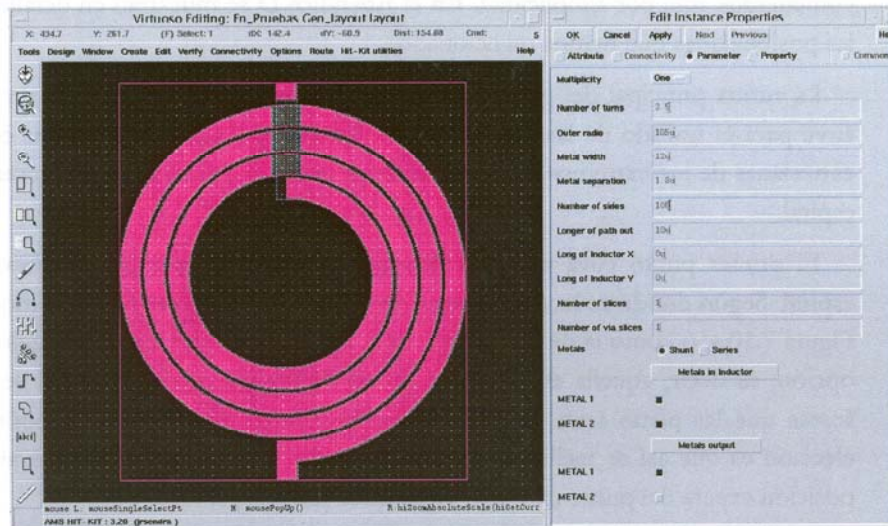


Figura 7.9 Generador automático de *layouts*.

La Figura 7.9 muestra el CDF del generador automático de *layouts*. Como se vió en los apartados anteriores, este generador está asociado, de forma transparente al usuario, a la herramienta de selección automática y a la de generación automática de inductores basada en el modelo paramétrico, aunque también se puede usar de forma independiente.

El *layout* de la espiral es una célula paramétrica con los siguientes parámetros principales: número de vueltas, radio exterior, anchura de las pistas de metal, separación entre las pistas y metales en los que se van a trazar las diferentes pistas. Estos parámetros no pueden tener cualquier valor arbitrario y por tanto la herramienta corregirá aquellos valores introducidos que sean imposibles.

Los otros parámetros que se pueden variar son:

- Número de lados por vuelta. Esto permite hacer espirales cuadradas (4 lados), octogonales (8 lados), etc..
- Longitud de la pista de salida hacia los *pads*.
- Longitud de la espiral en las direcciones X e Y. Esto permite alargar la espiral horizontalmente y/o verticalmente.

El programa permite también la generación de inductores multinivel y la asociación de varias espirales en el mismo nivel de metal. Asimismo, incorpora otros rasgos no comentados aquí por simplicidad. En el Apéndice D se muestran en detalle algunas de las posibilidades que hemos mencionado.

La rutina principal del generador de *layout* es la que genera la línea de puntos que sirve para el trazado de las espirales. Esta línea de puntos representa las coordenadas cartesianas de los extremos de las pistas cuya unión nos dará como representación una espiral.

El primer punto cuya posición debemos determinar es aquel donde comienza la espiral. Según donde se localice este punto la espiral podrá ser como la mostrada en la Figura 7.10.a, o como la de la Figura 7.10.b. En nuestro caso, hemos elegido la segunda opción, es decir, aquella en la que el punto de comienzo de la espiral se localiza de forma que las pistas sean paralelas al los ejes de coordenadas. El propósito de esta elección es que así se facilita la realización de las denominadas bobinas alargadas. La posición exacta del punto de inicio viene dada por:

$$A \Rightarrow \begin{cases} Ax = 0 \\ Ay = r - \frac{w}{2} - n \cdot (w + s) \end{cases} \quad (7.1)$$

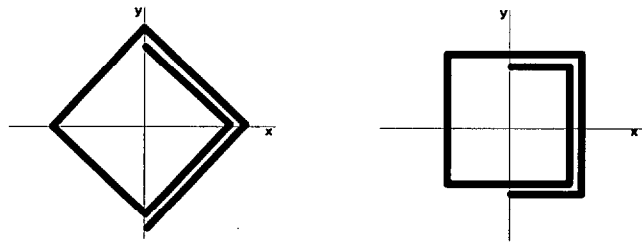


Figura 7.10 Representación de una espiral de cuatro lados dependiendo del punto de comienzo.

Las coordenadas del resto de los puntos las obtenemos teniendo en cuenta que el ángulo que crea el resto de tramos de pista con respecto a los ejes es

$$\alpha = \frac{2 \cdot \pi}{n_{\text{lados}}} \quad (7.2)$$

donde n_{lados} es el número de lados que tiene la espiral.

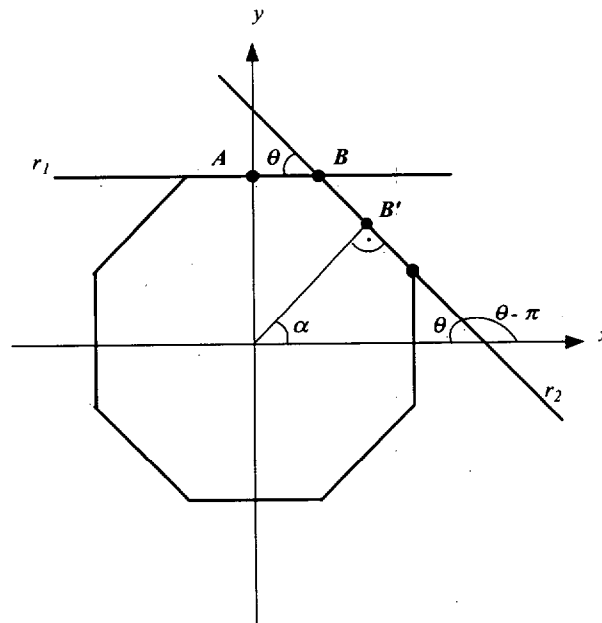


Figura 7.11 Representación geométrica de una espira de 8 lados.

Así, para el caso de la Figura 7.11, el cálculo del segundo punto de la espiral (B_x, B_y) lo hacemos determinando en primer lugar las rectas r_1 y r_2 cuya intersección nos da dicho punto.

La recta r_1 es sencilla ya que no es más que una constante

$$y = Ay \tag{7.3}$$

Sin embargo la recta r_2 es más compleja ya que su cálculo se hace teniendo en cuenta el ángulo que forma con r_1

$$y = a + \operatorname{tg}(\pi - \theta)x \tag{7.4}$$

El ángulo θ viene dado por:

$$\theta = \pi - \frac{\pi}{2} - \alpha = \frac{\pi}{2} - \alpha \tag{7.5}$$

y a lo calculamos sustituyendo en r_2 el punto $(B'x, B'y)$:

$$B'y = a + \operatorname{tg}\left(\pi - \frac{\pi}{2} + \alpha\right) \cdot B'x \quad (7.6)$$

$$a = B'y - \operatorname{tg}\left(\frac{\pi}{2} + \alpha\right) \cdot B'x \quad (7.7)$$

De esta forma, la recta r_2 queda:

$$y = B'y - B'x \cdot \operatorname{tg}\left(\frac{\pi}{2} + \alpha\right) + \operatorname{tg}\left(\frac{\pi}{2} + \alpha\right) x \quad (7.8)$$

$$y = B'y - \operatorname{tg}\left(\frac{\pi}{2} + \alpha\right) \cdot [B'x - x] \quad (7.9)$$

Como ya hemos dicho, el punto de corte entre las dos rectas nos da (Bx, By) . Así, By lo obtenemos directamente sustituyendo en la ecuación (7.1):

$$By = Ay \quad (7.10)$$

y Bx lo hallamos sustituyendo en la ecuación (7.7):

$$Ay = B'y - \operatorname{tg}\left(\frac{\pi}{2} + \alpha\right) \cdot [B'x - Bx] \quad (7.11)$$

$$Bx = \frac{Ay - B'y - \operatorname{tg}\left(\frac{\pi}{2} + \alpha\right) \cdot B'x}{\operatorname{tg}\left(\frac{\pi}{2} + \alpha\right)} \quad (7.12)$$

Para calcular el resto de puntos debemos tener en cuenta los puntos calculados con anterioridad. Así, por ejemplo, para calcular el segundo punto (B) de la espiral de 12 lados de la Figura 7.12 deberíamos llevar al cabo el siguiente procedimiento.

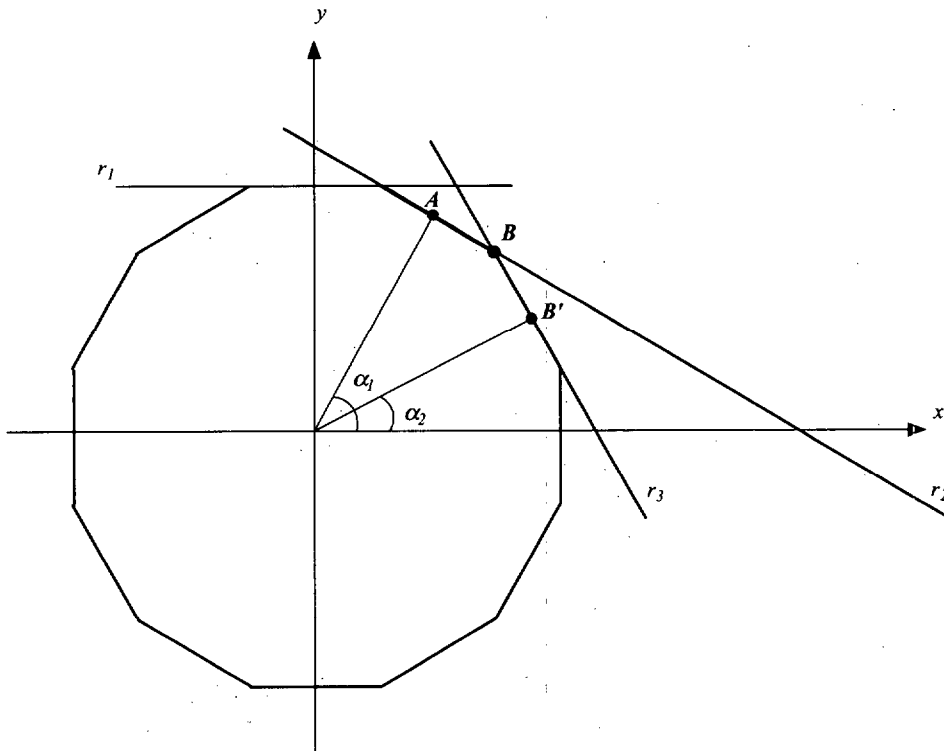


Figura 7.12 Representación geométrica de una espiral de 12 lados.

En primer lugar inicializamos la variable A con el valor obtenido en el cálculo anterior (B):

$$A \Rightarrow \begin{cases} Ax = B'x \\ Ay = B'y \end{cases} \quad (7.13)$$

La ecuación de la recta r_2 queda de la siguiente forma:

$$y = Ay - \operatorname{tg}\left(\frac{\pi}{2} + \alpha_1\right) \cdot [Ax - x] \quad (7.14)$$

Y l de la recta r_3 :

$$y = B'y - \operatorname{tg}\left(\frac{\pi}{2} + \alpha_2\right) \cdot [B'x - x] \quad (7.15)$$

Resolviendo el sistema de ecuaciones formado por las (7.14) y (7.15) obtenemos el punto de corte y por tanto las nuevas coordenadas de (Bx, By) :

Este procedimiento se debe seguir para completar el trazado de todas las pistas. Sin embargo, no debemos olvidar que lo que estamos dibujando es una espiral, y por tanto cada punto deberá tener un incremento con respecto al anterior. Este incremento será función del ancho de la pista, del espacio y de los lados de la espiral.

7.6 Conclusiones

En este capítulo se han presentado tres herramientas diferentes. La primera selecciona el inductor más apropiado para una aplicación determinada y proporciona el modelo que mejor especifica su comportamiento. Este modelo puede ser cualquiera de los desarrollados en este trabajo: modelo modificado, modelo modificado con componentes adicionales y modelo con componentes variables con la frecuencia. Este programa realiza la selección buscando entre aquellos inductores que han sido previamente medidos. La ventaja de ello estriba en que el programa puede proporcionar información adicional como por ejemplo el ancho de banda de validez del modelo seleccionado. Sin embargo, el inconveniente fundamental es que no se pueden utilizar inductores con cualquier valor inductivo.

La segunda herramienta comentada, el generador automático de inductores basado en el modelo paramétrico, palía en gran medida esta dificultad ya que con ella se puede generar inductores de cualquier valor. Obviamente, en este caso no podemos disponer de información relativa al ancho de banda de validez del modelo ya que no hay medidas con las que comparar.

Por último, se ha presentado un generador automático de *layouts* que puede ser utilizado tanto en conjunción con los programas anteriores o de forma independiente. Esta herramienta presenta multitud de posibilidades y facilita la tarea de diseñar los inductores espirales integrados.

La utilización de las tres aplicaciones de forma conjunta se convierte en una potente herramienta que reduce el tiempo dedicado a la selección y generación del inductor. Así, el diseñador puede cambiar el inductor y simular de nuevo el circuito de forma rápida y sencilla.

Las herramientas desarrolladas pueden ser utilizadas en optimizadores circuitales ya que para CADENCE el inductor no es más que una célula paramétrica cuyas características principales pueden ser variables.

CAPÍTULO 8

EJEMPLO DE APLICACIÓN DE LA LIBRERÍA DE INDUCTORES: DISEÑO DE UN AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO

8.1 Introducción

Debido al rápido crecimiento de la demanda de circuitos para comunicaciones inalámbricas, en los últimos años se ha producido un gran progreso en el diseño de productos de alta calidad y bajo coste. Hasta hace tan solo unos pocos años, el diseño de RF en la banda de unos pocos GHz estaba dominado por circuitos discretos o circuitos integrados de microondas monolíticos (MMICs) de bajo nivel de integración. La tendencia general hacia la miniaturización y la reducción de costes hace que se demanden cada vez más sistemas integrados con la menor cantidad posible de componentes externos. Los receptores de GPS (*Global Positioning System*: Sistema de Posicionamiento Global) para consumo, integrados en un único chip, pertenecen a este tipo de productos [54]. Los circuitos así definidos deben ser en general, compactos, baratos y de bajo consumo.

Uno de los bloques más importantes en un receptor de GPS es el amplificador de bajo ruido (LNA: *Low Noise Amplifier*). Este circuito es un bloque crítico en la mayoría de los sistemas de comunicaciones ya que de él depende la sensibilidad del mismo. Por esta razón, se debe prestar especial atención a su estudio y diseño [55].

En los circuitos integrados de RF, las tecnologías avanzadas basadas en el silicio tales como SiGe, BiCMOS e incluso CMOS, están entrando en un mercado dominado por las tecnologías de GaAs [56]. Las tecnologías avanzadas basadas en el silicio son atractivas porque presentan corrientes de fuga bajas, transistores con frecuencias de corte de decenas de GHz, y permiten la posibilidad de integrar funciones lógicas

incluyendo además las etapas de potencia. Todo ello ofrece la posibilidad de fabricar un sistema completamente integrado en un solo chip con el consiguiente ahorro en los costes de producción y con altas prestaciones [57].

En este capítulo describiremos el diseño de un amplificador de bajo ruido completamente integrado utilizando HBT's de SiGe para su aplicación en un receptor de GPS, haciendo uso de inductores integrados. El objeto fundamental de este capítulo es mostrar como el disponer de una buena librería de inductores es crucial para la consecución de un buen diseño. Por ello, en primer lugar abordaremos la tarea de diseñar un LNA haciendo uso de una librería de 20 inductores suministrada por la compañía fundidora y posteriormente realizaremos el mismo diseño haciendo uso de la herramienta presentada en el capítulo anterior. Veremos como las posibilidades se multiplican y los objetivos se alcanzan de forma más sencilla. Así, los diseños obtenidos con esta herramienta cubren las especificaciones marcadas siendo el área y el consumo mucho menor.

La organización del capítulo será la siguiente. En primer lugar, y con objeto de poner al lector en antecedentes, describiremos de forma resumida las características más relevantes de los LNAs, esto es, figura de ruido (NF), ganancia (G), punto de intercepción de tercer orden (IP3) y coeficiente de onda estacionario (VSWR). Estas características permiten determinar las especificaciones del circuito a diseñar.

En la sección 8.3 describiremos las señales transmitidas por los satélites que conforman el sistema de posicionamiento global y presentaremos un estudio de las arquitecturas más utilizadas para la implementación de receptores de GPS comerciales. Incidiremos en sus ventajas e inconvenientes y determinaremos aquella que ofrezca las mejores prestaciones con unas exigencias de diseño lo más relajadas posibles. La arquitectura elegida será objeto de diversas simulaciones a nivel de sistema para determinar las especificaciones del LNA a diseñar.

En la sección 8.4 describiremos las características más relevantes de los transistores HBT de SiGe utilizados, haciendo especial hincapié en aquellas específicas en el diseño de circuitos de RF.

El apartado 8.5 está dedicado a la presentación de la metodología de diseño del LNA, y a la descripción detallada de los diseños realizados.

Por último, en la sección 8.6 presentaremos las conclusiones derivadas de este trabajo.

8.2 Características de los LNAs

La primera etapa de un receptor es típicamente un amplificador de bajo nivel de ruido (LNA). Su función principal es proporcionar suficiente ganancia para minimizar el impacto final del ruido introducido por las etapas posteriores. (por lo general un mezclador). Además, un LNA debe introducir el menor ruido posible y debe ser capaz de operar sin distorsionar las señales. Frecuentemente debe presentar también una impedancia de entrada y salida específica.

En este apartado definiremos los parámetros más importantes relacionados con los amplificadores de bajo ruido. Estos conceptos son comunes a la mayoría de los bloques que componen un sistema de RF y por tanto nos serán de utilidad más adelante para el estudio del sistema donde irá incluido nuestro amplificador.

8.2.1 Ganancia (G)

La ganancia de un circuito nos da la relación entre las amplitudes de la señal de salida y la de entrada. La ganancia en tensión se puede expresar como:

$$G = \frac{V_{salida}}{V_{entrada}} \quad (8.1)$$

siendo su valor en decibelios:

$$G(dB) = 20 \log \left(\frac{V_{salida}}{V_{entrada}} \right) \quad (8.2)$$

Cuando se trabaja con sistemas de radiofrecuencia no se suele hablar en términos de tensión sino en términos de potencia. Por tanto, de ahora en adelante hablaremos de la ganancia en potencia de una etapa. Para medir la ganancia en potencia de un circuito se utilizan los parámetros S , más concretamente el parámetro S_{21} . La ganancia de un LNA se encuentra típicamente entre 10 y 20 dB

8.2.2 Figura de ruido (NF)

En un amplificador de RF, incluso cuando no hay señal a la entrada, a la salida se puede medir una pequeña tensión. A esta pequeña cantidad de potencia de salida se la suele denominar potencia de ruido del amplificador. La potencia de ruido total a la salida es la suma de la potencia de ruido a la entrada amplificada más la potencia de ruido a la salida producida por el amplificador. La figura de ruido describe cuantitativamente la respuesta frente al ruido de un amplificador. Se define como la relación entre la potencia total de ruido disponible a la salida del amplificador y la potencia de ruido disponible a la salida debido al ruido térmico, siendo éste la única señal a la entrada. La figura de ruido se expresa como

$$NF = \frac{P_{No}}{P_{Ni} \cdot G_A} \quad (8.3)$$

donde P_{No} es la potencia total de ruido disponible a la salida del amplificador, $P_{Ni} = k \cdot T \cdot B$ es la potencia de ruido disponible en un ancho de banda B (k y T son respectivamente la constante de Boltzmann y la temperatura absoluta) y G_A es la ganancia de potencia disponible definida como la relación entre la potencia de señal disponible a la salida (P_{So}) y la potencia de señal disponible a la entrada (P_{Si}). Sustituyendo G_A por dicha relación obtenemos que la figura de ruido viene dada por:

$$NF = \frac{P_{Si} / P_{Ni}}{P_{So} / P_{No}} = \frac{SNR_i}{SNR_o} \quad (8.4)$$

donde SNR_i y SNR_o son, respectivamente, las relaciones señal a ruido medidas a la entrada y a la salida. De esta forma, la figura de ruido es una medida de cuanto se degrada la SNR al pasar la señal a través del circuito. Si el circuito no añadiese ruido, entonces $SNR_i = SNR_o$, independientemente del valor de la ganancia del mismo. Esto es debido a que tanto la señal como el ruido son amplificadas (o atenuadas) por el mismo factor. Por lo tanto, la figura de ruido de un circuito sin ruido es igual a 1 aunque por lo general la figura de ruido suele ser mayor que la unidad.

Para dos etapas en cascada la figura de ruido viene dada por la siguiente expresión

$$NF = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{G_{A1}} \quad (8.5)$$

donde NF_1 y NF_2 son las figuras de ruido de ambas etapas por separado y G_{A1} es la ganancia de la primera etapa. La ecuación (8.5) muestra que la primera etapa es la que más contribuye al ruido total ya que su figura de ruido se suma directamente a la del sistema y la de la segunda etapa es atenuada por la ganancia de la primera etapa. Este es el motivo por el cual un LNA debe presentar una figura de ruido baja y una ganancia elevada.

8.2.3 Punto de intercepción de tercer orden (IP3)

El punto de intercepción de tercer orden es una medida de la linealidad de un circuito. Cuando dos señales con diferentes frecuencias (ω_1 y ω_2) son aplicadas a un sistema no lineal, la salida exhibe, en general, términos armónicos de ω_1 y ω_2 , y también términos de frecuencias que siguen la ley $m\omega_1 \pm n\omega_2$ los cuales se producen por mezcla de los anteriores. A estos se les denomina *productos de intermodulación (IM)*. Se define el *orden* de cada producto como la suma de $m+n$. Los productos de intermodulación se pueden dar referidos a la salida (*OIM*) o a la entrada (*IIM*) y se suelen expresar en dBm. Ambos valores están relacionados a través de la ganancia del circuito ($OIM = IIM + G$ dB). Los productos de intermodulación más importantes son los de tercer orden ($2\omega_1 - \omega_2$ y $2\omega_2 - \omega_1$), desechando el término de continua que normalmente no condiciona la información y los términos superiores por considerarlos de magnitud muy pequeña o estar alejados de la frecuencia de la portadora. En la Figura 8.1 se muestra como los productos de intermodulación pueden caer dentro del canal deseado produciendo fuertes interferencias.

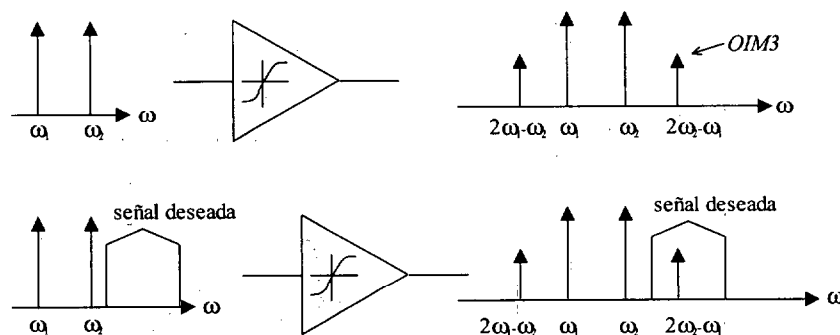


Figura 8.1 Efecto de la intermodulación.

La corrupción de las señales debido a la intermodulación de tercer orden de dos interferencias cercanas es algo común y perjudicial. Para determinar cuánto es esta degradación se define una figura de mérito llamada punto de intercepción de tercer

orden $IP3$ (*third intercept point*) el cual se puede dar referido a la entrada ($IIP3$) o a la salida ($OIP3$). El $IIP3$ se calcula como:

$$IIP3_{dBm} = \frac{\Delta P_{dB}}{2} + Pin_{dBm} \quad (8.6)$$

donde Pin es la potencia de la señal interferente (tono) y ΔP_{dB} es la diferencia de potencia entre la señal interferente y el $IIM3$. En la Figura 8.2 se muestra la interpretación gráfica de ambas cantidades así como del $IP3$. Para determinar gráficamente el $IP3$ se representa la salida deseada y la salida del producto de intermodulación de tercer orden en función del nivel RF a la entrada. El $IP3$ es la intersección extrapolada de esas dos curvas. En general cuanto mayor sea el $IP3$ más lineal será nuestro circuito.

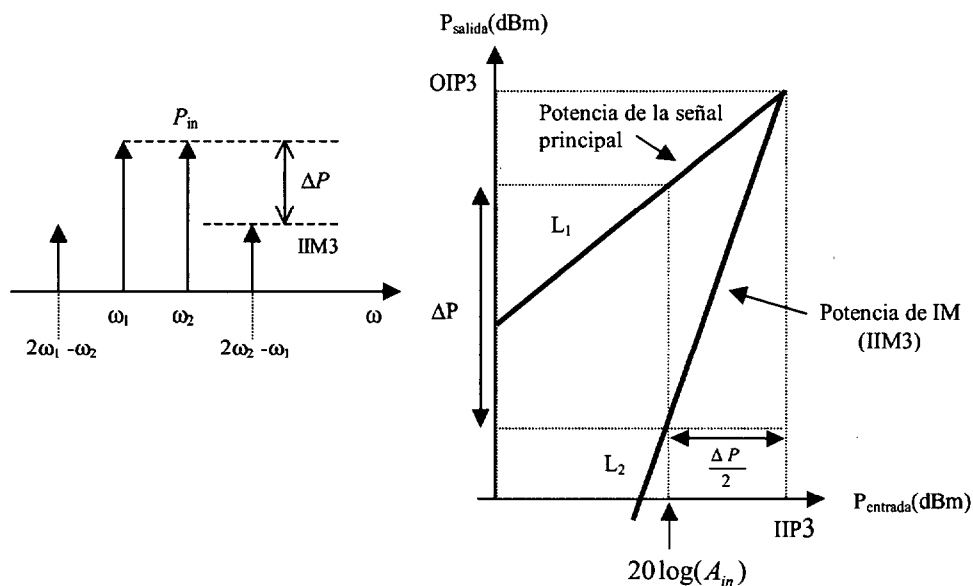


Figura 8.2 Medida del $IP3$ referida a la entrada.

El $IIM3$ lo podemos calcular a partir de (8.6) mediante:

$$IIP3_{dBm} = \frac{Pin_{dBm} - IIM3}{2} + Pin_{dBm} \quad (8.7)$$

Por lo que el $IIM3$ es entonces:

$$IIM3_{dBm} = Pin_{dBm} - 2 \cdot (IIP3_{dBm} - Pin_{dBm}) \quad (8.8)$$

$$IIM3_{dBm} = 3 \cdot Pin_{dBm} - 2 \cdot IIP3_{dBm}$$

Debemos señalar que el representar la linealidad de un componente mediante el uso del $IM3$ presenta el inconveniente que debe ser especificada la potencia de entrada. Con el $IP3$ se salva este problema.

El $IIM3$ y el $OIM3$ son medidas absolutas de la potencia de los productos de intermodulación referidos a la entrada y a la salida, mientras que el $IIP3$ y el $OIP3$ son medidas relativas a los valores de los tonos de *test* utilizados. De esta forma, haciendo uso del $IIP3$ o el $OIP3$ podemos comparar distintos sistemas cuyas medidas se hayan hecho con diferentes tonos y por ello son la forma más habitual de caracterizar los efectos de la intermodulación.

8.2.4 Coeficiente de onda estacionario ($VSWR$)

Está relacionado con el coeficiente de reflexión (Γ_L , relación entre la onda incidente y la reflejada) según la expresión (8.9) e indica una medida cuantitativa de la adaptación del circuito a la entrada ($VSWR_1$) o a la salida ($VSWR_2$). En la ecuación (8.9), Z_0 es la impedancia característica de una línea de transmisión y Z_L es la impedancia de carga. Como se puede observar, si terminamos la línea de transmisión con una impedancia igual a su impedancia característica, el coeficiente de reflexión será cero, lo cual equivale a un $VSWR$ de valor 1. El hecho de que se utilice más el coeficiente de onda estacionario que el coeficiente de reflexión se debe a que es más fácil de medir (no es más que la relación entre la tensión de pico máxima y mínima a lo largo de una línea sin pérdidas).

$$|\Gamma_L| = \left| \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \right| = \frac{VSWR - 1}{VSWR + 1} \quad (8.9)$$

8.3 Receptores de GPS

En este apartado presentaremos las diferentes estructuras que se suelen utilizar para construir receptores de GPS. Para ello, en primer lugar repasaremos las características

más relevantes del Sistema de Posicionamiento Global que nos permitirán elegir entre una u otra estructura. Una vez hecho esto, el siguiente paso será el estudio de las especificaciones que deberán cumplir cada uno de los bloques de la arquitectura elegida.

8.3.1 Sistema de posicionamiento global

El sistema de posicionamiento global (GPS) surge de la necesidad que viene desde la antigüedad de disponer de sistemas de navegación para poder desplazarse a lo largo y ancho de todo el planeta. Este sistema es capaz de suministrar las 24 horas del día la latitud, la longitud y la altura del receptor, así como su velocidad y el tiempo UTC (*Universal Time Coordinated*) a cualquier usuario con el receptor adecuado, en cualquier punto sobre la tierra y bajo cualquier condición atmosférica a partir de la señal de radio transmitida por los satélites distribuidos en el espacio para tal fin [58].

La constelación de satélites GPS está constituida por 24 satélites, los cuales se encuentran orbitando a una altura de 20.200 Km aproximadamente. De estos 24 satélites 21 son operativos y 3 son de reserva, por si alguno de los anteriores sufre alguna avería. En la Figura 8.3 se muestra la constelación que forman los satélites GPS en el espacio. La disposición de los satélites se ha realizado de forma que se asegure la cobertura continua en todo el planeta.



Figura 8.3 Constelación de satélites del sistema GPS

Los satélites GPS emiten señales de navegación en dos bandas de 20 MHz de ancho designadas por L_1 y L_2 . La frecuencia central de la banda L_1 es 1.57542GHz y la de la banda L_2 1.2276GHz. Ambas frecuencias son múltiplos enteros de 10.23MHz [59].

Estas señales son transmitidas utilizando la técnica de ensanchamiento de código (*spread spectrum*) denominada CDMA (*Code Division Multiple Access*), la cual permite a los satélites que conforman la constelación transmitir simultáneamente en ambas portadoras sin interferir los unos en los otros. El receptor GPS calcula la correlación entre el código recibido y el código del satélite cuya señal pretende detectar.

Las portadoras L_1 y L_2 son moduladas por dos códigos secuenciales del tipo PRN (*Pseudo-Random Noise Code*). Estos códigos son los siguientes:

- *Código de adquisición C/A*: Constituido por una cadena de bits con una frecuencia de 1.023MHz que modula a la portadora L_1 aumentando el ancho de banda de esta a 2.046MHz. Este código será distinto para cada satélite de tal forma que se pueda identificar a cada uno por su C/A. El 99% de la potencia (-130dBm) se concentra en el lóbulo principal con un ancho de banda de 2MHz.
- *Código de precisión P*: Constituido por una secuencia de bits de frecuencia 10.23 MHz que modula a las portadoras L_1 y L_2 . Es único para cada satélite y normalmente se encuentra codificado, conociéndose entonces como código Y. Tiene su potencia repartida en un ancho de banda de 20MHz.

Debido a las características de la técnica de ensanchamiento de código para las portadoras moduladas, el sistema GPS ofrece un alto margen de resistencia a las interferencias.

El código P es de uso militar mientras que el código C/A es de uso civil. En un receptor para uso civil el ancho de banda a considerar será el asociado al código de adquisición ordinaria más el del mensaje de navegación, es decir, un ancho de banda de 2.046 MHz centrado en la frecuencia de 1.57542 GHz. En la Figura 8.4 se muestra el espectro de la banda L_1 donde se ve el ancho de banda correspondiente a cada código PRN.

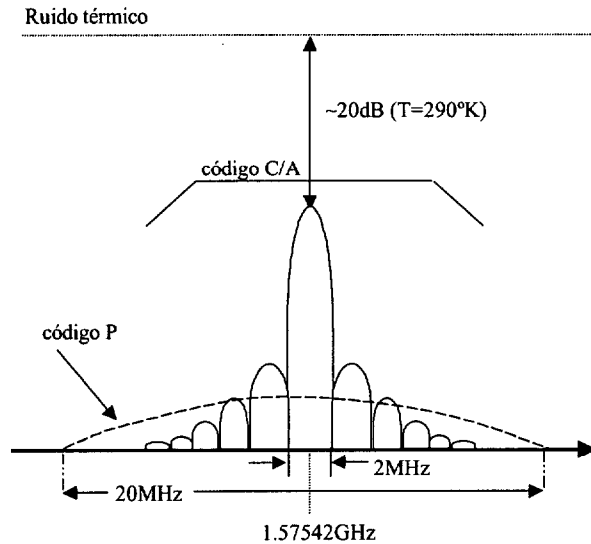


Figura 8.4 Espectro de la banda L1

En cuanto al modo de calcular la posición del receptor, el sistema GPS se basa en una extrapolación del método usado por los primeros navegantes, en el cual se sustituyen las estrellas por satélites y el sextante por receptores de las señales emitidas por los satélites. De este modo el usuario puede calcular por triangulación su posición y su velocidad de desplazamiento en las tres dimensiones, y como complemento puede conocer el tiempo con la misma precisión que los satélites. En [60] se puede encontrar una descripción detallada del procedimiento de cálculo utilizado en los receptores de GPS. Para más información sobre éste y otros aspectos relacionados con el sistema de GPS remitimos al lector a las siguientes direcciones de internet [61][62][63][64][65].

8.3.2 Arquitecturas de los receptores de GPS

Un receptor GPS está compuesto de un número básico de componentes: una antena con un preamplificador opcional, un cabezal o sección *front-end* de radiofrecuencia, un convertor Analógico/Digital y un microprocesador que controla el receptor, procesa la señal, y calcula las coordenadas del receptor. El receptor también incluye una fuente de alimentación y un dispositivo de memoria para almacenar instrucciones y datos. En la Figura 8.5 se muestra el diagrama de bloques de un receptor GPS típico.

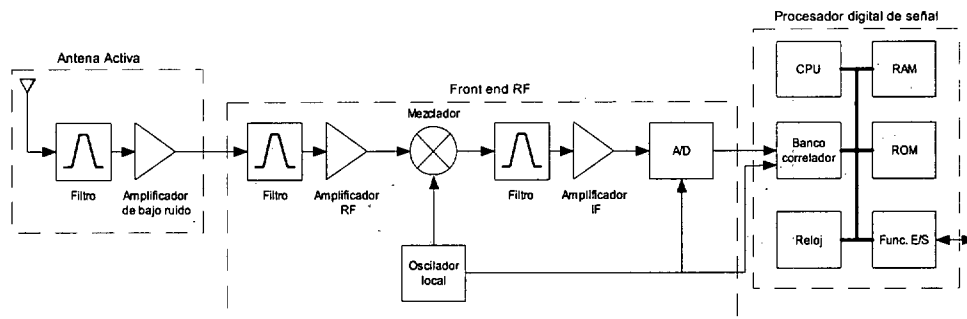


Figura 8.5 Diagrama de bloques de un receptor GPS

La sección *front-end* de RF/IF sirve para trasladar la frecuencia de la señal entrante de la antena a una frecuencia menor para que pueda ser manejada con mayor facilidad por los elementos posteriores.

La complejidad, el coste, el consumo y el número de componentes no integrables son los criterios principales a la hora de elegir la arquitectura de un cabezal de radiofrecuencia. A medida que los procesos de fabricación de circuitos integrados evolucionan, arquitecturas que en su día parecían inviables pueden convertirse en una opción válida. En la actualidad son dos las arquitecturas usadas de manera habitual en los receptores de GPS para uso comercial [59]. Estas dos arquitecturas están basadas en la superheterodina y la homodina, también llamadas de conversión dual (Figura 8.6) y de conversión directa (Figura 8.7).

La primera de estas dos arquitecturas es la más extendida. La función que realiza es la de trasladar la banda L_1 del GPS a una frecuencia intermedia moderada (IF) de aproximadamente 100-200MHz donde es filtrada [54][66]. A continuación un segundo mezclador traslada la señal a una frecuencia más pequeña (*lower IF*) de aproximadamente 0-10MHz. Aquí la señal es filtrada de nuevo para después amplificarla hasta un nivel detectable.

Debido a que las señales transmitidas están moduladas en frecuencia y fase, los dos lados del espectro llevan diferente información y por tanto la conversión debe ser capaz de proveer salidas en cuadratura para así evitar la pérdida de información.

La propiedad que quizá haga más atractiva esta arquitectura es su selectividad, pues el filtrado de la señal se realiza progresivamente a frecuencias menores, propiciando un mayor rechazo al ruido e interferencias cercanas a la banda de interés.

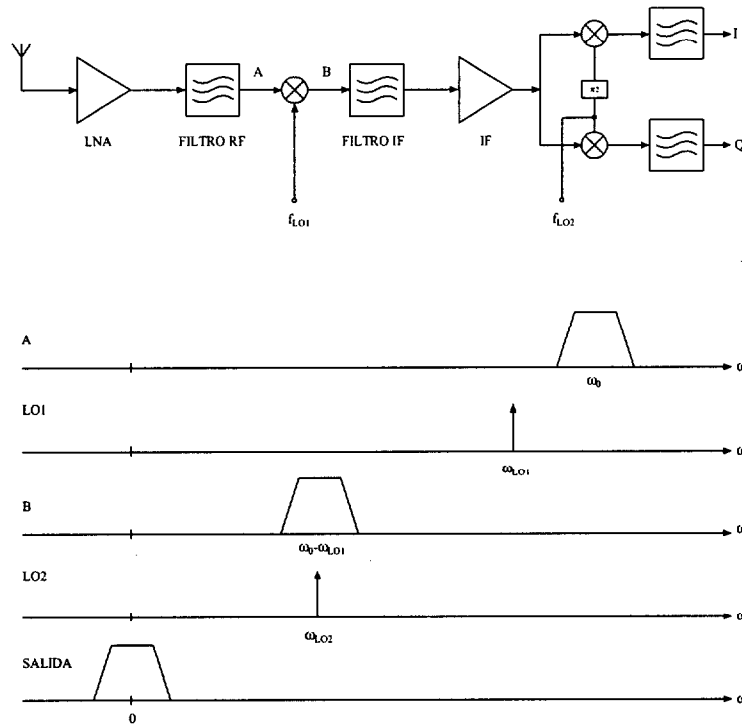


Figura 8.6 Receptor de conversión dual.

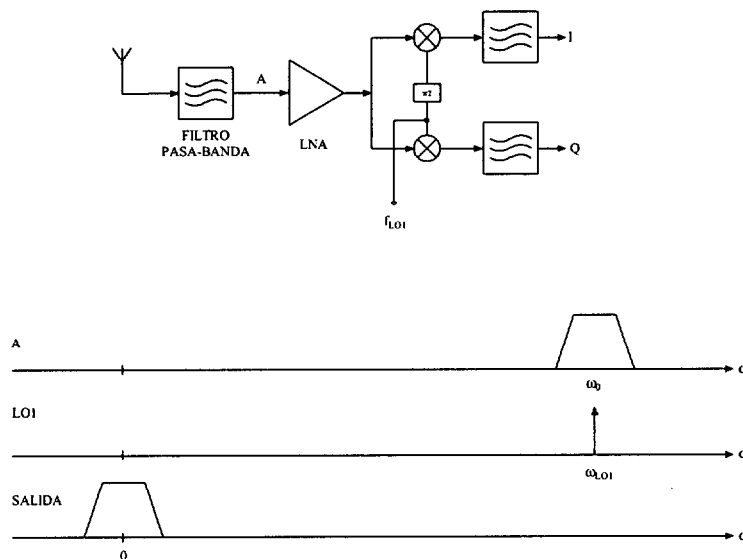


Figura 8.7 Receptor de conversión directa.

Sin embargo, el receptor superheterodino presenta algunos inconvenientes. De entre ellos, el más destacado es el de la frecuencia imagen. Este problema se debe a que el mezclador no conserva la polaridad de la diferencia entre sus entradas, es decir, traslada a la misma frecuencia tanto la banda superior como la inferior a la frecuencia del oscilador local, produciéndose entonces una degradación de la señal deseada. Para evitar esto se coloca un filtro de rechazo de imagen externo antes del primer mezclador.

De lo descrito se puede concluir que se trata de una arquitectura compleja donde se requiere un considerable esfuerzo en la tarea de diseño. Además se trata de una arquitectura que presenta un elevado número de componentes externos lo que dificulta su integración.

La segunda aproximación es la homodina y se basa en realizar una simple traslación de la señal de RF a la banda base (frecuencia cero). Para conseguir esto se multiplica la señal de radiofrecuencia por la señal de salida de un oscilador local y se filtra mediante un filtro paso bajo. Como se muestra en la Figura 8.7 la frecuencia del oscilador local es igual a la frecuencia de la señal de entrada, consiguiendo así realizar el proceso de conversión a la frecuencia cero.

La simplicidad de la arquitectura homodina ofrece dos ventajas importantes sobre la superheterodina. En primer lugar, el problema de la frecuencia imagen se evita porque ésta es igual a cero. Como resultado no es necesario utilizar un filtro de rechazo de imagen. En segundo lugar, el filtro de frecuencia intermedia y subsiguientes etapas de conversión se sustituyen por un filtro paso bajo y un amplificador en banda base.

Esta arquitectura, por su simplicidad y alto grado de integración, es la más atractiva para el diseño de receptores. Sin embargo presenta una serie de problemas que han impedido su desarrollo. Estos problemas son, en su mayoría, debidos a los *offset* DC, la asimetría I/Q, las distorsiones de segundo orden, y al ruido *flicker* de baja frecuencia [67].

Una alternativa a estas arquitecturas para receptores de GPS podría ser la implementación de un receptor con la arquitectura de conversión simple de IF baja (*low-IF*). En la Figura 8.8 se puede observar dicha arquitectura.

Esta arquitectura sufre el problema del rechazo de la frecuencia imagen y por ello no es la más adecuada en muchas aplicaciones. Sin embargo, cuando examinamos el espectro de la señal GPS, se observa que puede ser la mejor opción.

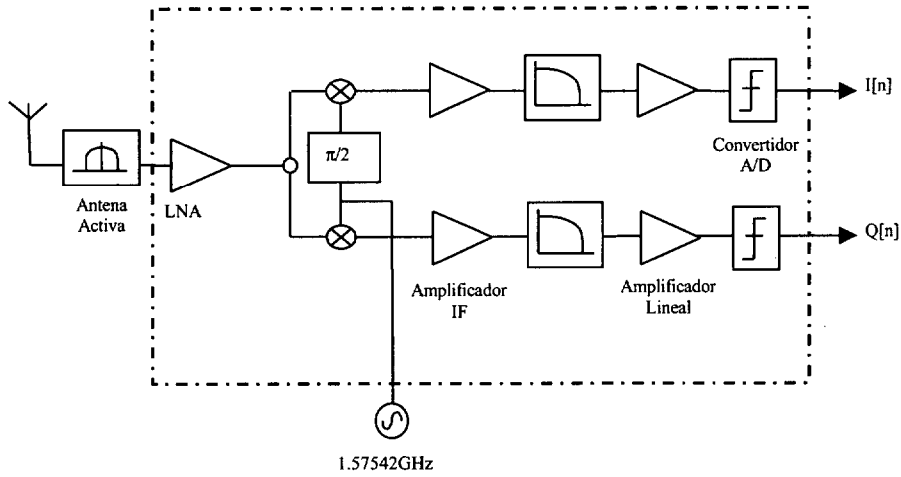


Figura 8.8 Esquema de bloques de un receptor *low-IF*.

En aplicaciones dirigidas a los consumidores, donde el lóbulo principal del código C/A es el relevante, se puede tomar ventaja de la estrechez del lóbulo principal y del ancho del canal en la implementación de la arquitectura *low-IF*. Este concepto se puede ver en la Figura 8.9, donde la banda L_1 ha sido trasladada a una frecuencia intermedia de 2MHz.

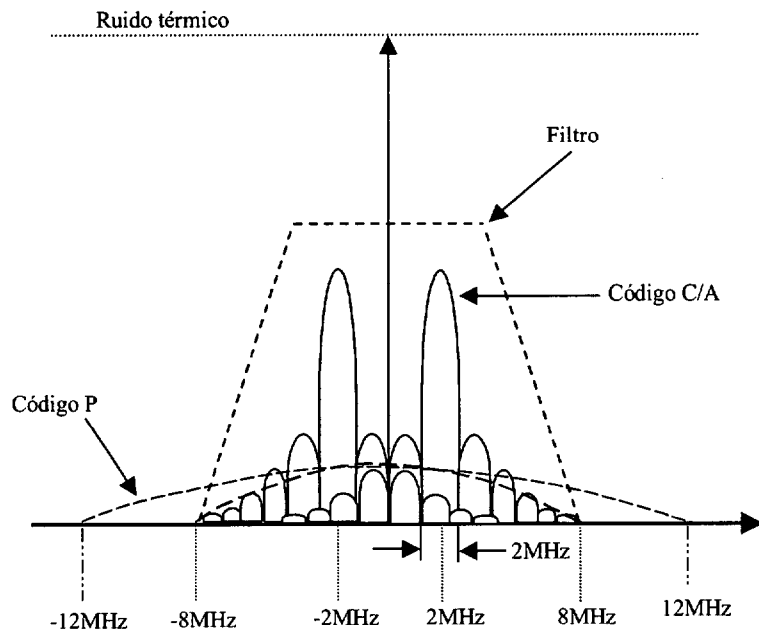


Figura 8.9 Traslación de la banda L_1 a la frecuencia intermedia de 2MHz.

Esta selección de la frecuencia IF causa que la señal imagen caiga dentro de la banda GPS, con lo que el receptor necesita rechazar únicamente el ruido de la banda lateral no deseada. Este rechazo requerido es sólo de unos 10dB, el cual se logra fácilmente con niveles normales de los componentes correspondientes [59]. Hay que incluir que el espectro de 3 a 8MHz se puede usar como banda de transición para el filtro activo de IF. Esto permite una reducción del orden del filtro requerido el cual llevará a mejorar el rango dinámico para una potencia de consumo del filtro dado. Estas consideraciones hacen de la estructura *low-IF* una opción atractiva para un receptor GPS y por ello es la que vamos a utilizar en este análisis.

8.3.3 Especificaciones para el diseño del cabezal

En la Figura 8.10 se observa el diagrama de bloques simplificado de la arquitectura de conversión simple de baja IF. Antes de comenzar el diseño de cualquiera de los elementos que lo componen, debemos conocer las prestaciones mínimas que deben ofrecer. Para ello, en primer lugar debemos determinar las especificaciones del terminal en su conjunto y luego distribuir dichas especificaciones entre los bloques que conforman el sistema (LNA, mezclador, filtros, etc.).

En este apartado estudiaremos en primer lugar las especificaciones globales del terminal haciendo uso de datos procedentes del estándar GPS y de la bibliografía. Seguidamente, con la ayuda de la herramienta de simulación de sistemas de APLAC [68] determinaremos las características individuales (ganancia, figura de ruido, etc.) de cada elemento de la cadena de recepción.

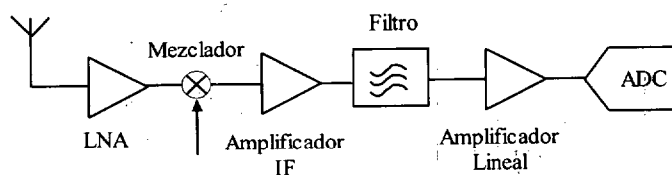


Figura 8.10 Diagrama de bloques simplificado de la arquitectura de conversión simple de IF baja.

8.3.3.1 Especificaciones globales del terminal

La potencia mínima de señal que se garantiza a la entrada de la antena del sistema es de aproximadamente -130dBm . Este dato determina la sensibilidad del receptor. Si sabemos que nuestro interés principal radica en el lóbulo principal del código C/A cuyo ancho de banda es de 2MHz, la potencia de ruido viene dado por:

$$P_{Ni} = k \cdot T \cdot B \approx -111dBm \quad (8.10)$$

donde k es la constante de Boltzmann ($k=1.381 \cdot 10^{-23}$ J/K), T es la temperatura absoluta (290K) y B es el ancho de banda en Hz. Teniendo en cuenta este dato, la relación señal a ruido a la entrada de la antena es:

$$SNR_i = \frac{P_{Si}}{P_{Ni}} = P_{Si}(dBm) - P_{Ni}(dBm) = -130dBm - (-111dBm) = -19dB \quad (8.11)$$

A la entrada del convertidor ADC se necesita un nivel de señal mínimo de 1mV (sensibilidad del ADC) [69]. Sin embargo, para hacer un diseño seguro se puede tomar el doble de ese valor como el nivel de señal requerido por el ADC. Así, la potencia mínima a la salida de la cadena de recepción es de $-40dBm$. Como a la entrada del receptor existe una potencia de $-130dBm$, entonces la ganancia del sistema debe ser de:

$$G_T = -40dBm - (-130dBm) = 90dB \quad (8.12)$$

A la hora de diseñar el cabezal, esta ganancia se deberá distribuir entre los bloques que conforman el sistema (LNA, mezclador, filtro, amplificador de frecuencia intermedia y amplificador lineal).

La relación señal a ruido a la salida del cabezal (entrada del ADC) vendrá dada por:

$$SNR_o = \frac{P_{So}}{P_{No}} = \frac{P_{Si} \cdot G_T}{P_{Ni} \cdot G_T \cdot NF_T} = \frac{P_{Si}}{P_{Ni} \cdot NF_T} = \frac{SNR_i}{NF_T} \quad (8.13)$$

donde NF_T es la figura de ruido total del sistema.

La relación señal a ruido a la salida final del sistema (incluyendo el procesado digital) es:

$$SNR_{out} = \frac{P_{Sout}}{P_{Nout}} = \frac{P_{Si} \cdot G_T \cdot G_P}{P_{Ni} \cdot G_T \cdot NF_T} = \frac{P_{Si} \cdot G_P}{P_{Ni} \cdot NF_T} = SNR_o \cdot G_P \quad (8.14)$$

donde G_p es la ganancia del procesado digital y sólo afecta a la señal deseada debido a su elevada correlación con el código del satélite. Por la misma razón, el ruido no se ve afectado por esta ganancia ya que su correlación con el código del satélite es muy baja. La ganancia del procesado digital de la señal viene dada por la siguiente expresión [59]:

$$G_p = 10 \cdot \log\left(\frac{T_b}{T_c}\right) = 43dB \quad (8.15)$$

siendo T_b el período del código C/A (20ms) y T_c el *chip period* o *chip rate* (1μs) [67].

Normalmente, los estándares de comunicaciones indican el valor de la SNR mínima a la salida del receptor (SNR_{omin}). Con este dato y haciendo uso de la ecuación (8.13) podríamos calcular cuanto debe valer la NF_T de nuestro receptor.

Por otro lado, conociendo el valor de la SNR_{omin} además del valor mínimo de señal que se tendrá a la entrada del sistema y del valor máximo de señal interferente que tendremos a la entrada, podemos calcular cuanto debe valer el $IIP3$ total de nuestro receptor. Por ejemplo, para el estándar GSM de telefonía móvil, la SNR_{omin} vale 9dB, el nivel de señal mínimo a la entrada es -102dBm (sensibilidad) y la potencia máxima de una señal interferente es de $P_{in} = -49dBm$ [70]. El dato de la SNR_{omin} indica que la potencia de señal interferente referida a la entrada debe ser al menos 9dB más pequeña que la potencia mínima de la señal de entrada, es decir,

$$IIM3 = -102dBm - 9dBm = -111dB \quad (8.16)$$

Con estos valores y haciendo uso de la ecuación (8.6) podemos calcular fácilmente el $IIP3$ total del receptor:

$$IIP3_{dBm} = \frac{\Delta P_{dB}}{2} + P_{in_{dBm}} = \frac{P_{in} - IIM3}{2} - P_{in} = -18dBm \quad (8.17)$$

Sin embargo, para el sistema GPS no se tiene el dato de la SNR_{omin} y por lo tanto no se puede hacer el cálculo de la NF_T y el $IIP3$ total de la misma forma. Para este tipo de casos se utiliza el concepto de rango dinámico libre de espurios ($SFDR$: *Spurious Free Dynamic Range*).

El rango dinámico (*DR*) se define como la relación entre el máximo nivel de entrada que un circuito puede tolerar y el mínimo nivel de entrada para el cual el circuito proporciona una señal de calidad aceptable a su salida. Como quiera que no es clara la determinación de los límites superior e inferior, en muchas ocasiones se suele utilizar el concepto de rango dinámico libre de espurios. El *SFDR* es el *DR* tomando como límite superior el comportamiento frente a la intermodulación y como límite inferior la sensibilidad.

El límite superior del *SFDR* es el máximo nivel a la entrada en un análisis de dos tonos para el cual los *IIM3* no exceden la potencia de ruido a la entrada (P_{Ni}). Despejando de la ecuación (8.7) tenemos que la potencia de la señal interferente vale:

$$P_{in} = \frac{2 \cdot IIP3 + IIM3}{3} \quad (8.18)$$

La potencia de la señal interferente máxima será aquella para la que los productos de intermodulación de tercer orden alcanzan al ruido ($IIM3 = P_{Ni}$). Por tanto el límite superior será:

$$P_{in_{max}} = \frac{2 \cdot IIP3 + P_{Ni}}{3} \quad (8.19)$$

El límite inferior del *SFDR* viene dado por la sensibilidad, es decir, la potencia mínima a la entrada que es capaz de detectar el sistema con una *SNR* aceptable a la salida.

$$P_{in_{min}} = P_{Ni} + SNR_{o_{min}} \quad (8.20)$$

Una vez definidos los límites superior e inferior, el *SFDR* queda:

$$SFDR = P_{in_{max}} - P_{in_{min}} = \frac{2 \cdot IIP3 - P_{Ni}}{3} - SNR_{o_{min}} \quad (8.21)$$

Como se puede observar, el *SFDR* será tanto mayor cuanto mayor sea el *IIP3* del sistema frente al ruido (P_{Ni}) y menor la *SNR* requerida a la salida del mismo. Como ya hemos comentado, el estándar GPS no proporciona un valor de la *SNR* mínima

requerida a la salida. En estos casos, a la hora de calcular los $IIP3$ de los diferentes bloques del sistema, se toma el $Peak_SFDR$ como figura de mérito [59]:

$$Peak_SFDR = \frac{2 \cdot IIP3 - P_{Ni}}{3} \quad (8.22)$$

Por lo tanto, para determinar la figura de ruido, ganancia e $IIP3$ de cada uno de los bloques elegiremos sus valores de forma que el $Peak_SFDR$ sea máximo, o lo que es lo mismo, la elección se hace para que la potencia de los productos de intermodulación a la salida no sean mayores que el ruido ($OIM3 \leq P_{No}$). Con esta restricción sabremos que a la salida tendremos la SNR máxima y que el nivel de ruido a la salida viene determinado por el ruido térmico y no por los productos de intermodulación, que es lo que se pretende en una aplicación del tipo del GPS en la que no se especifica un valor mínimo de la SNR a la salida.

Como conclusión a este apartado podemos decir que para nuestro diseño del cabezal debemos buscar una NF pequeña y un $IIP3$ lo más grande posible, respetando la restricción de que los $OIM3$ sean menores que el P_{No} . Como se comentó en el apartado 8.2.3, el $OIP3$ es una medida relativa a los valores de los tonos de *test* utilizados. En el caso del sistema GPS esos tonos son de -53dBm [59].

En resumen, las características de la cadena de recepción son:

- $G_T = 90\text{dB}$.
- $NF_T =$ La mínima posible, limitada por la condición $Peak_SFDR$.
- $IIP3 =$ Lo mayor posible, limitada por la condición $Peak_SFDR$.

Estos requerimientos de diseño están pensados para el caso peor. Sin embargo, hay que tener en cuenta que las antenas pasivas que se suelen utilizar en las aplicaciones portátiles tienen por lo general una ganancia muy baja y, por tanto, las especificaciones en cuanto a la linealidad se relajan [54]. Por el contrario, este mismo hecho impone unas restricciones aún mayores para la figura de ruido y la ganancia, sobre todo de las primeras etapas.

8.3.3.2 Determinación de las especificaciones de los bloques

Haciendo uso de la herramienta de simulación de sistemas de APLAC [68], hemos hecho diferentes simulaciones con objeto de regular las características individuales

(ganancia, figura de ruido, etc.) de cada elemento de la cadena de recepción. El objetivo final es obtener un sistema que cumpla las especificaciones deseadas y que las características individuales de cada uno de los bloques sean lo menos restrictivas posible. De esta forma será más fácil su implementación y, por lo tanto, el circuito resultante será más barato. El método utilizado en las simulaciones ha sido la optimización manual (*Tunning*), ya que con él se puede ver de una manera directa e instantánea cómo varía el resultado total a medida que cambiamos las características de los bloques del circuito.

En la Tabla II se muestran las especificaciones de cada uno de los bloques del receptor obtenidas tras varias simulaciones. En las Figuras 8.11, 8.12 y 8.13 se representan los valores acumulados de la ganancia, figura de ruido e *IIP3* para los diferentes bloques que conforman el sistema.

Teniendo en cuenta estos datos, las características globales del sistema son las siguientes:

- $G=90dB$
- $NF_T=2.8dB$
- $IIP3=-25.4dBm$
- $OIM3=-25dBm$
- $P_{No}=-25dBm$

Tabla II Especificaciones de los bloques del receptor

	LNA	Mezclador	Amplificador IF	Filtro	Amplificador Lineal
Ganancia (dB)	17	-4	15	-3	65
NF (dB)	2.5	6	3	3	8
IIP3 (dBm)	-24.6	9	-4	100	∞

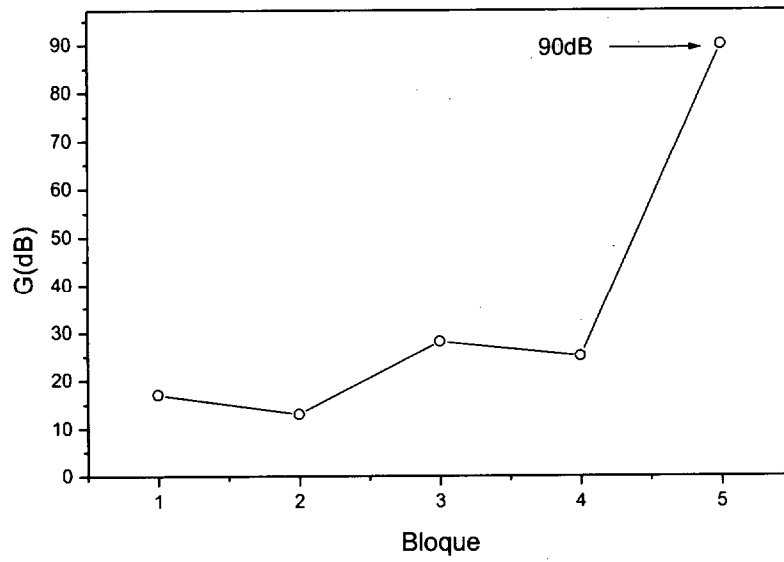


Figura 8.11 Ganancia acumulada a la salida de cada uno de los bloques. $G_T=90dB$.

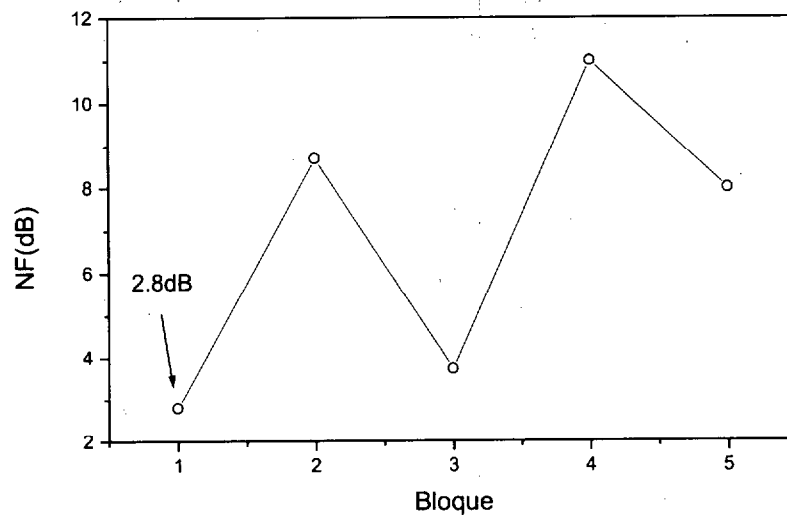


Figura 8.12 Figura de ruido acumulada a la entrada de cada uno de los bloques. $NF_T=2.8dB$.

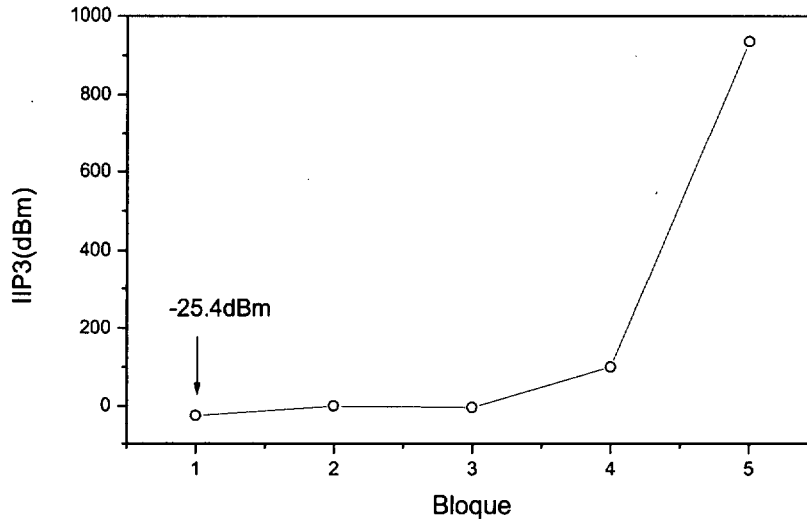


Figura 8.13 *IIP3* acumulado a la entrada de cada uno de los bloques. $IIP3 = -25.4 \text{ dBm}$.

Obsérvese que la potencia de los productos de intermodulación a la salida (*OIM3*) es exactamente igual a la del ruido (P_{N_0}), con lo que se cumple la condición de maximizar la *SNR* a la salida del cabezal. Su valor lo podemos obtener haciendo uso de la expresión (8.13):

$$SNR_o = SNR_i (dB) - NF_T (dB) = -19 - 2.8 = -21.8 \text{ dB} \quad (8.23)$$

Con este valor podemos calcular la relación *SNR* a la salida final del sistema (incluyendo el procesado digital) aplicando la ecuación (8.14):

$$SNR_{out} = SNR_o (dB) + G_p (dB) = -21.8 + 43 = 21.2 (dB) \quad (8.24)$$

Este valor obtenido es, en realidad, bastante alto. Sin embargo, a este dato habría que restar 3dB debido al ruido en banda que supone el código P para nuestra señal y el ruido introducido por el ADC. Estas pérdidas se suelen estimar del orden de 3dB si el ADC es de 1 bit y de 0.7dB si es de dos bits. Esto quiere decir que la relación *SNR* a la

salida final del sistema estará, por lo general, por encima de 15dB, la cual sigue siendo bastante alta (la mayoría de los sistemas de comunicación exigen una SNR a la salida de 9 a 10 dB). Por tanto, en el diseño de nuestro cabezal tenemos bastante holgura en cuanto a las restricciones de NF e $IP3$ ya que un aumento en estos valores sólo supone un aumento en el tiempo de respuesta del GPS, manteniéndose el correcto funcionamiento del mismo.

Como conclusión a este apartado debemos observar que nuestro LNA debe presentar una ganancia superior a 17dB, una NF inferior a 2.5dB y un $IIP3$ superior a -24 dBm.

8.4 HBTs de SiGe

En la actualidad, los transistores bipolares de heteroestructuras (HBTs) son los dispositivos basados en tecnologías de SiGe más desarrollados. Desde el punto de vista del diseñador, los HBTs de SiGe son muy similares a los BJT de Si y, por tanto, los principios de diseño aplicables a los circuitos basados en BJT de Si se pueden aplicar de forma directa al diseño de circuitos con HBTs de SiGe. El uso de la tecnología SiGe trae asociada, además, otra serie de ventajas las cuales pasamos a presentar en la siguiente sección donde analizaremos la estructura de este tipo de transistores y su principio de funcionamiento.

8.4.1 Estructura y principio de funcionamiento de los HBTs de SiGe

Los HBTs de SiGe son transistores $n-p-n$ bipolares en los que la base está formada por una capa muy estrecha (<50nm) de $Si_{1-x}Ge_x$ crecida de forma pseudomórfica. La concentración de Ge puede llegar a ser muy elevada (50%) variando desde el lado de emisor al de colector, y el espesor de la base se puede hacer realmente pequeño, llegándose a valores de 5 a 10 nm. En la Figura 8.14 se muestra la estructura típica de un HBT de SiGe gradual.

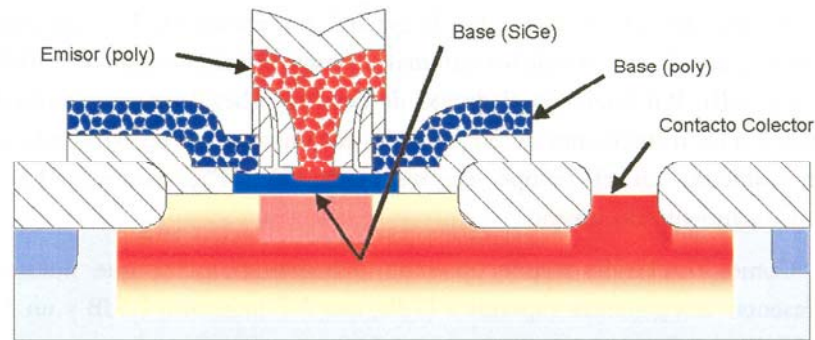


Figura 8.14 Estructura típica de un HBT de SiGe gradual.

Para ayudar a entender los beneficios de los HBT, comparamos en la Figura 8.15 los diagramas de bandas de energía de un transistor bipolar de homounión $n\text{pn}$ con un transistor bipolar de heterounión $n\text{pn}$ operando en zona activa directa. La corriente de colector, como se puede observar en la Figura 8.16, se compone principalmente de la corriente de electrones inyectada desde el emisor a la base, I_n , menos el término de recombinación en la base (pequeño). La corriente de base consiste principalmente en la corriente de huecos, I_p , inyectados en el emisor desde la base, menos la recombinación en la base o en las zonas de depleción de la unión emisor-base (que deberían ser pequeñas). Para entender el funcionamiento de los HBTs es necesario ver cómo esas corrientes están relacionadas con los potenciales de contacto y las concentraciones de átomos de impureza en la base y el emisor.

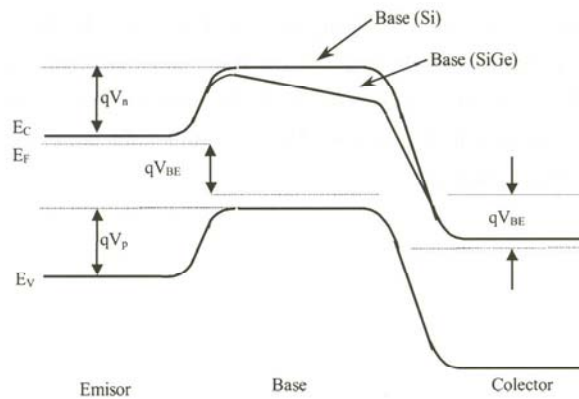


Figura 8.15 Diagrama de bandas de energía de un transistor bipolar de homounión npn-Si y un transistor bipolar de heterounión npn-Si/SiGe.

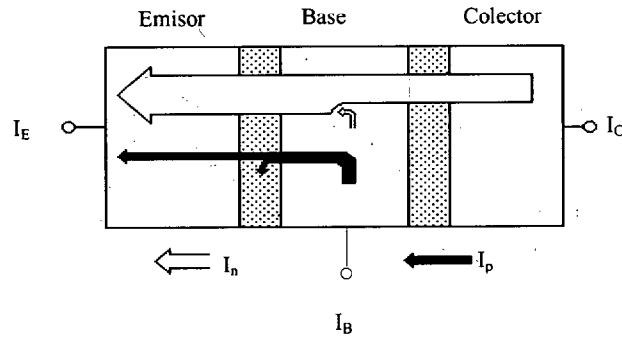


Figura 8.16 Esquema simplificado del flujo de corriente en un transistor de homounión npn-Si.

Si despreciamos las corrientes de recombinación (que es una suposición aceptable en esta discusión) se puede aplicar los modelos de primer orden de los BJT; para comparar la magnitud de esas dos componentes principales de corriente. I_p e I_n son corrientes de difusión. Si el ancho de base entre las zonas de carga espacial de emisor y colector es W_b , el ancho de emisor W_e , y se asume que en ambas regiones los niveles de dopaje no producen degeneración del semiconductor; la estadística de Boltzmann nos da las concentraciones de portadores minoritarios:

$$J_p = \frac{q \cdot D_p \cdot n_i^2}{W_e \cdot N_e} \cdot (e^{\frac{-q \cdot V_{BE}}{K \cdot T}} - 1) \quad (8.25)$$

$$J_n = \frac{q \cdot D_n \cdot n_i^2}{W_b \cdot P_b} \cdot (e^{\frac{-q \cdot V_{BE}}{K \cdot T}} - 1) \quad (8.26)$$

En estas ecuaciones n_i es la concentración intrínseca para los semiconductores de base y emisor, (Si) para la homounión BJT. V_{BE} es la tensión aplicada a la unión B-E. La concentración de dopaje en el emisor de Si tipo n es N_e , y en la base de Si tipo p es P_b . D_n y D_p son los coeficientes de difusión (difusividades) de los electrones y de los huecos. Tomando la relación entre las ecuaciones (8.25) y (8.26) resulta:

$$\beta = \frac{I_c}{I_b} = \frac{I_e}{I_p} = \frac{N_e}{P_b} \cdot \frac{D_n}{D_p} \cdot \frac{W_e}{W_b} \quad (8.27)$$

ecuación que representa una cota superior del valor de β . Así pues, si el dopaje es el mismo tanto en el emisor como en la base y las anchuras de base y emisor son iguales,

entonces β_{max} vendrá dada por la relación entre la difusividad de electrones y la de huecos. Esta relación es aproximadamente 3 para el Si. Estos valores corresponderían a los valores de β para las homouniones $n-p-n$ con niveles de dopaje iguales. Por ello, para obtener una β adecuada en los dispositivos de homounión, el dopaje de emisor debe exceder el de la base por un margen significativo.

En la Figura 8.15 se muestra también el diagrama de bandas correspondiente a un HBT. En este tipo de dispositivos, la anchura de la banda prohibida cambia de forma gradual desde E_{C0} cerca del emisor hasta $E_{C0} - \Delta E_G$ cerca del colector. Esta variación de la anchura de la banda prohibida establece un gradiente en la energía de la banda de conducción de $\Delta E_G / W_b$, el cual constituye un campo eléctrico que ayuda al movimiento de los electrones a través de la base [71]. El resultado de la aparición de este campo eléctrico es la reducción del tiempo de tránsito a través de la base (τ_{BC}) y un aumento de la ganancia en corriente (β). Así pues, para los HBTs la ganancia en corriente tendrá un término adicional que refleja este fenómeno:

$$\beta = \frac{I_c}{I_b} = \frac{N_e}{P_b} \cdot \frac{D_n}{D_p} \cdot \frac{W_e}{W_b} \cdot e^{(\frac{\Delta E_G}{kT})} \quad (8.28)$$

Debido a que es posible obtener decenas de meV para ΔE_G variando la concentración de Ge, la ganancia en corriente máxima se puede incrementar hasta una cantidad muy elevada, aunque en la mayoría de las aplicaciones prácticas estas ganancias elevadas (superiores a 100) no se suelen utilizar.

La reducción del tiempo de tránsito a través de la base hace que la frecuencia de corte pueda alcanzar valores muy elevados [72][73] y el aumento de la ganancia en corriente permite que se pueda reducir la resistencia serie de base incrementando la anchura de esta región manteniendo una β adecuada. Sin embargo, hay que tener en cuenta que si la anchura de la base aumenta, el tiempo de tránsito a través de dicha región se ve incrementado y por tanto, hay un compromiso entre el tiempo de tránsito y la resistencia de la base para la optimización del funcionamiento a altas frecuencias [74].

Por otro lado, para conseguir valores de corriente elevados en los BJTs, el dopaje de la base debe ser pequeño de forma que se disminuya la recombinación de los portadores minoritarios en dicha región. Sin embargo, como hemos mencionado, esto entra en conflicto con la exigencia de tener valores de τ_{BC} bajos para poder operar a

frecuencias elevadas. El uso de HBTs en vez de BJT's ofrece, al mismo tiempo, una ganancia de corriente elevada y un nivel de dopaje de la base por encima de 10^{20} cm⁻³.

Desde el punto de vista circuital, la elevada ganancia que presentan los HBTs trae consigo una serie de ventajas. En primer lugar, la corriente de colector en los HBTs de SiGe es mayor que para los BJT's de Si con lo que se pueden hacer etapas amplificadoras con resistencia de salida más elevada y fuentes de corriente más estables. Además, la resistencia de entrada mejora, con lo que mejoran las propiedades de las etapas de entrada de LNAs respecto al ruido [56]. Por último, debido a la elevada ganancia que presentan los HBTs de SiGe a frecuencias por encima de 2 GHz, es posible el uso de técnicas de linealización por realimentación, lo cual trae aparejado una buena respuesta respecto a la intermodulación en amplificadores de potencia y LNAs.

La principal desventaja de la tecnología bipolar de silicio, para su uso en sistemas de comunicaciones, es la baja tensión de ruptura que presentan, lo cual hace que se complique sobre todo el diseño de amplificadores de potencia. Este problema no es específico del SiGe, sino de todos los procesos bipolares basados en Si, donde el tiempo de tránsito no está determinado tanto por la anchura de la base sino por la anchura del colector [56]. La tensión de ruptura es también la razón de la limitación de la ganancia de corriente ya que un valor muy elevado de la misma puede producir un empeoramiento de la multiplicación por avalancha en el colector.

8.4.2 Características de los HBTs utilizados

Los HBTs de SiGe utilizados para la realización de este diseño son los suministrados en el proceso BYR (0.8 μ m HBT BiCMOS) de la empresa AMS. Su producción se basa en un proceso de bajo coste de fabricación de BJT's. El material de partida es una oblea de silicio tipo *p* poco dopada de resistividad 19 Ω ·cm. El primer paso en el proceso de fabricación consiste en la formación de una capa enterrada y la implantación del *channel-stop* para el aislamiento lateral. Seguidamente se forman la capa del colector mediante deposición química (CVD) la cual se separa mediante un proceso de recesión LOCOS. El siguiente paso es el crecimiento selectivo de la base de SiGe mediante CVD. La concentración de Germanio ha sido graduada de forma lineal a través de la base, siendo su fracción molar máxima del 15%. Como último paso de la formación del transistor, se genera los contactos de Base y Emisor. Finalmente el proceso termina con las metalizaciones de los contactos de emisor, base y colector. La tecnología usada utiliza un tamaño mínimo de litografía de 0.8 μ m y dos capas de metal.

Además de los HBTs descritos, el proceso BYR proporciona también varactores, dos tipos de condensadores, transistores NMOS y PMOS, varios tipos de resistencias con diferentes resistividades e inductancias espirales integradas cuadradas.

En cuanto a las características eléctricas de los HBTs utilizados, nos centraremos en aquellas más importantes para la optimización del LNA. Ya hemos mencionado que los parámetros más importantes para la optimización del LNA son el tiempo de tránsito en directa (relacionado con la frecuencia de corte o frecuencia de tránsito f_T) y la constante de tiempo formada por la resistencia de base total y la capacidad de entrada $\tau_i = R_b \cdot C_{IN}$ (relacionado con la frecuencia máxima de oscilación f_{max}). Estos parámetros deben ser lo más pequeños posible. La fábrica proporciona transistores de base simple que poseen una f_T de 35 GHz y una f_{max} de 30GHz y transistores con dos bases que, si bien, poseen el mismo valor de f_T , puesto que la anchura de la base no sufre modificación, superan a los anteriores en cuanto a f_{max} (40GHz) debido a la reducción de la resistencia de base.

8.5 Arquitectura del LNA

En la Figura 8.17 se muestra el circuito simplificado del LNA. Desde el punto de vista del análisis del ruido el elemento que mayor influencia tiene es el transistor de entrada en configuración emisor-común (Q_{CAS1}). Por tanto, parámetros tales como su longitud de emisor (la cual define el área del mismo) y su corriente de polarización son fundamentales para conseguir la menor figura de ruido posible. La tensión entre la base y el emisor (V_{BE}) de Q_{CAS1} la fija el circuito de polarización formado por Q_{POL} , R_{REF} , R_{POL1} y R_{POL2} . La etapa cascode, formada por Q_{CAS1} y Q_{CAS2} , reduce la capacidad Miller, y con ello la capacidad efectiva entre la base y el colector (C_{BC}) de Q_{CAS1} . De esta forma, la C_{BC} efectiva se mantiene pequeña con lo que se conseguirán altas ganancias a frecuencias elevadas. Además, la etapa cascode tiene un efecto despreciable en el ruido del circuito y ayuda a hacer al amplificador unilateral (S_{12} pequeño). Este es un prerequisite de muchos sistemas de comunicaciones para prevenir los retornos de potencia del Oscilador Local (LO) desde el mezclador hacia la antena [56]. El circuito resonante paralelo formado por L y C actúa como carga para la etapa cascode. Su frecuencia de resonancia se ajusta a la frecuencia de interés (1.57542GHz) y gracias a ello obtenemos una ganancia elevada para tensiones de alimentación relativamente bajas. La etapa de salida es un seguidor de emisor (Q_{OUT}) y proporciona baja impedancia a la salida [75]. El circuito se ha diseñado para tensiones de alimentación de 3V e impedancias de fuente y carga de 50Ω para facilitar su medida.

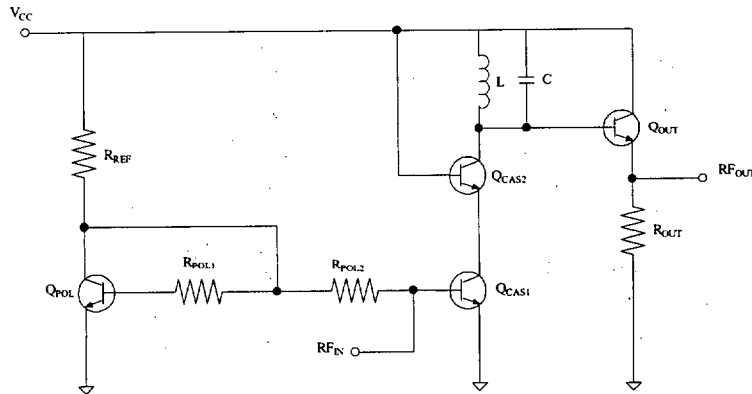


Figura 8.17 Esquemático del LNA simplificado.

8.5.1 Diseño

En primer lugar, debido a que se trata de un amplificador sintonizado, lo primero que se debe hacer es calcular los valores de L y C adecuados. El circuito resonante LC opera como una carga de alta impedancia a la frecuencia de resonancia, por lo que el circuito presenta su pico de ganancia a dicha frecuencia. Los valores de L y C se escogen de forma que la frecuencia de resonancia del tanque coincida con la frecuencia de interés (1.57542GHz).

$$f_{res} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \quad (8.29)$$

Sin embargo hay que tener en cuenta que en paralelo al tanque tenemos una impedancia debida a los elementos parásitos del transistor de salida (Q_{OUT}) y de la etapa cascodo. Por tanto, una vez calculados los valores de L y C se deberán ajustar mediante simulaciones posteriores para que la frecuencia de resonancia sea la correcta.

Debido a que el LNA es la primera etapa en un receptor, su figura de ruido se suma directamente a la del sistema. Por tanto, se hace necesario el estudio del ruido en los transistores bipolares para, de esta manera, encontrar las estructuras que lo minimizan. El ruido de entrada de un transistor bipolar es proporcional a la resistencia de entrada del mismo. Dicha resistencia es a su vez proporcional a la resistencia de base r_b y a la de emisor $r_e = V_T / I_{CQ}$ (V_T es la tensión térmica e I_{CQ} es la corriente de colector de polarización). Por tanto, para que el ruido sea mínimo, el transistor debe tener un área

grande (para minimizar r_b) y ha de estar polarizado a una corriente lo más alta posible (para minimizar r_e). Sin embargo, si aumentamos mucho el tamaño del transistor, también aumentará la capacidad de entrada ya que ésta está formada por C_{BE} y la parte de C_{BC} que se refleja hacia la entrada según Miller. El aumento de la capacidad de entrada redundará en una atenuación de la señal de entrada y un aumento de la NF . Además, el que las capacidades colector-base y colector-sustrato sean más grandes hace que la ganancia de tensión sea más pequeña, y el que la corriente de polarización sea grande contribuye al aumento de la capacidad de difusión de base a emisor así como aumenta el ruido de metralla (*shot noise*) de la base [59][71][76]. Esto último se muestra en la ecuación

$$\overline{i_n^2} = 2 \cdot q \cdot I_C \cdot \Delta f \quad (8.30)$$

donde $\overline{i_n^2}$ es el valor eficaz de la corriente de ruido, q es la carga del electrón (aprox. $1.6 \cdot 10^{-19} \text{C}$) y Δf es el ancho de banda de ruido. La discusión anterior muestra que la NF alcanza un mínimo para una combinación determinada de tamaño y corriente de polarización. En consecuencia, el método a seguir para calcular el punto de polarización del transistor principal será realizar un proceso iterativo teniendo como variables la corriente de polarización, el área y multiplicidad del transistor en busca de aquella combinación que proporcione una menor NF .

El circuito de polarización es una fuente de corriente en espejo. R_{POL1} y R_{POL2} fijan la corriente de base de Q_{POL} y Q_{CAS1} . Con objeto de evitar que parte de la señal alterna de entrada derive hacia el circuito de polarización, R_{POL2} debe ser grande comparada con la impedancia de entrada en alterna del amplificador. Para minimizar el consumo de potencia en lo posible, hemos elegido un valor de R_{POL1} diez veces mayor que el de R_{POL2} . Por último, ajustamos R_{REF} para obtener la corriente de polarización deseada.

El siguiente paso para minimizar la NF consiste en determinar la impedancia de la fuente de pequeña señal que debe ver el transistor a su entrada para que éste presente una NF mínima. Por lo general la impedancia de fuente que realmente tiene nuestro circuito ($R_s = 50 \Omega$) rara vez coincide con la impedancia de fuente para mínimo ruido (R_{sNFmin}). Por tanto, debemos elegir entre adaptar para mínimo ruido (forzar a que la impedancia de fuente se parezca a R_{sNFmin} mediante una red de adaptación al efecto) o adaptar para máxima transferencia de potencia (forzar a que la impedancia de entrada del transistor se parezca a R_s). Sin embargo existen técnicas que permiten hacer que

R_{sNFmin} se parezca lo más posible a R_s . Una de esas técnicas es la denominada degeneración inductiva [2], la cual consiste en introducir una inductancia en serie con el emisor tal y como se muestra en la Figura 8.18. El valor de dicha inductancia viene dado por la siguiente expresión aproximada [56] [77]:

$$L_e \approx \frac{50\Omega}{2 \cdot \pi \cdot f_T} \quad (8.31)$$

Como se puede observar, cuanto mayor sea la frecuencia de corte del transistor (f_T), menor será el valor de la inductancia a utilizar y por tanto menor será la cantidad de ruido añadido al LNA por las pérdidas óhmicas asociadas a dicha inductancia. Al introducir esta inductancia hacemos que el coeficiente de reflexión para mínimo ruido sea $\Gamma_{min} = 1 + jX$, es decir, su parte real vale 50Ω . Seguidamente, mediante el uso de una inductancia colocada en serie con la entrada del circuito (L_b) se eliminará la parte imaginaria de Γ_{min} . De esta manera conseguimos adaptar tanto para mínimo ruido como para máxima transferencia de potencia.

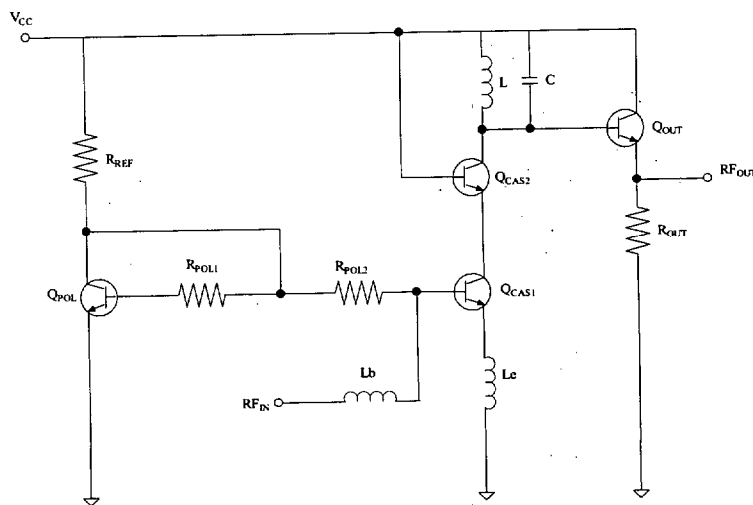


Figura 8.18 Esquemático del LNA simplificado con degeneración inductiva.

Una vez hecho todo esto, sólo faltaría adaptar la salida. Para ello, ajustamos la parte real de la alta impedancia de salida que presenta el cascode a 50Ω mediante un seguidor de emisor. La parte imaginaria la eliminamos mediante un condensador en serie.

Nótese que cuando empleamos adaptación conjugada a la salida, obtenemos la ganancia máxima del circuito, pero, si la impedancia de salida la ajustamos para máxima

transferencia de potencia, lo que obtenemos es máxima potencia a la salida, con lo que el punto de compresión a 1dB y el IP_3 aumentan.

Previamente al diseño debemos tener en cuenta la influencia de una serie de efectos parásitos que influyen de manera considerable en el funcionamiento del circuito. Estos efectos se deben a los elementos parásitos introducidos por los *pads* de conexión, el hilo de soldadura entre el *pad* y la patilla, y el empaquetamiento en sí. Si no se consideraran dichos elementos, los resultados obtenidos a partir de las distintas simulaciones diferirán de los obtenidos en las medidas. Estos efectos provienen de la necesidad de empaquetar el circuito para su medida. Sin embargo, nuestros diseños se han realizado para medida directamente sobre la oblea (*on wafer*) y por tanto sólo será necesario tener en cuenta el efecto de los *pads* de conexión.

Un *pad* no es más que una isla de metal conectada a las zonas adecuadas del circuito integrado sobre el cual descansará la punta de medida. Al ser una zona de metal sobre un sustrato de silicio, éste puede modelarse mediante una capacidad parásita en serie con una resistencia, entre el metal y el sustrato. En la Figura 8.19 se muestra un esquema circuital del *pad*. Los valores de C y R los obtenemos a partir de la medida de las estructuras en abierto y cortocircuito. Los valores obtenidos para nuestros *pads* son de $C=250\text{fF}$ y $R=310\Omega$.

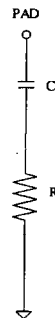


Figura 8.19 Circuito equivalente de un *pad* de conexión.

8.5.2 Diseño 1

En este diseño hemos seguido el proceso completo desarrollado en el apartado anterior haciendo uso de la librería original de 20 inductores cuadrados. Por tanto, se trata de un circuito como el del la Figura 8.18.

En primer lugar calculamos los valores de L y C para que la frecuencia del circuito tanque sea 1.57542GHz. Debido a que disponemos de tan sólo 20 inductores en la librería original, elegiremos la inductancia de aquel inductor que presente un mayor factor de calidad a la frecuencia de interés y posteriormente calculamos el valor del condensador necesario para que la frecuencia de resonancia se ajuste a la deseada según la ecuación (8.29). El inductor elegido es el SP038S3 el cual presenta una inductancia de 3.8nH. El condensador que debemos utilizar es de 2.1pF.

Una vez calculados los valores del tanque pasamos a polarizar el circuito. Como se puede ver en la Figura 8.18, la estructura escogida para la polarización es la de un espejo de corriente degenerado por la base donde los valores de R_{POL1} y R_{POL2} definirán las corrientes de base de los transistores Q_{POL} y Q_{CAS1} . El valor de R_{POL2} debe ser lo suficientemente elevado para que no afecte al funcionamiento del circuito en régimen de alterna (ac). Por este motivo, el valor seleccionado es de 2k Ω . Por otro lado, la resistencia R_{POL1} es de aproximadamente 20k Ω . De esta forma, la corriente que circula por el transistor Q_{POL} es 10 veces menor que la que circula por Q_{CAS1} con lo que se minimiza el consumo de potencia. Finalmente, para conseguir la menor figura de ruido (NF) posible regulamos la corriente de polarización con la resistencia R_{REF} . Dando valores y tras realizar el proceso iterativo de optimización obtenemos que la corriente de polarización para mínimo ruido es de aproximadamente 10mA y que para conseguir esa corriente debemos poner una R_{REF} de 2k Ω .

Seguidamente pasamos al escalado del área de emisor y la multiplicidad del transistor Q_{CAS1} para minimizar la figura de ruido (NF). Así, el área de emisor óptimo para mínimo ruido es de 30 aunque para obtener máxima ganancia necesitamos un área bastante menor. La multiplicidad óptima de Q_{CAS1} es de 5. El área del resto de transistores del circuito la hemos fijado a 30. Para que se siga manteniendo una relación de 1 a 10 entre la corriente de polarización de Q_{POL} y Q_{CAS1} hemos tenido que modificar el valor de R_{POL1} a 23k Ω .

Una vez polarizado el circuito pasamos a la degeneración inductiva. Para ello, como se mencionó anteriormente, introducimos una inductancia L_e en serie con el emisor de Q_{CAS1} . La inductancia a utilizar debe tener un valor parecido al dado por la ecuación (8.31) de forma que el coeficiente de reflexión para mínimo ruido resulte cercano a $\Gamma_{min} = 1 + jX$. Buscando en la librería de AMS obtenemos que el inductor más adecuado es el SP014S3 cuya inductancia es de 1.38nH. El coeficiente de reflexión para mínimo ruido que se obtiene es de $\Gamma_{min} = 1.1 + j0.48$. Para eliminar la parte imaginaria de Γ_{min} debemos introducir una inductancia en serie con la entrada del

circuito (Lb). Sin embargo, debido al bajo factor de calidad de las inductancias de la librería comprobamos que era imposible conseguir el resultado esperado (probamos con valores ideales y si se conseguía un Γ_{\min} igual a 1). De esta manera, optamos por no utilizar inductancia de base con lo que, aunque no conseguimos una adaptación perfecta a la entrada ($VSWR_1 \neq 1$), si alcanzamos valores aceptables de adaptación ($VSWR_1 \approx 2.5$) y de figura de ruido ($NF \approx 2.5\text{dB}$).

Finalmente pasamos a la adaptación de la salida. Esto se hizo regulando la corriente de la etapa de salida mediante la resistencia R_{OUT} para que la impedancia vista desde el exterior tuviese una parte real cercana a 50Ω y quitando la parte imaginaria de dicha impedancia de salida mediante un condensador en serie. Los valores obtenidos son $R_{OUT} = 3\text{k}\Omega$ y $C_{OUT} = 3.4\text{pF}$.

Ahora sólo falta introducir los efectos parásitos de los *pads*. Para ello conectamos a la entrada y a la salida del LNA el circuito equivalente de los *pads* de conexión (Figura 8.19). Básicamente, el efecto más apreciable es un ligero aumento de la NF debido a la resistencia que introduce el *pad*. El resto de los parámetros permanecen casi iguales.

En la Tabla III se muestran los parámetros característicos del circuito para la frecuencia de 1.575GHz tras la simulación circuital.

Tabla III Parámetros característicos del Diseño 1

G	NF	$VSWR_1$	$VSWR_2$	$IIP3$	$OIP3$
17.09	2.84dB	2.40	1.44	-25.47dBm	-8.38dBm

En la Figura 8.20 se muestra el *layout* final del circuito. El área ocupada es de $1.3 \times 0.8\text{mm}$ y, como se puede observar, las inductancias son los elementos que más superficie ocupan. Los parámetros característicos del circuito tras la simulación *postlayout* se muestran en la Figura 8.21, siendo sus valores para la frecuencia de 1.575GHz los que se muestran en la Tabla IV. La potencia consumida es de 32mW .

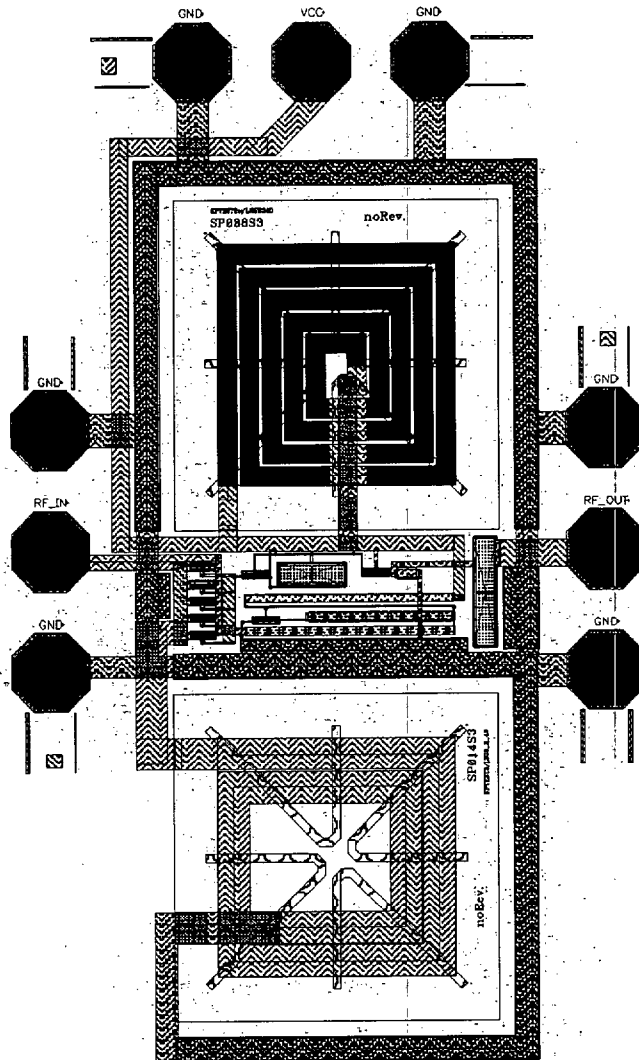


Figura 8.20 *Layout* del Diseño 1.

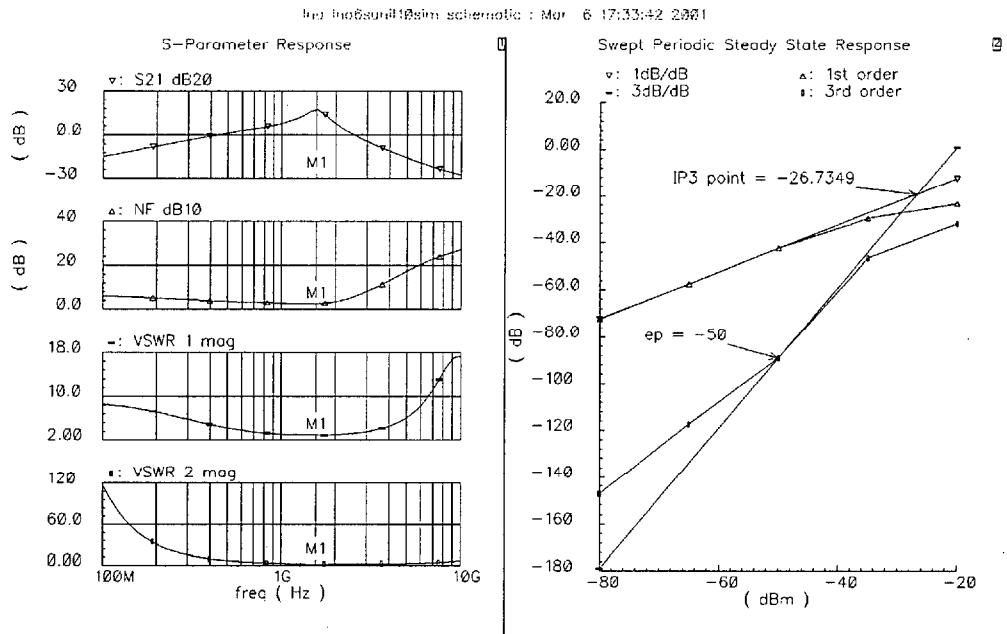


Figura 8.21 Resultados de la simulación del Diseño 1.

Tabla IV Parámetros característicos del Diseño 1

G	NF	VSWR ₁	VSWR ₂	IIP3	OIP3
17.1	2.84dB	2.41	1.45	-25.23dBm	-8.13dBm

Este amplificador no cumple las especificaciones marcadas en la Tabla II debido sobre todo a la *NF* obtenida. Si quisiéramos mejorar este aspecto la única posibilidad sería eliminar la degeneración inductiva.

En este primer diseño, introducimos la inductancia L_e para hacer que Γ_{min} pareciera lo más posible a $1 + jX$. Sin embargo esto hace que otros parámetros del circuito como la ganancia y la *NF* se vean afectados negativamente. Esto obedece a que con degeneración inductiva se consigue adaptación conjugada y mínimo ruido a la vez, pero esto no quiere decir que el *NF* que se obtiene sea el más pequeño de los que se pueden alcanzar con el transistor utilizado. Por otro lado, es bien sabido que hacer adaptación conjugada a la salida no es lo mismo que adaptar para máxima potencia [78]. Cuando uno hace adaptación conjugada lo que obtiene es la máxima ganancia del circuito, mientras que cuando uno hace adaptación para máxima potencia lo que se consigue es tener máxima potencia de salida, es decir, se consigue que aumente el punto

de compresión a 1 dB ($P1dB$). Este parámetro, también conocido como potencia de salida a un dB de compresión, define la potencia máxima disponible a la salida del transistor amplificando éste todavía de forma lineal. Cuando uno adapta para máxima potencia de salida se consiguen ganancias un poco inferiores a las que se consiguen cuando se hace adaptación conjugada. Además, la adaptación de la salida ($VSWR_2$) empeora. Sin embargo, la ventaja es que el $IP3$ aumenta mucho con lo que si lo que se quiere es conseguir una buena linealidad la mejor solución es utilizar un circuito que esté un poco desadaptado a la salida.

Siguiendo estas directrices se podría desarrollar un circuito sin degeneración inductiva con una NF y un $IIP3$ mejores pero con un $VSWR_2$ mucho peor [79]. Esto abunda en la idea de que uno de los elementos más importantes en el diseño de un LNA son los inductores y que por tanto las prestaciones de un LNA es un compromiso entre la corriente de polarización, las dimensiones de los transistores y las características de los inductores utilizados.

8.5.3 Diseño 2

La librería de 20 inductores utilizada en el diseño anterior presentaba el problema de que además de proporcionar un número bastante limitado de opciones, la única información que suministraban los fabricantes era su circuito equivalente. Por tanto, cada vez que tuvimos que incluir un inductor nos vimos obligados a probar con todas y cada una de las 20 bobinas que componían la librería. Otro problema adicional era que no proporcionaban a que frecuencia se había hecho la caracterización de los inductores, ni que rango de validez tenía el modelo, con lo que no podíamos estar seguros de que los elementos del circuito equivalente predecían de forma correcta el funcionamiento del inductor a nuestra frecuencia de trabajo. Además la inductancia del circuito equivalente no coincide con la inductancia que se ve desde el exterior del inductor y, por tanto, el diseñador no sabe a priori que inductancia real está utilizando.

En este diseño haremos uso de la herramienta presentada en el capítulo anterior con lo que se eliminan las incógnitas anteriores. En este caso tenemos un mayor número de posibilidades (114 inductores) para los cuales el programa desarrollado elige aquellos inductores cuya inductancia vista desde el exterior coincide con la que desea el diseñador a la frecuencia de trabajo. Además, la herramienta proporciona el factor de calidad a dicha frecuencia evitándose así que tengamos que probar con todos los inductores. Conjuntamente, la herramienta proporciona el rango de validez del modelo del inductor, eliminando la incertidumbre comentada. Por último, el programa ayuda a

la minimización del área consumida ya que añade información sobre las dimensiones del *layout*.

Otro detalle importante es que la calidad de los inductores es ahora mucho mejor debido a que la geometría de las espirales es prácticamente circular. De hecho, simplemente cambiando los inductores L y L_e por sus equivalentes en la nueva librería ($L=3.8\text{nH}$ y $L_e=1.34\text{nH}$) obtenemos los resultados que se muestran en la Tabla V, los cuales son mejores que los de la Tabla IV.

Tabla V Parámetros característicos del Diseño 2.1

G	NF	$VSWR_1$	$VSWR_2$	$IIP3$	$OIP3$
18.55	2.67dB	2.23	1.60	-26.78dBm	-8.23dBm

Sin embargo, haciendo uso de la flexibilidad de la herramienta, hemos cambiado el inductor L_e por uno con una inductancia de 0.68nH más adecuado a nuestro diseño. Con este cambio obtenemos los resultados de la Tabla VI. Nótese como ha mejorado la ganancia así como el ruido y la adaptación a la entrada.

Tabla VI Parámetros característicos del Diseño 2.2

G	NF	$VSWR_1$	$VSWR_2$	$IIP3$	$OIP3$
21.76	2.55dB	1.87	1.61	-29.90dBm	-8.14dBm

Esta mejora de prestaciones nos hace pensar que se podría conseguir prestaciones similares e incluso superiores a las del diseño 1 con un consumo de potencia menor. De hecho, si disminuimos la corriente de polarización a la mitad poniendo una R_{REF} de $4\text{k}\Omega$, obtenemos las características mostradas en la Tabla VII las cuales eran impensables con los inductores utilizados en el diseño 1.

Tabla VII Parámetros característicos del Diseño 2.3

G	NF	VSWR ₁	VSWR ₂	IIP3	OIP3
18.87	2.76dB	2.17	1.61	-27.05dBm	-8.18dBm

Al reducir la corriente a la mitad, la potencia consumida también se reduce a la mitad. Sin embargo, el escalado óptimo del área de emisor del transistor Q_{CAS1} para conseguir la menor figura de ruido varía. Así, en la Figura 8.22 se muestra la NF del circuito frente al área de emisor del transistor mencionado para el nuevo valor de la corriente de polarización. En estas condiciones el área óptima para mínimo ruido es de 20.

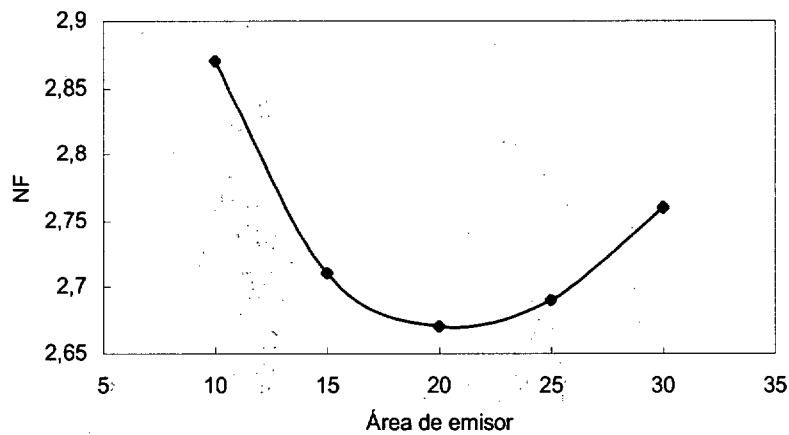


Figura 8.22 NF frente al área de emisor del transistor Q_{CAS1} .

Con este valor de área de emisor podemos mejorar las prestaciones en cuanto a ganancia y a ruido que se obtienen (ver Tabla VIII). La potencia consumida es ahora de 17mW.

Tabla VIII Parámetros característicos del Diseño 2.4

G	NF	VSWR ₁	VSWR ₂	IIP3	OIP3
19.63	2.67dB	2.23	1.61	-27.56dBm	-7.93dBm

El *layout* final del circuito es el representado en la Figura 8.23. Al igual que en el diseño 1, los inductores son los elementos que más área consumen. Sin embargo, los inductores utilizados en este nuevo diseño son más pequeños y, por tanto, el área ocupada es menor (0.9x0.8mm). En la Figura 8.24 se presentan los parámetros característicos del circuito tras la simulación *postlayout*, y en la Tabla IX se detallan sus valores particularizados para 1.575GHz.

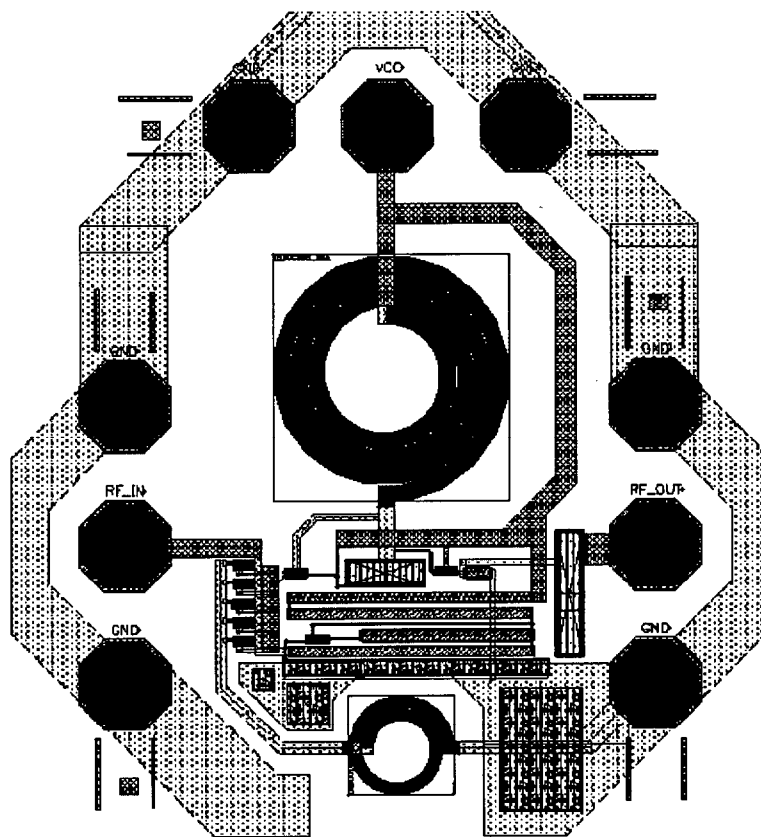


Figura 8.23 *Layout* del Diseño 2.

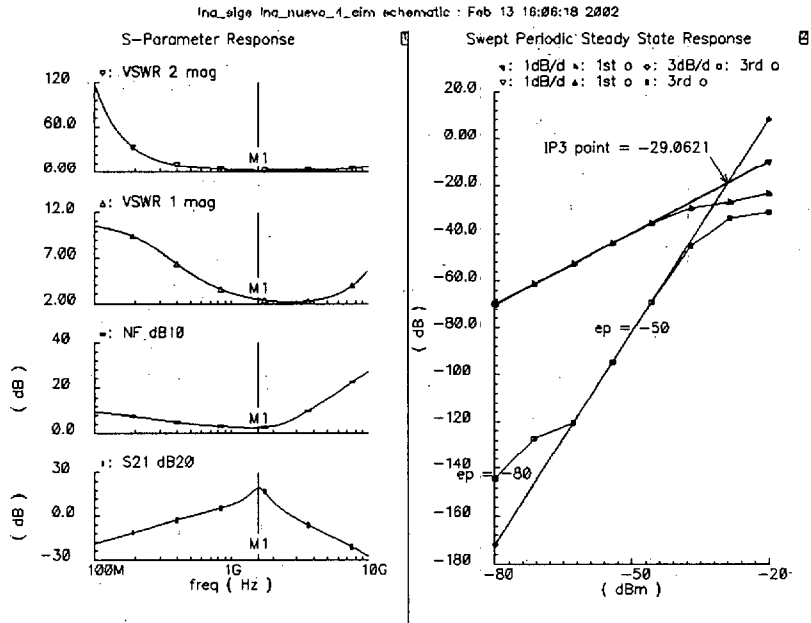


Figura 8.24 Resultados de la simulación del Diseño 2.

Tabla IX Parámetros característicos del Diseño 2

G	NF	VSWR ₁	VSWR ₂	IIP3	OIP3
20	2.46dB	2.47	1.22	-29.06dBm	-9.06dBm

8.6 Conclusiones

En este capítulo hemos estudiado los aspectos más importantes en el diseño de un amplificador de bajo ruido completamente integrado utilizando HBTs de SiGe e inductores espirales integrados. Este amplificador será usado como primera etapa en un receptor de GPS. Por ello en primer lugar estudiamos las señales transmitidas por los satélites que conforman el sistema de posicionamiento global y las arquitecturas para la implementación de los receptores de GPS. Tras este estudio concluimos que la arquitectura que mejor se adecúa a este tipo de diseños es la de conversión simple de IF baja. Gracias a la configuración especial de las señales emitidas por los satélites del sistema GPS, esta estructura permite detectar dichas señales añadiendo una complejidad mínima al diseño del receptor. Esto, a su vez, redundará en una reducción del coste final

del sistema. Seguidamente realizamos diferentes simulaciones a nivel de sistema de la estructura elegida y como resultado obtuvimos las especificaciones de diseño del LNA.

El siguiente paso, antes del diseño del amplificador propiamente dicho, fue el estudio de los transistores bipolares de heteroestructura de SiGe. Prestamos especial atención a sus diferencias con los transistores de homounión y a las características particulares de los HBTs suministrados por AMS. Este estudio es crucial ya que de él depende la elección de parámetros tales como el área de emisor, número de bases, etc. de cada uno de los transistores utilizados en el diseño final.

Seguidamente pasamos a la descripción del esquema circuital utilizado, destacando aquellos parámetros de diseño que influyen de forma directa en la ganancia, la figura de ruido y la linealidad del circuito. Siguiendo las pautas de este estudio, implementamos dos diseños, uno haciendo uso de la librería de inductores original suministrada por la empresa AMS, y otro usando la librería desarrollada en el transcurso de este trabajo. Comprobamos que gracias a la mayor cantidad de inductores disponibles y a que éstos eran de mejor calidad, el diseño realizado con nuestra librería mejoraba muchas de las prestaciones conseguidas con la librería original. Los parámetros que más se vieron beneficiados fueron la potencia consumida y el área utilizada.

Como conclusión final a este capítulo podemos decir que la disponibilidad de una librería de inductores con muchas posibilidades y que sea fácil de usar, resulta una herramienta de alto valor ya que facilita el diseño y mejora las prestaciones del circuito final. Esta librería debe ser transparente para el diseñador, es decir, debe ocultarle aquellas cuestiones específicas del diseño de las bobinas integradas (incluida la generación del *layout*), pero debe darle información sobre los parámetros externos, tanto eléctricos como físicos, de las mismas.

CAPÍTULO 9

CONCLUSIONES

A lo largo de esta memoria se ha ido indicando las conclusiones parciales de cada uno de los capítulos que la componen. A continuación presentamos un resumen de las mismas así como las líneas de investigación abiertas.

El presente trabajo aborda el estudio de los inductores integrados, así como algunas de sus aplicaciones. Comenzamos en el primer capítulo presentando los principios de funcionamiento de los inductores integrados, detallando los fenómenos físicos que se manifiestan en este tipo de estructuras. Además se presenta allí un estado del arte, destacando librerías y herramientas de diseño que incluyan estos componentes.

En el segundo capítulo revisamos el modelo clásico comúnmente utilizado en la caracterización de los inductores integrados. Presentamos el procedimiento empleado en la realización de las medidas y la metodología de desacople de medidas (*de-embedding*) necesario para aislar el dispositivo bajo prueba de los efectos parásitos de la estructura de medida que lo rodea. Por último, presentamos el proceso de caracterización comúnmente utilizado para extraer los parámetros que componen el modelo equivalente del inductor. Este proceso se basa en el ajuste por mínimos cuadrados de las admitancias de las diferentes ramas que componen el circuito equivalente. Además de tener un coste computacional alto, el método de ajuste pierde parte de la información relacionada con los fenómenos físicos asociados al inductor.

En el capítulo 3 nos centramos en la elaboración de una serie de experimentos encaminados a evaluar aquellos fenómenos asociados a los inductores integrados que aún no habían sido considerados de forma adecuada. Así, se diseñaron experimentos orientados a estudiar:

- La influencia del número de lados sobre el valor de la inductancia y del factor de calidad;

- La influencia de la distribución de las vías en las prestaciones finales de la bobina integrada;
- La viabilidad de aumentar el valor de la inductancia mediante la disposición de estructuras en serie; y
- El efecto de las corrientes de torbellino.

Otro de los objetivos del tercer capítulo fue el desarrollo de una librería de bobinas de valores comprendidos entre 0.5nH y 5nH para las frecuencias 0.85GHz, 1.5GHz, 1.8GHz, 2.4GHz y 5.6GHz. La tecnología utilizada es la BiCMOS de SiGe de la empresa AMS (*Austria Mikro Systeme International*) [1].

En el capítulo 4, presentamos los resultados obtenidos tras la fabricación y medida de las estructuras descritas en el capítulo anterior, así como la interpretación de las mismas.

Los resultados más relevantes se pueden resumir como sigue. En primer lugar se ha obtenido una librería de inductores integrados con valores de inductancia comprendidos entre 0.5nH y 5nH a las frecuencias de 0.85GHz, 1.5GHz, 1.8GHz, 2.4GHz y 5.6GHz, cuyos factores de calidad superan los de librerías precedentes de la empresa colaboradora AMS.

En cuanto al resto de experimentos se constató que el factor de calidad de un inductor integrado aumenta si se utiliza un número elevado de lados y si se unen los metales que lo forman con una única vía continua en toda la longitud de la espiral.

Por otro lado, el uso de estructuras serie no mejora las prestaciones de los inductores para la tecnología usada debido, principalmente, a los efectos del acoplamiento con el sustrato. Sin embargo, no se descarta que este tipo de estructuras puedan ser viables en otras tecnologías en las que el sustrato sea más aislante.

Por último, se comprobó que los inductores diseñados con pistas que llegan hasta el centro no deben ser descartados ya que algunos son válidos en numerosas aplicaciones.

Un resultado adicional de los experimentos es la gran cantidad de información adquirida. En total se fabricaron y midieron más de 100 inductores integrados con muy variadas características geométricas. Esta cantidad de información supera con mucho el número de estructuras medidas que se presentan en otros trabajos encontrados en la literatura que, en contados casos, supera la decena. Por ello, en los capítulos siguientes utilizamos esta información para investigar el modelado de los inductores integrados en

busca de nuevos modelos que den cuenta del funcionamiento de los mismos de forma más fiable.

Como resultado de estas investigaciones en el capítulo 5 presentamos una modificación al modelo convencional que representa el funcionamiento de los inductores integrados para un rango de frecuencias superior. Este modelo se basa en la interpretación física de los fenómenos que ocurren en los inductores espirales integrados, y presenta, como novedad, la inclusión de una resistencia que da cuenta de las pérdidas asociadas al óxido que hay entre el *underpass* y la espiral y entre las propias pistas.

Por otro lado, en este capítulo se ofrecen expresiones cerradas para el cálculo de los elementos nuevos del modelo. Estas expresiones dependen de los parámetros geométricos y del proceso de fabricación y por ello son aptas para su utilización en modelos paramétricos.

Por último, basándonos en el estudio del modelo modificado hemos desarrollado una nueva metodología de extracción de parámetros más eficiente que el ajuste tradicional. Esta metodología no está basada en ajustes numéricos y por tanto tiene un coste computacional muy reducido. Además, los resultados obtenidos con la nueva metodología, que reposa en la física del inductor, proporciona más información acerca de su respuesta.

Aunque el modelo presentado en el capítulo 5 se ajusta bien a las medidas de las bobinas caracterizadas, tiene el problema de no ser escalable. De hecho, la obtención de este tipo de modelos escalables basados en elementos discretos cuyos valores de componentes se extraigan directamente de los parámetros del *layout* y de la tecnología, es un área de investigación de alto interés y que aún no está del todo explorada. Por esta razón, gran parte de nuestro esfuerzo se dirigió al desarrollo de un modelo paramétrico para la descripción de los fenómenos físicos que tienen lugar en los inductores espirales integrados sobre sustrato de silicio. El capítulo 6 está dedicado íntegramente a exponer los frutos de este trabajo. Así, se obtuvo un conjunto de ecuaciones que caracterizan los elementos del circuito equivalente basándose en la interpretación física del modelo modificado presentado en el capítulo 5. Las principales aportaciones realizadas en este trabajo se resumen a continuación:

- nueva fórmula para la inductancia de las bobinas espirales integradas que tiene en cuenta la inductancia asociada a las pistas de interconexión de la espiral con el resto del circuito;



- nueva fórmula para la resistencia serie de la bobina que incluye los fenómenos relacionados con el efecto pelicular y descripción cuantitativa de su efecto en el funcionamiento de la bobina. Se ha visto que para nuestro caso su variación con la frecuencia se puede despreciar;
- nuevas fórmulas para C_p y R_p basadas en los estudios del capítulo 5; y
- revisión de las expresiones de los elementos circuitales que modelan el sustrato conteniendo parámetros tales como su constante de tiempo, la cual se puede extraer de forma indirecta de las medidas.

Así mismo, en este capítulo se estudiaron, tanto cualitativa como cuantitativamente, los factores de degradación, incluyendo los elementos nuevos del modelo, y se determinó qué parámetros afectan más en las distintas regiones de funcionamiento de la bobina.

Los resultados obtenidos con el modelo propuesto arrojan unos errores inferiores a la incertidumbre de la medida con lo que se concluye que el modelo puede ser utilizado en programas de optimización. De hecho, en el último apartado de este capítulo se presenta un algoritmo de optimización basado en las ecuaciones obtenidas, que pone de manifiesto los compromisos entre los parámetros geométricos y eléctricos que caracterizan el funcionamiento de la bobina. Este algoritmo sirve como ayuda en la toma de una decisión sobre qué combinación utilizar para obtener una inductancia determinada a una frecuencia dada, y que proporcione el mejor factor de calidad con un consumo de área mínimo.

Todo el trabajo presentado a lo largo de esta tesis carecería de sentido si no se pudiese utilizar de forma efectiva en el diseño de circuitos. Por ello consideramos necesario el desarrollo de herramientas que facilitasen al diseñador de circuitos la elección del inductor más adecuado a sus necesidades, ocultándole aquellos detalles que no son esenciales para las tareas de diseño. En el capítulo 7 presentamos tres herramientas diferentes insertadas dentro de CADENCE que son una estimable ayuda en las tareas de diseño.

La primera de las herramientas selecciona el inductor más apropiado para una aplicación determinada y proporciona el modelo que mejor especifica su funcionamiento. Este modelo puede ser cualquiera de los desarrollados en este trabajo: modelo modificado, modelo modificado con componentes adicionales y modelo con componentes variables con la frecuencia. El programa realiza la selección buscando entre aquellos inductores que han sido previamente medidos. Así puede proporcionar información adicional como, por ejemplo, el ancho de banda de validez del modelo

seleccionado. La disponibilidad de este dato supone una gran ventaja. El inconveniente fundamental es que no se pueden utilizar inductores con cualquier valor inductivo.

La segunda herramienta, el generador automático de inductores basado en el modelo paramétrico, palió en gran medida esta dificultad ya que con ella se puede generar inductores de cualquier valor. Obviamente, en este caso no podemos disponer de información relativa al ancho de banda de validez del modelo, ya que no hay medidas con las que establecer una comparación.

Por último, en el capítulo 7 presentamos un generador automático de *layouts* que puede ser utilizado junto a los programas anteriores o de forma independiente. Esta herramienta presenta multitud de posibilidades y facilita el diseño de los inductores espirales integrados.

La utilización de las tres aplicaciones de forma conjunta se convierte en una potente herramienta que reduce el tiempo dedicado a la selección y generación del inductor. Así, el diseñador puede cambiar el inductor y simular de nuevo el circuito de forma rápida y sencilla.

En el capítulo 8, y como complemento al núcleo del trabajo de investigación descrito en la memoria, abordamos el diseño de uno de los circuitos más importantes en cualquier receptor de RF: el LNA o amplificado de bajo ruido. Concretamente este diseño será usado como primera etapa en un receptor de GPS y por tanto sus características dependen del sistema en el que va a ser insertado. El objeto fundamental de este capítulo es mostrar como el disponer de una buena librería de inductores es crucial para la consecución de un buen diseño. Por ello se hicieron dos diseños diferentes, uno utilizando una librería de 20 inductores suministrada por la compañía fundidora y otro con la herramienta presentada en el capítulo 7. Se observó como se alcanzaron los objetivos de forma más sencilla y se obtuvo un circuito con un área y un consumo mucho menores gracias a la mayor cantidad de inductores disponibles y a que éstos eran de mejor calidad.

Como conclusión final podemos decir que la disponibilidad de una librería de inductores amplia y fácil de usar, resulta una herramienta de alto valor ya que facilita el diseño y mejora las prestaciones del circuito final. Esta librería debe ser transparente para el diseñador, es decir, debe ocultarle las cuestiones específicas del diseño de las bobinas integradas propiamente dicha (incluida la generación del *layout*), pero debe ofrecerle información sobre los parámetros externos, tanto eléctricos como físicos, de las mismas.

9.1 Líneas abiertas

Las líneas abiertas por el presente trabajo son numerosas y variadas, dada la novedad de la disciplina en la que está inscrito (diseño de circuitos integrados de radiofrecuencia en tecnologías basadas en el silicio). A continuación enumeramos algunas de ellas:

- Utilización de las estrategias de modelado para otras tecnologías basadas en silicio, como puede ser CMOS.
- Diseño del resto de circuitos del cabezal de GPS usando la tecnología y herramientas objeto de este trabajo.
- Diseño de circuitos integrados para otros estándares en el rango de pocos GHz en los que se pueden utilizar los inductores fabricados.
- Explorar nuevas tecnologías en las que el sustrato sea menos influyente, como por ejemplo SoI.
- Estudiar la viabilidad de aumentar el valor de la inductancia mediante la disposición de estructuras en serie en tecnologías en las que el sustrato sea más resistivo.
- Incorporar en otros entornos de diseño, como por ejemplo MENTOR GRAPHICS, las herramientas desarrolladas.
- Aplicar las técnicas de diseño, medida y caracterización presentadas en el estudio de otros elementos pasivos, como pueden ser los varactores.
- Diseño de filtros pasivos.

APÉNDICE A

LAYOUT FINAL

A.1 Layout final

En este apéndice se muestran diferentes fotografías del chip fabricado así como el *layout* completo. En total consta de 128 inductores espirales integrados con sus correspondientes anillos de guarda. Así mismo, se incorporan también los *layouts* de las estructuras para hacer el desacoplo de medidas: 4 anillos de guarda en abierto, 4 en cortocircuito y 4 en abierto y cortocircuito simples (uno a cada lado del anillo de guarda). El área total ocupada es de 8 x 10 mm².

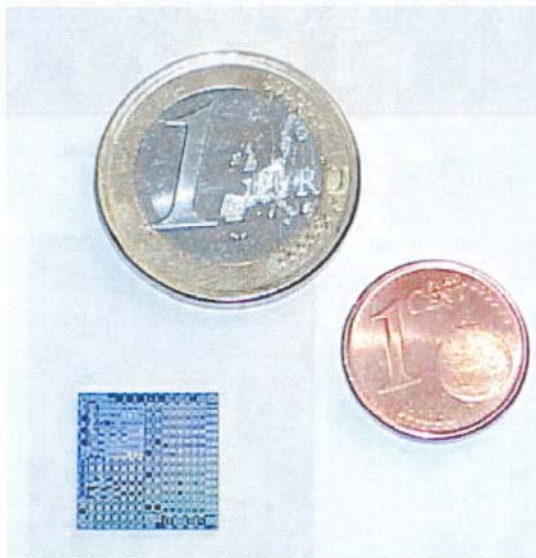
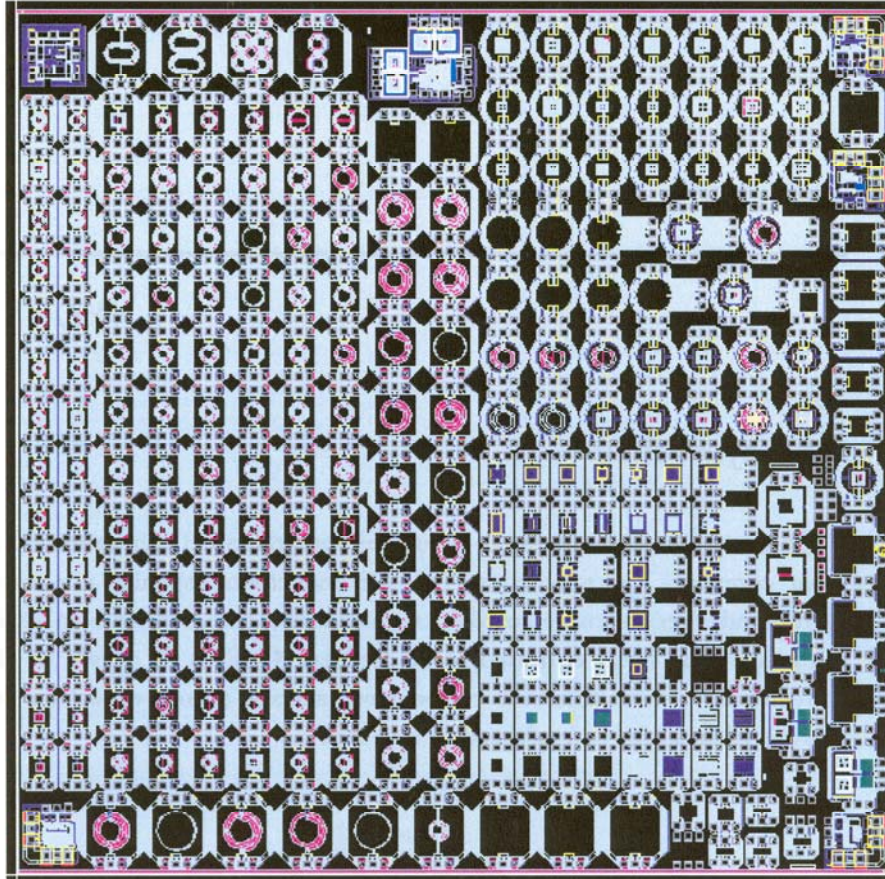
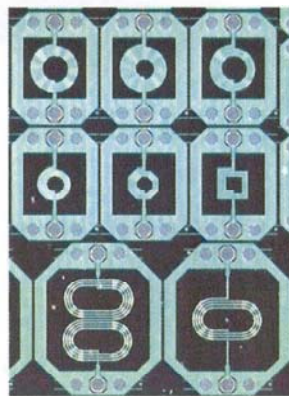


Figura A.1 Foto del chip completo.

Figura A.2 *Layout* final.Figura A.3 Detalle de una región del *layout*.

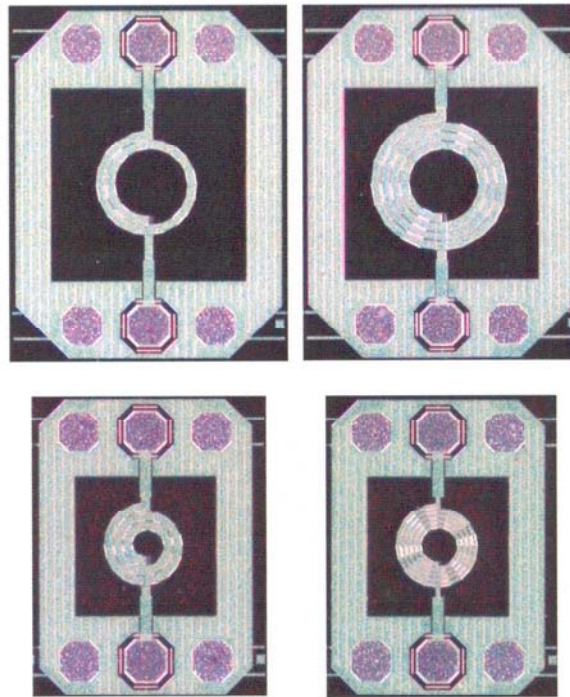


Figura A.4 Detalle de algunas de las estructuras fabricadas.

APÉNDICE B

MODELADO DE L Y Q PARA INDUCTORES CON DIFERENTES DIMENSIONES

B.1 Características geométricas de los inductores

En este apéndice se muestran las gráficas de inductancia y factor de calidad medidos y modelados. Los modelos representados son: el modelo modificado, el modelo con componentes variables con la frecuencia y el modelo paramétrico. Las características geométricas de inductores representados son:

Nombre	n	r (μm)	w (μm)	s (μm)
B_1	4,5	110	12	1,8
Bo_2	2,5	158	26	1,8
Bob_3	1,5	220	41	1,8
Bob_1	2,5	248	42	1,8

B.2 B_1

B.2.1 Modelo modificado

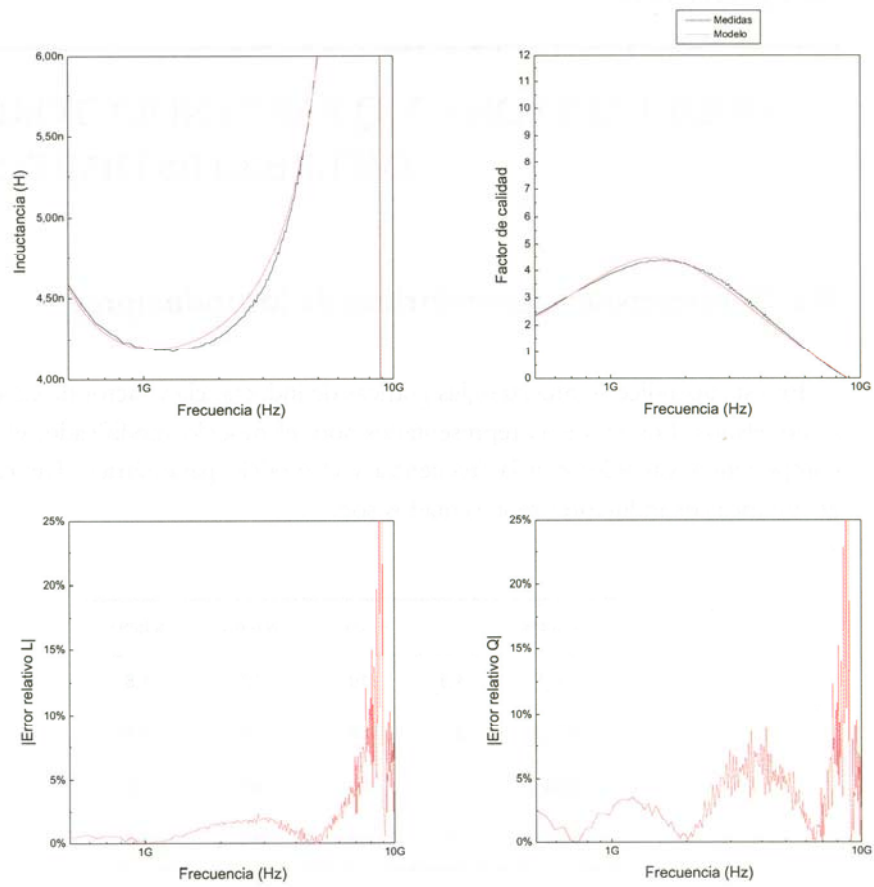


Figura B.1

B.2.2 Modelo en banda ancha variable con la frecuencia

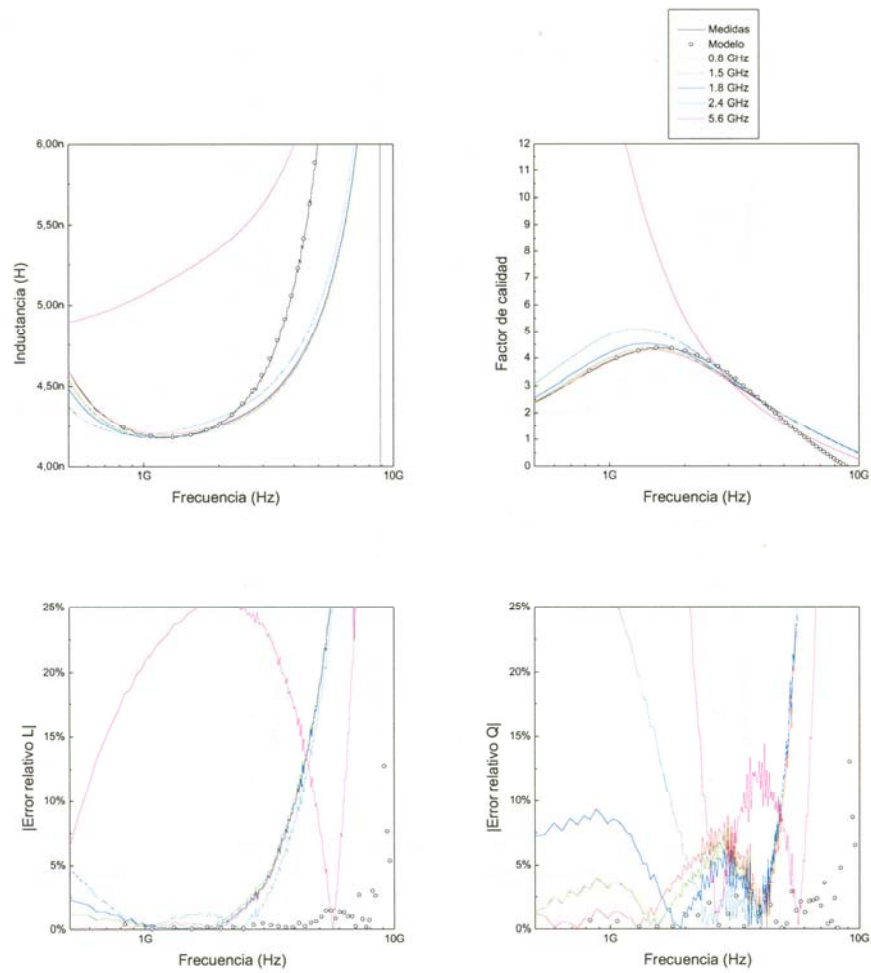


Figura B.2

B.2.3 Modelo paramétrico

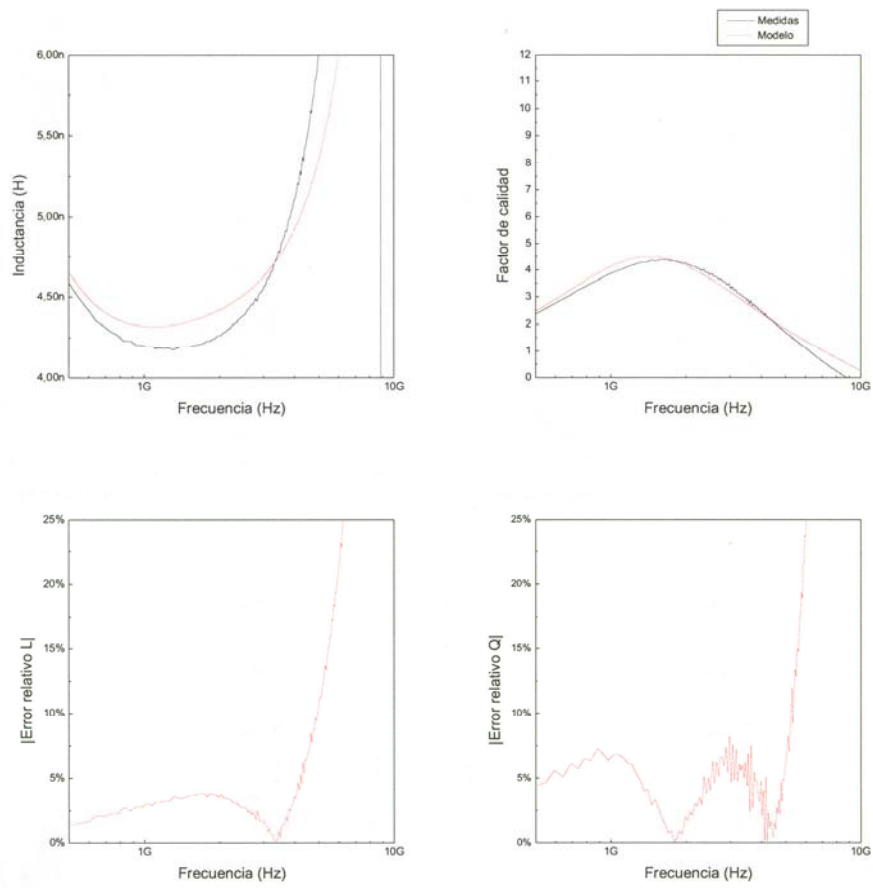


Figura B.3

B.3 Bo_2

B.3.1 Modelo modificado

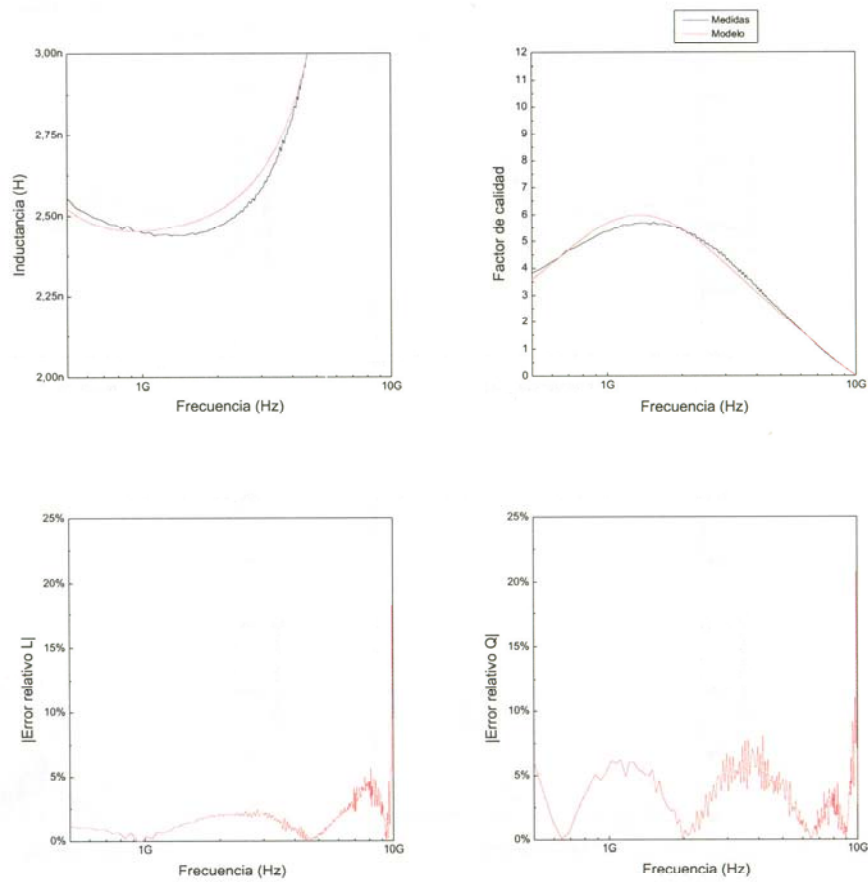


Figura B.4

B.3.2 Modelo en banda ancha variable con la frecuencia

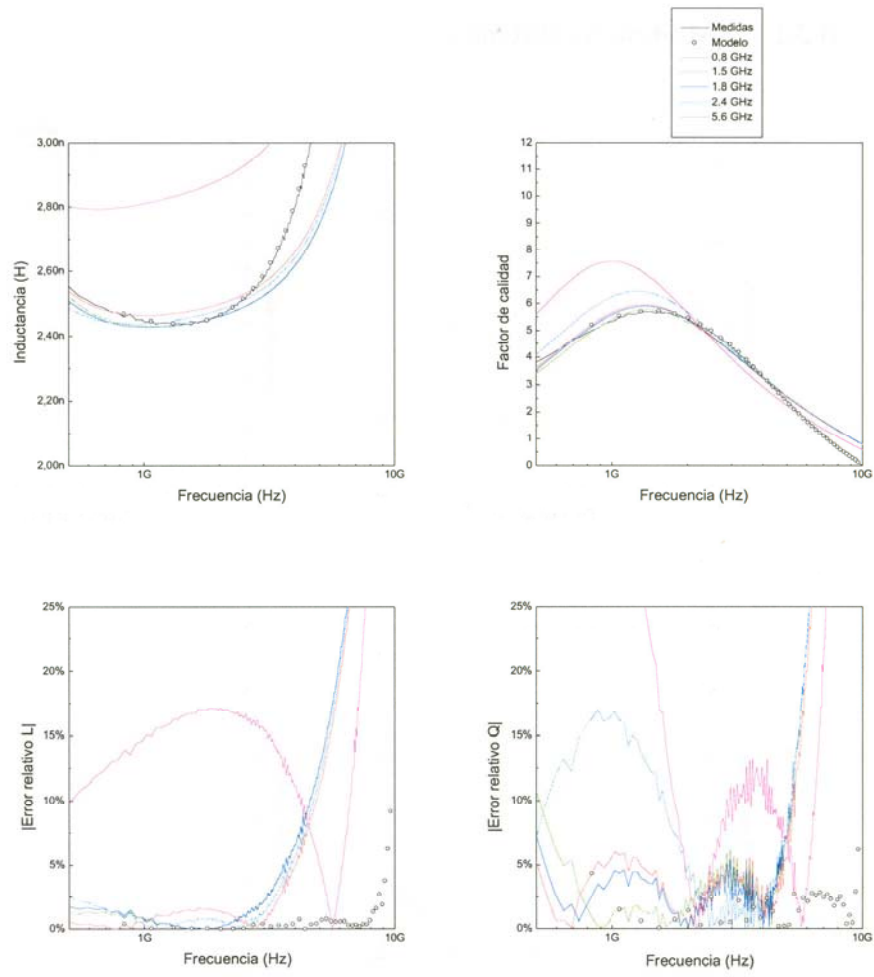


Figura B.5

B.3.3 Modelo paramétrico

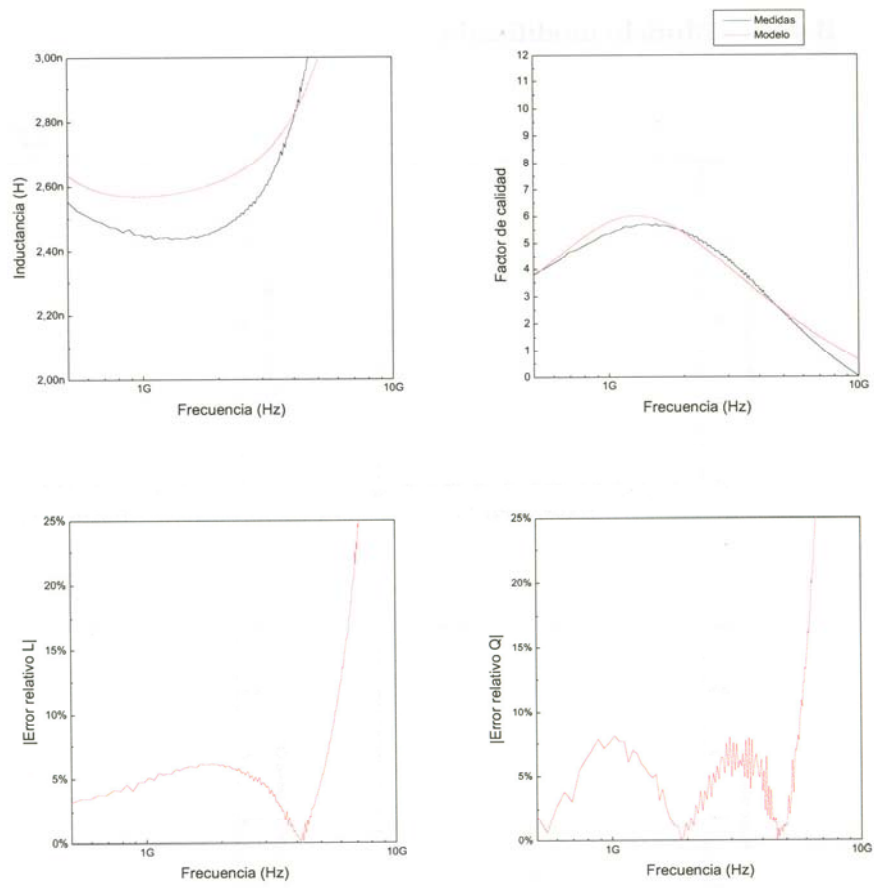


Figura B.6

B.4 Bob_3

B.4.1 Modelo modificado

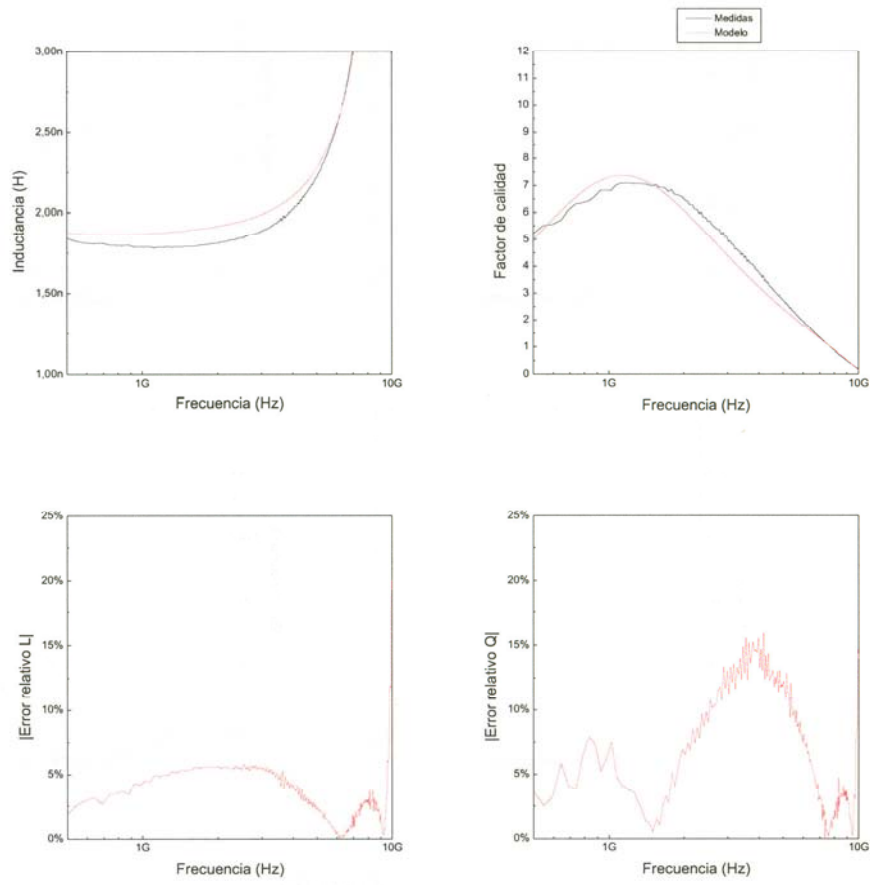


Figura B.7

B.4.2 Modelo en banda ancha variable con la frecuencia

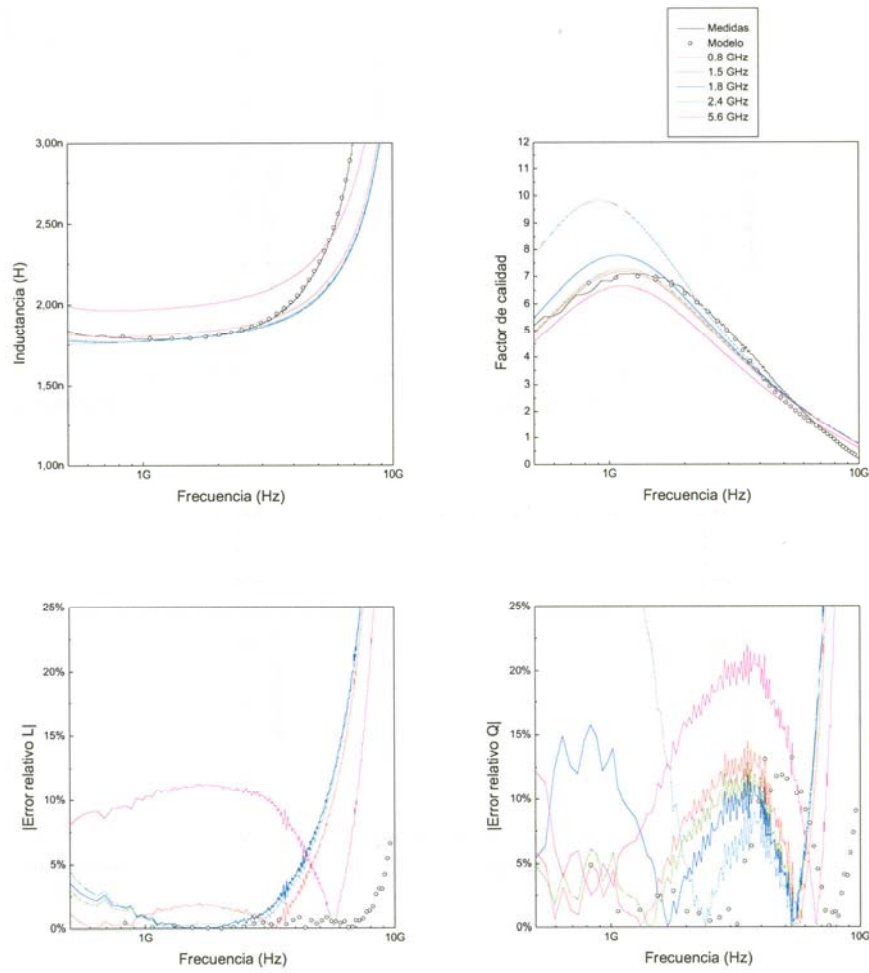


Figura B.8

B.4.3 Modelo paramétrico

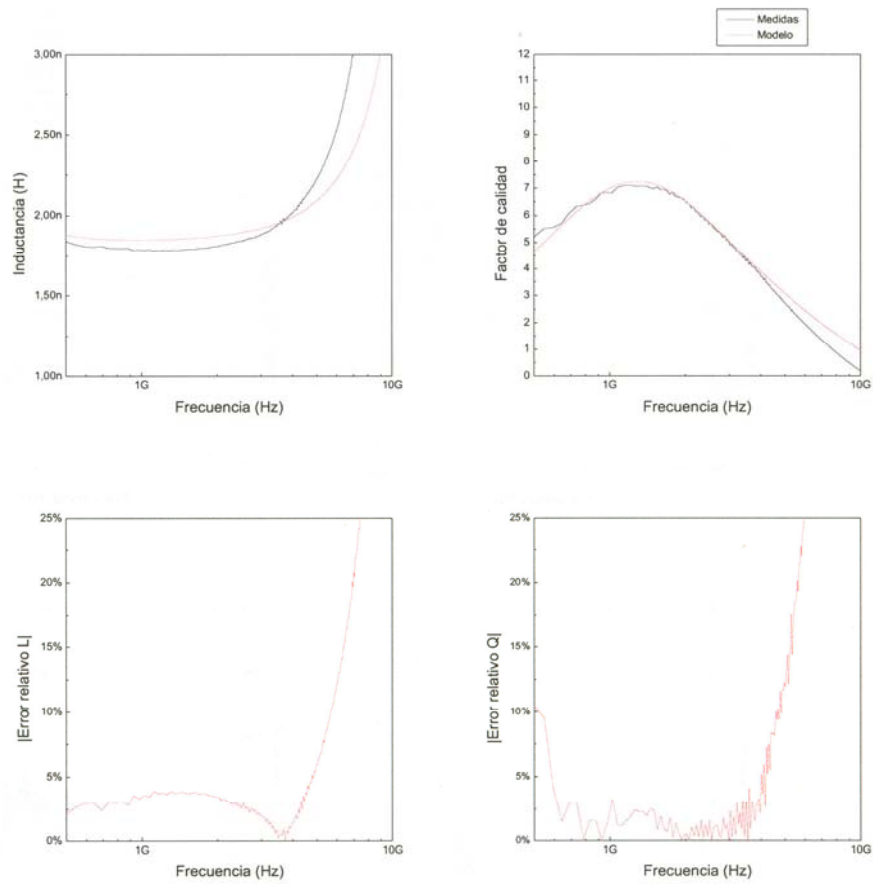


Figura B.9

B.5 Bobi_1

B.5.1 Modelo modificado

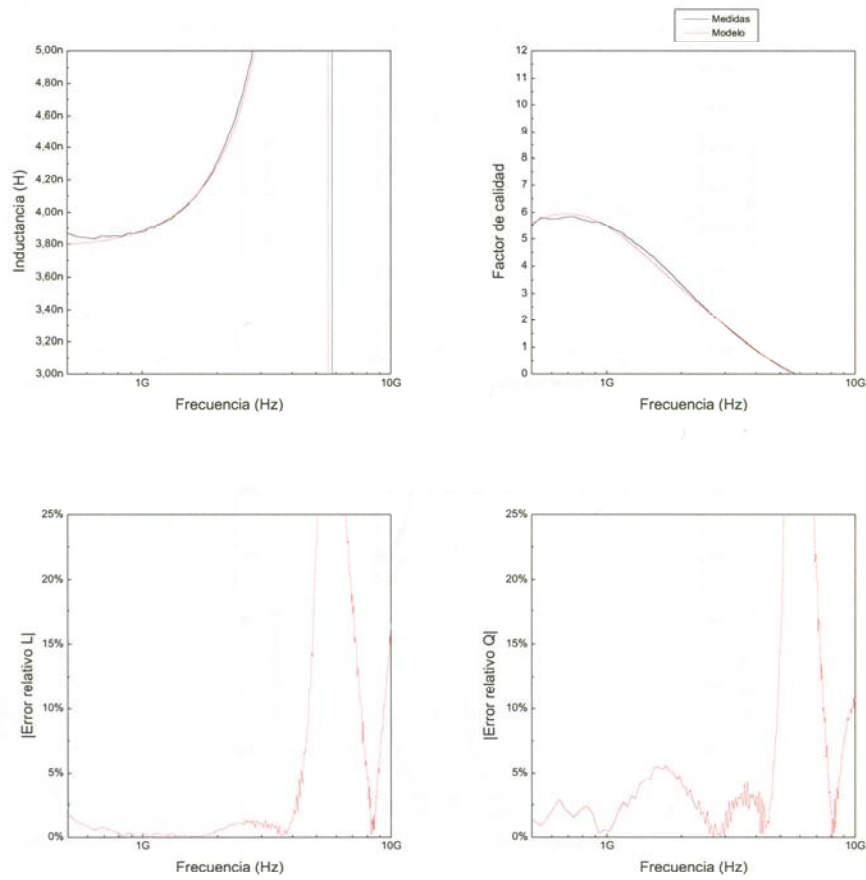


Figura B.10

B.5.2 Modelo en banda ancha variable con la frecuencia

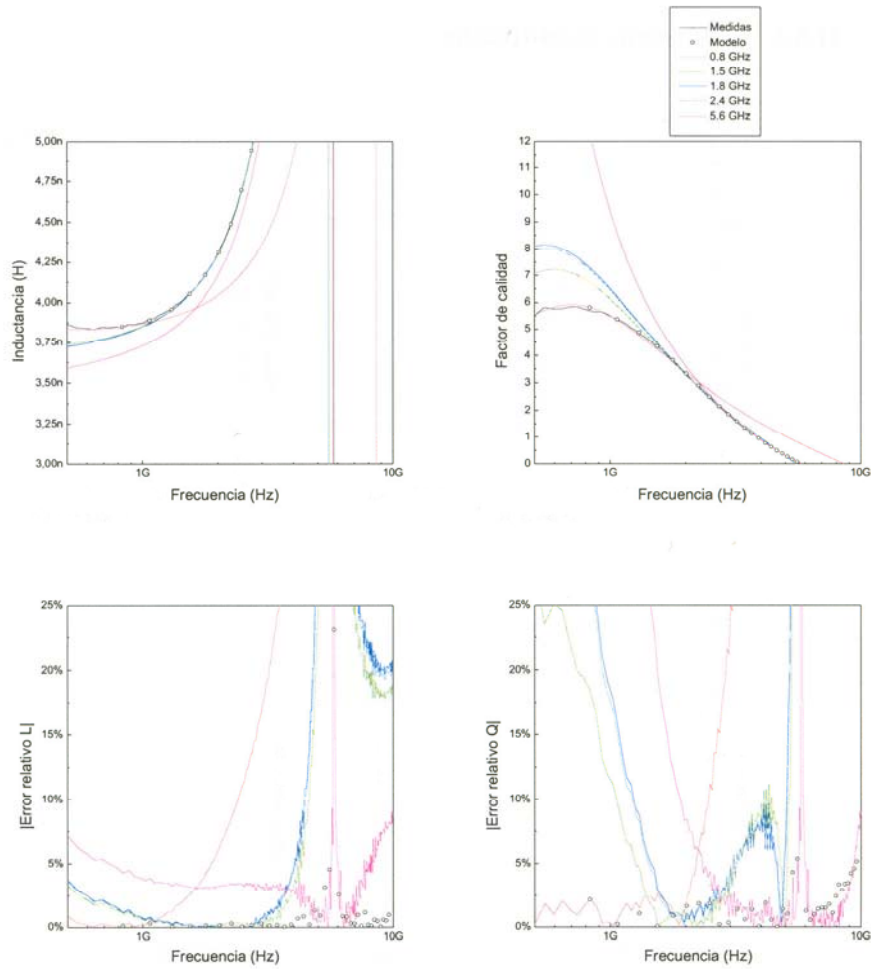


Figura B.11

B.5.3 Modelo paramétrico

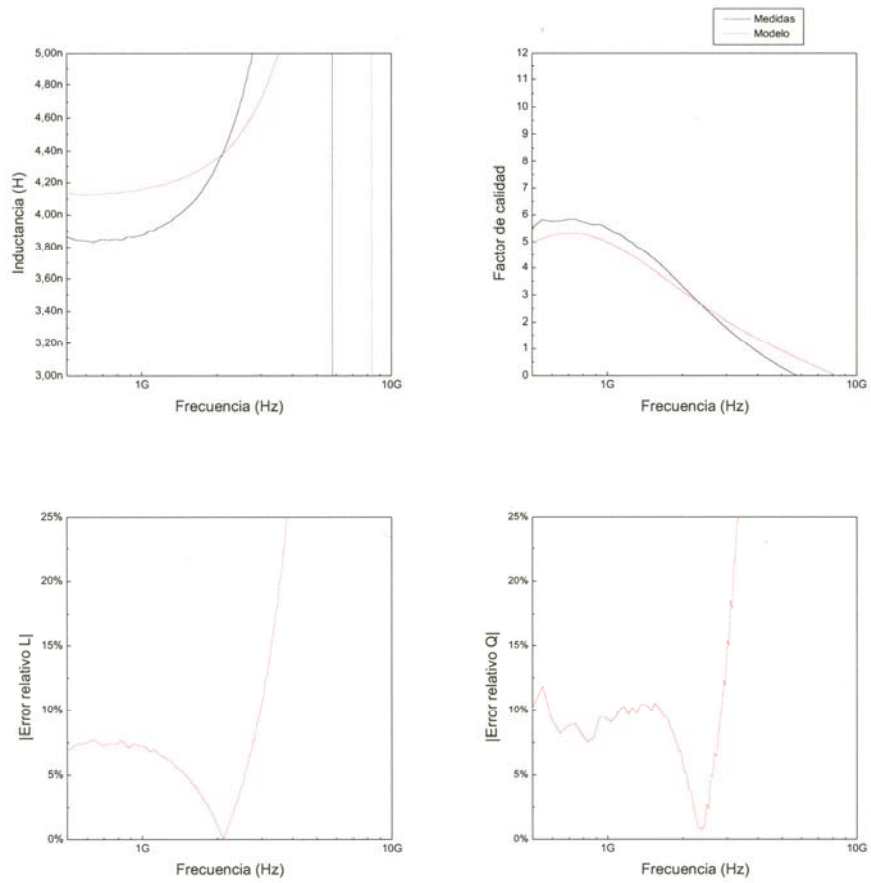


Figura B.12

APÉNDICE C

DENSIDAD DE CORRIENTE EN UN CONDUCTOR RECTANGULAR

C.1 Expresión en una dimensión

Sea $\vec{E}(t)$ el campo eléctrico responsable de la densidad de corriente de conducción dada por $\vec{J} = \sigma \vec{E}$ (suponiendo un conductor lineal, isótropo y homogéneo) en la tira de metal rectangular de la Figura 6.7. La distribución de la densidad de corriente se puede estimar resolviendo las ecuaciones de Maxwell en una pista de metal larga, expresada como la siguiente ecuación de onda compleja [52]

$$\nabla^2 \vec{J} = j\omega\mu\sigma\vec{J} \quad (\text{C.1})$$

donde se ha despreciado la corriente de desplazamiento (para un buen conductor se verifica que $\sigma \gg \omega\epsilon$). También se ha supuesto aquí que dentro del metal no hay ni cargas libres ni densidades de corriente libres.

Este problema, que es tridimensional por naturaleza, se puede simplificar a uno de dos dimensiones suponiendo que las dimensiones transversales de la pista de metal son mucho menores que la longitud de onda asociada. Así, la componente longitudinal de la densidad de corriente domina sobre las componentes transversales. Una simplificación adicional consiste en despreciar los efectos de borde, $w \gg t$. En tal caso $\vec{J}(x, y, z) \approx \vec{J}_z(y) = \vec{a}_z J_z(y)$; donde \vec{a}_z es el vector unidad en la dirección longitudinal (OZ).

La solución de la ecuación (C.1) en una dimensión se puede expresar como:

$$J_z(y) = a \cdot e^{\gamma y} + b \cdot e^{-\gamma y} \quad (\text{C.2})$$

La constante de propagación compleja γ , y la profundidad de penetración, δ , vienen dadas por:

$$\gamma = \frac{1+j}{\delta}, \delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} \quad (\text{C.3})$$

Las condiciones de contorno son bastante simples. La primera supone que la densidad de corriente es una función impar de y , y la segunda considera que la corriente $J(0)=J_0$ es conocida.

La primera condición no es real porque implica que se desprecia el efecto de proximidad que supone el plano de tierra que la mayoría de los circuitos para RF incorporan debajo de las pistas de metal. Este plano de tierra fuerza a la corriente en la pista de metal a circular principalmente en el borde cercano a dicho plano de tierra (ver Figura C.1). No debemos olvidar que en este estudio estamos manejando una entidad física no real: una pista de metal aislada.

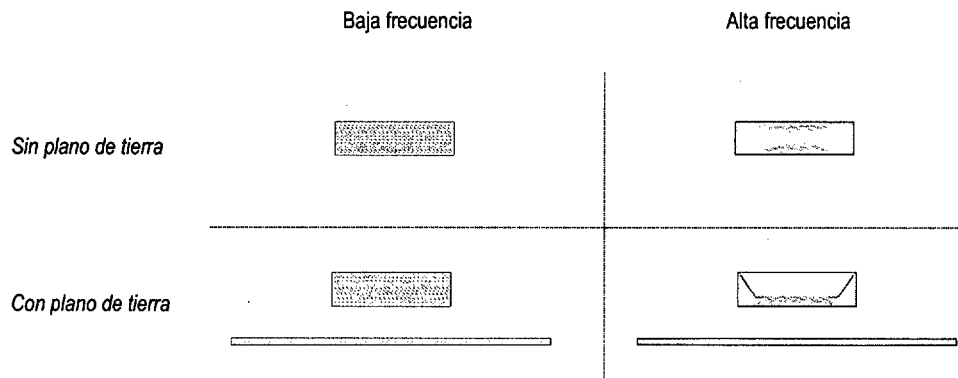


Figura C.1 Distribución de la densidad de corriente sobre la sección transversal de una pista de metal con y sin plano de tierra para frecuencias bajas y para frecuencias altas.

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

Considerando estas dos simples condiciones de contorno, la solución que se obtiene es:

$$\vec{J}_z(y) = \vec{a}_z \frac{J_0}{2} (e^{\gamma y} + e^{-\gamma y}) \quad (\text{C.4})$$

La ecuación (C.4) muestra que esta corriente es “empujada” hacia el borde del conductor a medida que aumenta la frecuencia (efecto pelicular).

C.2 Expresión en dos dimensiones

La densidad de corriente se puede expresar de forma alternativa como:

$$\vec{J}(x, y, z) \approx \vec{J}_z(x, y) = \vec{a}_z J_z^X(x) \cdot J_z^Y(y) \quad (\text{C.5})$$

La solución establecida por las condiciones de contorno presentadas anteriormente para el caso unidimensional es:

$$J_z(x, y) = \frac{J_0}{4} (e^{\gamma_{2D}x} + e^{-\gamma_{2D}x}) (e^{\gamma_{2D}y} + e^{-\gamma_{2D}y}), \quad \gamma = \frac{1+j}{\delta_{2D}} \quad (\text{C.6})$$

Una condición de contorno apropiada debería ser escrita en términos del campo electromagnético en el dieléctrico que rodea a la pista de metal [53]. Sin embargo, que sepamos, en casos así aún no se dispone de una solución analítica.

APÉNDICE D

MUESTRARIO DE POSIBILIDADES DE LA HERRAMIENTA DE *LAYOUTS*

D.1 Muestras de inductores con metales en paralelo

Parámetros comunes a todas las bobinas expuestas:

Anchura de las pistas: 12μ

Distancia entre pistas: 2μ

Longitud del path de salida: 10μ

Radio externo: 100μ

Figura D.1 hasta Figura D.19 y figuras múltiples, n° de lados: 20, n° vueltas: 3.5

Figura D.20 n° de lados:4, n° vueltas: 5.5

Figura D.21 n° de lados:8, n° vueltas: 5.5

Figura D.22 n° de lados:80, n° vueltas: 5.5

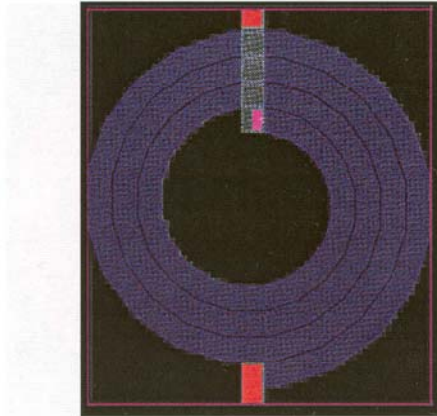


Figura D.1 Espiral-METAL1, Entrada-METAL2.

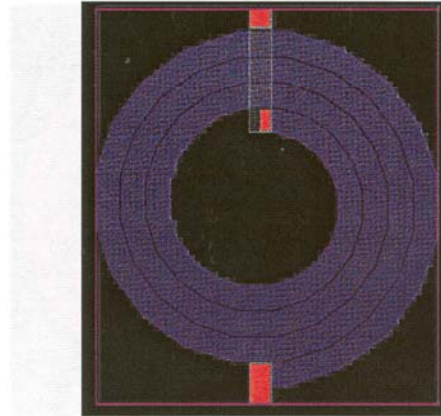


Figura D.2 Espiral-METAL1, Entrada-METAL3.

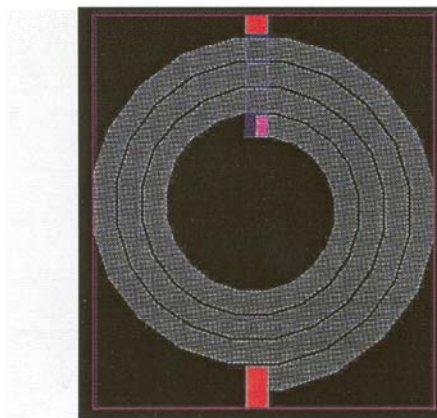


Figura D.3 Espiral-METAL2, Entrada-METAL1.

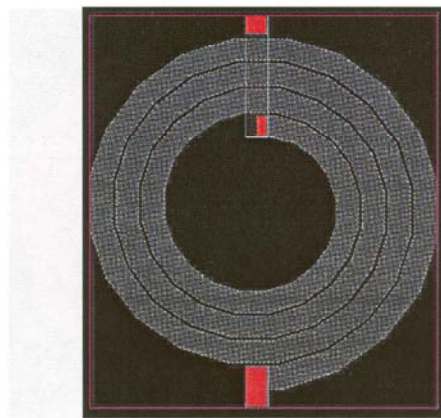


Figura D.4 Espiral-METAL2, Entrada-METAL3.

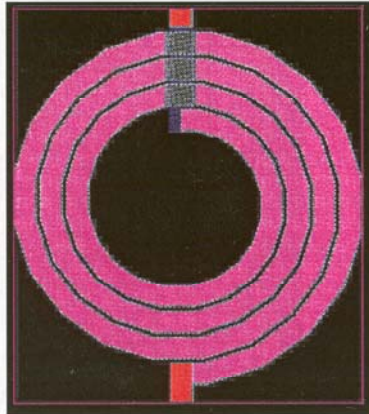


Figura D.5 Espiral-METAL1 y METAL2,
Entrada-METAL1.

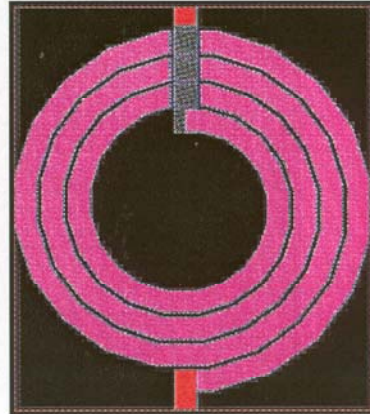


Figura D.6 Espiral-METAL1 y METAL2,
Entrada-METAL2.

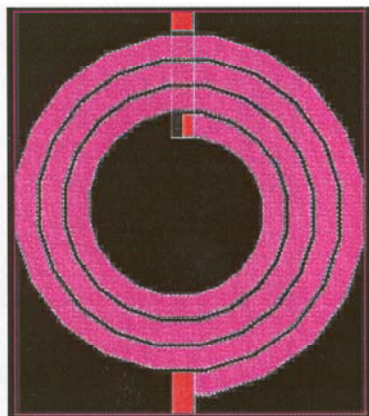


Figura D.7 Espiral-METAL1 y METAL2,
Entrada-METAL3.

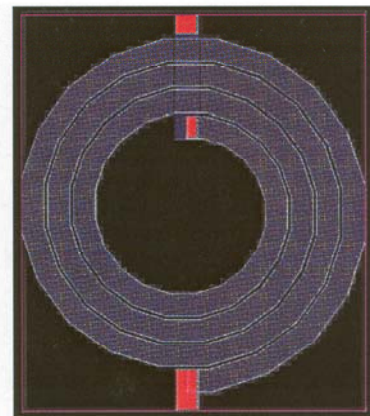


Figura D.8 Espiral-METAL1 y METAL3,
Entrada-METAL1.

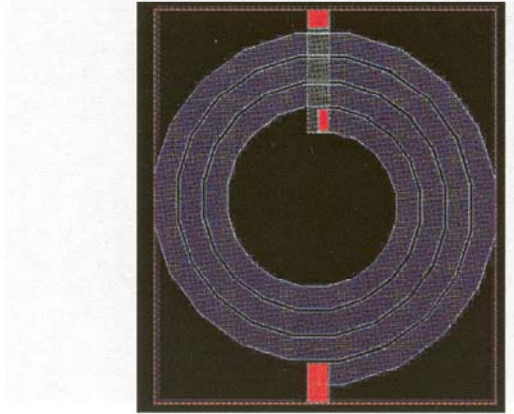


Figura D.9 Espiral-METAL1 y METAL3,
Entrada-METAL2.

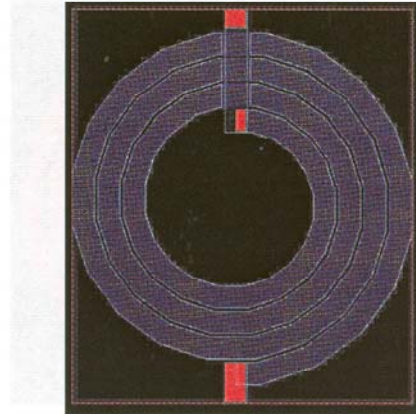


Figura D.10 Espiral-METAL1 y METAL3,
Entrada-METAL3.

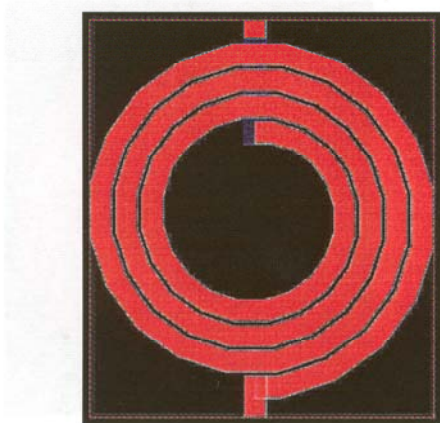


Figura D.11 Espiral-METAL2 y METAL3,
Entrada-METAL1.

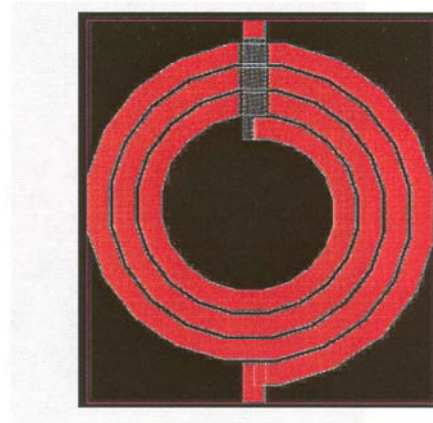


Figura D.12 Espiral-METAL2 y METAL3,
Entrada-METAL2.



Figura D.13 Espiral-METAL2 y METAL3, Entrada-METAL3.

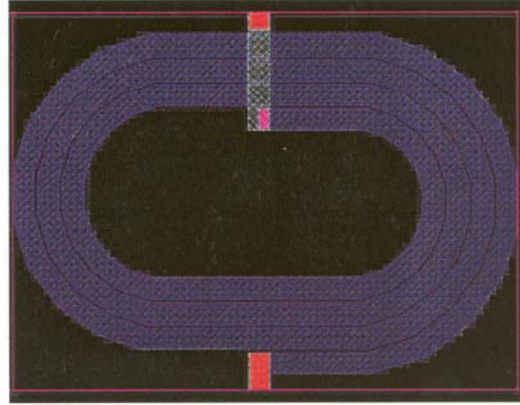


Figura D.14 Inductor Largo en X, Espiral-METAL1, Entrada-METAL2.

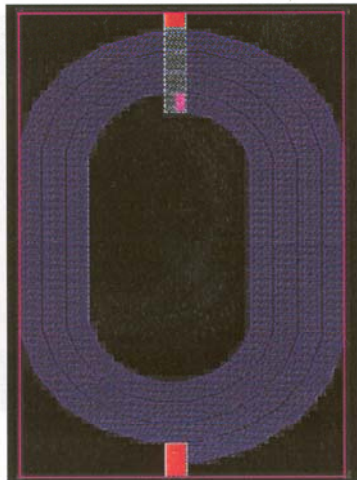


Figura D.15 Inductor Largo en Y, Espiral-METAL1, Entrada-METAL2.

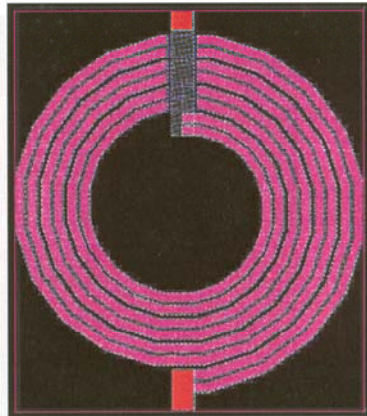


Figura D.16 Corte METAL en 2, Corte VIA en 2, toda espiral, Espiral-METAL1 y METAL2, Entrada-METAL2.

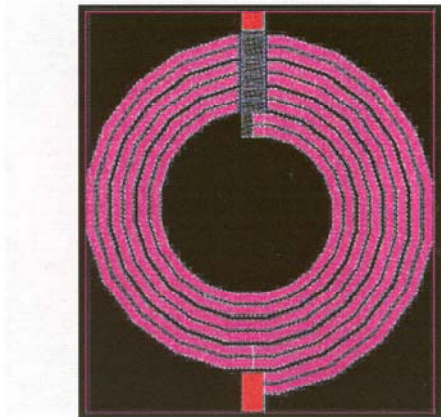


Figura D.17 Corte METAL en 2, 2.5 vueltas
Corte VIA en 2, toda espiral, Espiral-METAL1 y
METAL2 Entrada-METAL2.

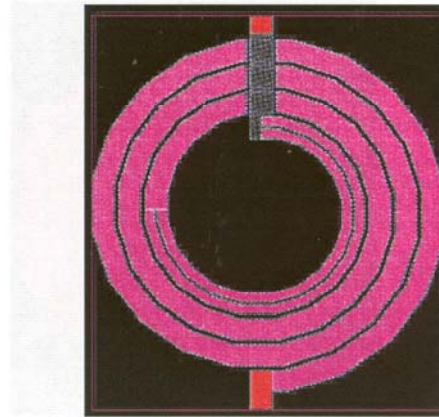


Figura D.18 Corte METAL en 2, 0.75
vueltas, Corte VIA en 2, 0.75 vueltas, Espiral-
METAL1 y METAL2, Entrada-METAL2.

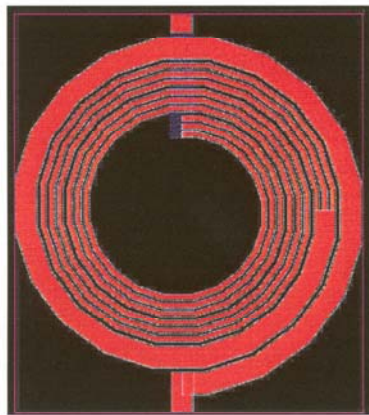


Figura D.19 Corte METAL en 3, 2.25
vueltas, Corte VIA en 3, 2.25 vueltas, Espiral-
METAL2 y METAL3, Entrada-METAL1.

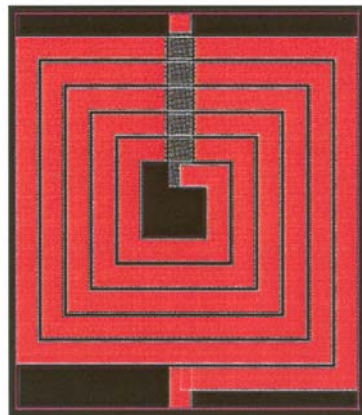


Figura D.20 Espiral-METAL2 y METAL3,
Entrada-METAL3.

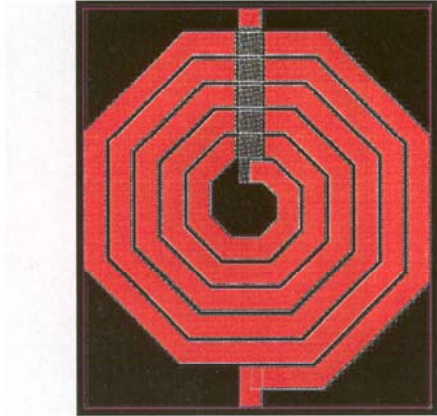


Figura D.21 Espiral-METAL2 y METAL3,
Entrada-METAL2.

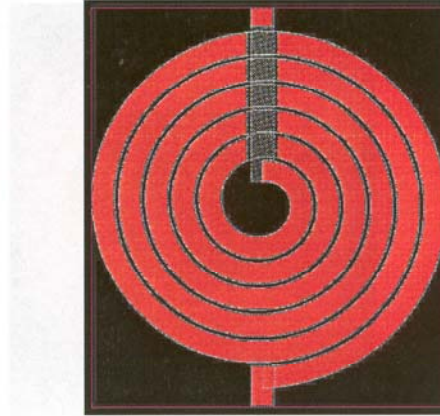
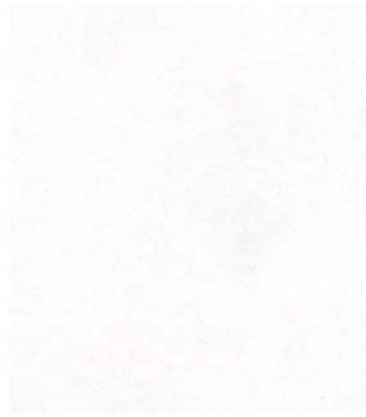
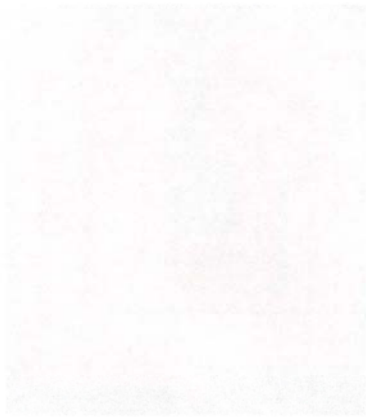


Figura D.22 Espiral METAL2 y METAL3,
Entrada-METAL2.



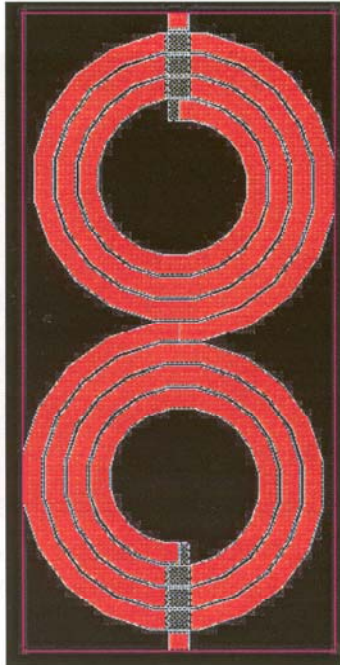


Figura D.23 Espiral Múltiple 2, Espiral-METAL2 y METAL3, Entrada-METAL2.

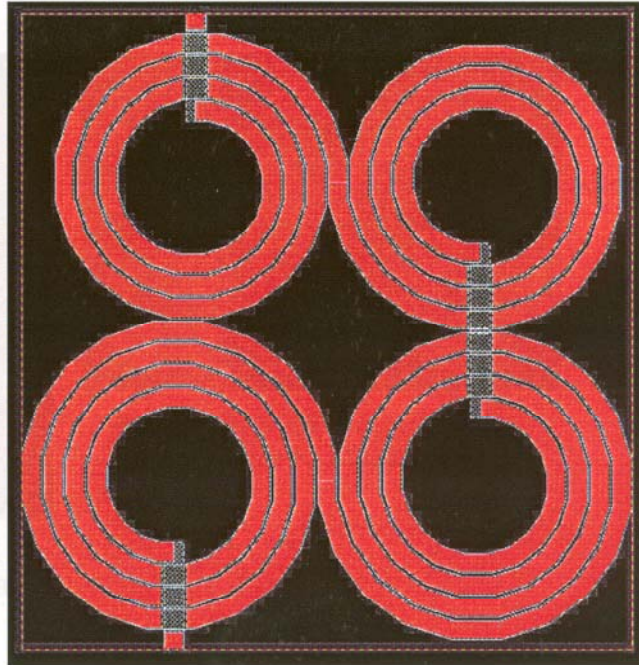


Figura D.24 Espiral Múltiple 4, Espiral-METAL2 y METAL3, Entrada-METAL2.

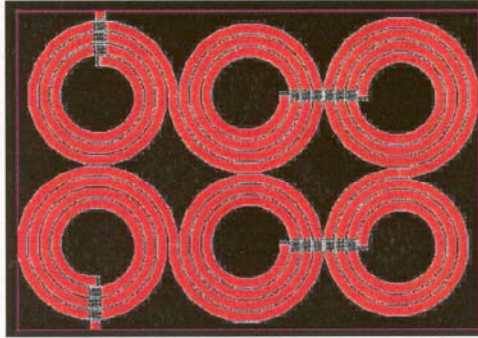


Figura D.25 Espiral Múltiple 9, Espiral-METAL2 y METAL3, Entrada-METAL2.

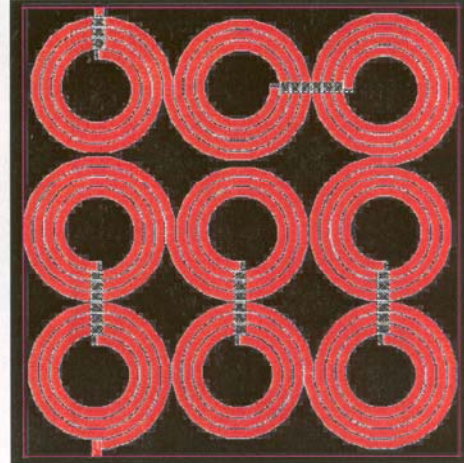


Figura D.26 Espiral Múltiple 6, Espiral-METAL2 y METAL3, Entrada-METAL2.

D.2 Muestras de inductores conectados en serie

Parámetros comunes a todas las bobinas expuestas:

Anchura de las pistas: 12μ

Distancia entre pistas: 2μ

Longitud de la pista de salida: 10μ

Radio externo: 100μ

Número de vueltas en espira: 3.5. Figura D.34, n° de vueltas: 5.5

Figura D.27 hasta Figura D.37, n° de lados: 20

Figura D.38 hasta Figura D.40, n° de lados: 80

Figura D.41 n° de lados: 4

Figura D.42 n° de lados: 8

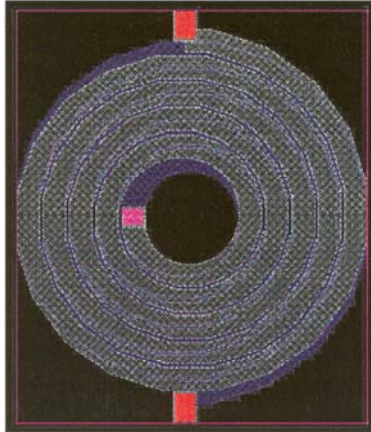


Figura D.27 1ª Espiral-METAL1, 2ª Espiral-METAL2.

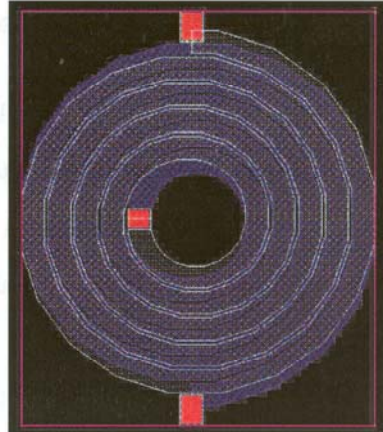


Figura D.28 1ª Espiral-METAL1, 2ª Espiral-METAL3.

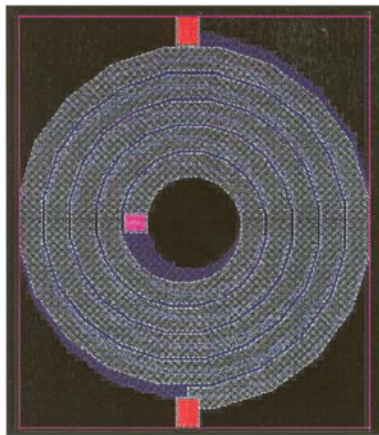


Figura D.29 1ª Espiral-METAL2, 2ª Espiral-METAL1.

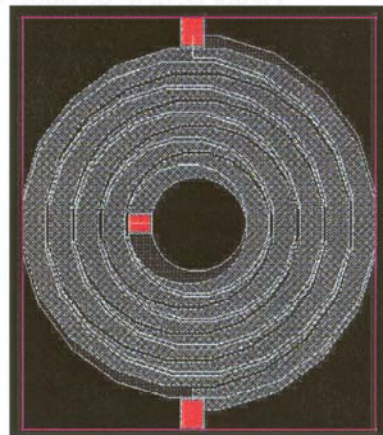


Figura D.30 1ª Espiral-METAL2, 2ª Espiral-METAL3.

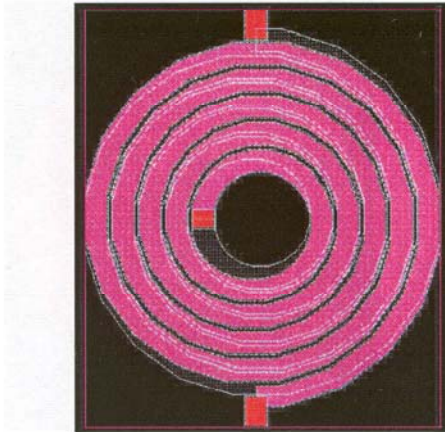


Figura D.31 1ª Espiral-METAL1 y METAL2,
2ª Espiral-METAL3.

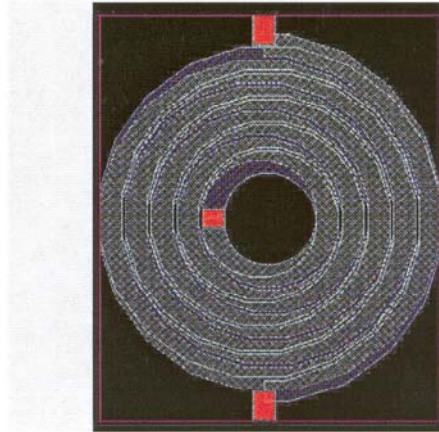


Figura D.32 1ª Espiral-METAL1 y
METAL3, 2ª Espiral-METAL2.

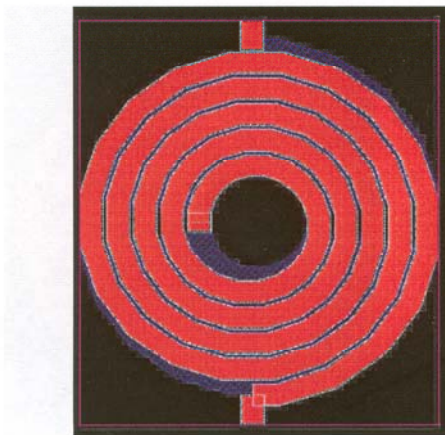


Figura D.33 1ª Espiral-METAL2 y METAL3,
2ª Espiral-METAL1.

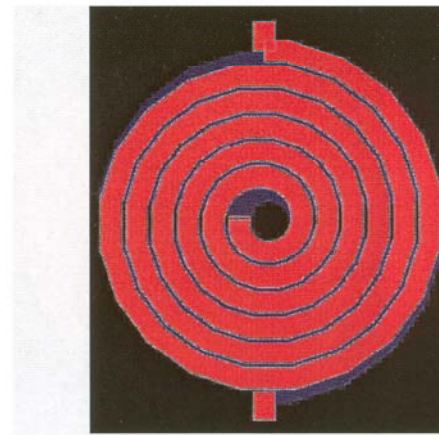


Figura D.34 1ª Espiral-METAL1, 2ª Espiral-
METAL2 y METAL3.

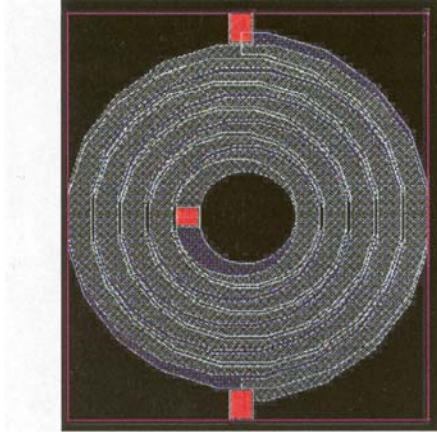


Figura D.35 1ª Espiral-METAL2, 2ª Espiral-METAL1 y METAL3.

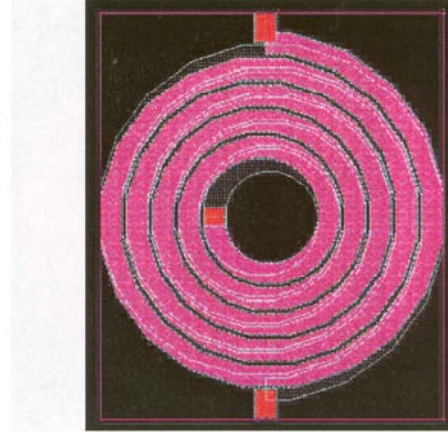


Figura D.36 1ª Espiral-METAL3, 2ª Espiral-METAL1 y METAL2.

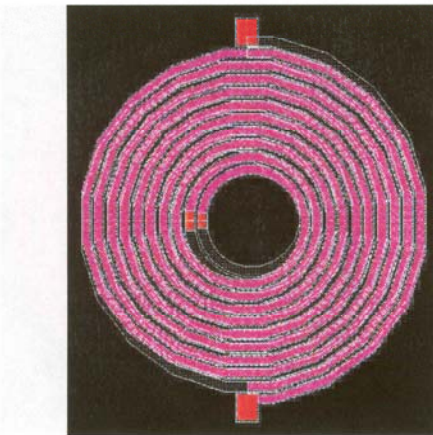


Figura D.37 Pista cortada en 2, 1ª Espiral-METAL1 y METAL2, 2ª Espiral-METAL3.

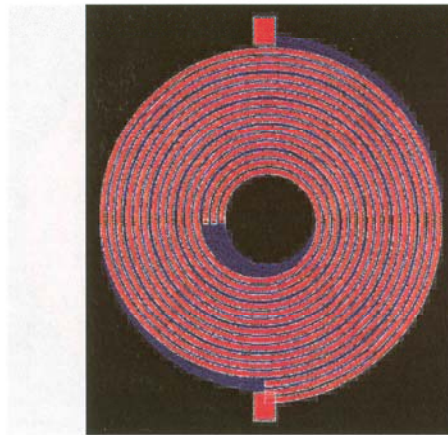


Figura D.38 Pista cortada en 3, 1ª Espiral-METAL2 y METAL3, 2ª Espiral-METAL1.

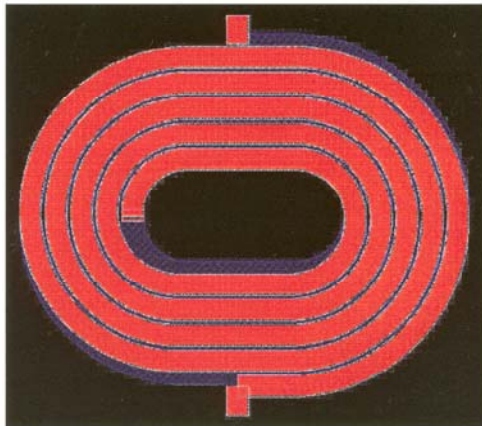


Figura D.39 Bobina Larga en X, 1ª Espiral-METAL2 y METAL3, 2ª Espiral-METAL1.



Figura D.40 Bobina Larga en Y, 1ª Espiral-METAL2 y METAL3, 2ª Espira-METAL1.

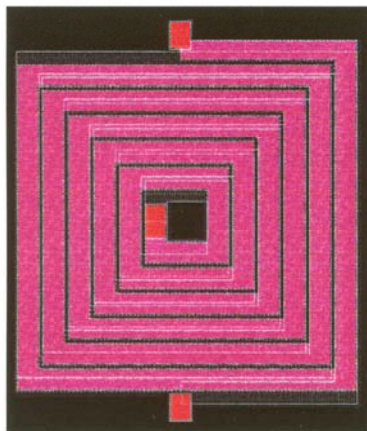


Figura D.41 1ª Espiral-METAL3, 2ª Espiral-METAL1 y METAL2.

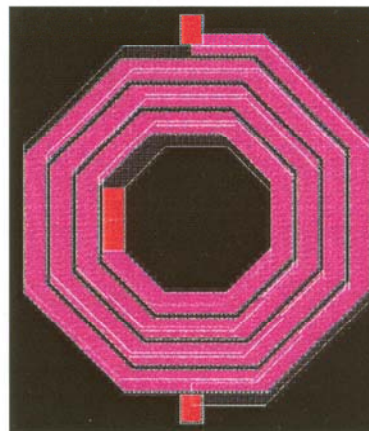


Figura D.42 1ª Espiral-METAL3, 2ª Espiral-METAL1 y METAL2.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] Austria Mikro Systeme, "0.8 μm BiCMOS Design Rules," Rev. 2.0. 2000.
- [2] T.H. Lee, "The Design of CMOS RF Integrated Circuits," Cambridge University Press, pp. 34-57, 1998.
- [3] 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. 699-713, 2000.
- [4] C.P. Yue, C. Ryu, J. Lau, T.H. Lee, S.S. Wong, "A Physical Model for Planar Spiral Inductors on Silicon", *International Electron Devices Meeting Technical Digest*, pp. 155-158, 1996.
- [5] P. Basedau, Q. Huang, "A 1-GHz, 1.5 V monolithic LC-oscillator in 1- μm CMOS," *Proc. 1994 European Solid-State Circuits Conference*, pp. 172-175, 1994.
- [6] A.M. Niknejad, "Analysis, Design and Optimization of Spiral Inductors and Transformers for RF ICs," Ph.D. Dissertation in Electrical Engineering, University of California at Berkeley, 2000.
- [7] P. Arcioni, R. Castello, L. Perreggini, E. Sacchi, F. Svelto, "An innovative modelization of loss mechanism in silicon integrated inductors," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing*, vol. 46, no. 12, pp. 1453-1460, 1999.
- [8] J.M. Lopez-Villegas, J. Samitier, C. Cane, P. Losantos, J. Bausells, "Improvement of the quality factor of RF integrated inductors by layout optimization," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48 no, 1, pp. 76-83, 2000.
- [9] N.R. Belk, M.R. Frei, M. Tsai, A.J. Becker, K.L. Tokuda, "The simulation and design of integrated inductors," *Proc. Design Automation Conference 1999*, pp. 988-993, 1999.

- [10] J. Craninckx, M.S. J. 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, pp. 736-744, 1997.
- [11] J. del Pino, S.L. Khemchandani, A. Hernández, J.R. Sendra and A. Núñez, "Quality factor model for integrated inductors in CMOS technology" *Microwave Engineering*, pp. 27-34, Mayo 2001.
- [12] J. del Pino, S.L. Khemchandani, A. Hernández, J.R. Sendra, A. Núñez. "Quality Factor Model for Integrated Inductors in CMOS Technology" *Workshop on RF Circuit Technology*, pp.156-165, 2001.
- [13] J. Aguilera, J. Meléndez, R. Berenguer, J.R. Sendra, A. Hernández and J. del Pino, "A Novel Geometry for Circular Series Connected Multi-level Inductors for CMOS RF Integrated Circuits" *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. aceptado para publicación, 2002.
- [14] 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.
- [15] K.B. Ashby, I.A. Koulias, W.C. Finley, J.J. Bastek, S. Moinian, "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.
- [16] L.E. Larson, M. Case, S. Rosenbaum, D. Rensh, "Si/SiGe HBT Technology for Low Cost Monolithic Microwave Integrated Circuits," *Proc. International Solid-State Circuits Conference*, pp. 80-81, 1996
- [17] Y.C. Chang, A.A. Abidi, M. Gaitan, "Large Suspended Inductors on Silicon and their Use in a 2 μm CMOS RF Amplifier," *IEEE Electron Device Letters*, vol. 14, pp. 246-248, 1993.
- [18] M. Ozgur, M.E. Zaghoul, M. Gaitan, "High Q backside micromachined CMOS inductors," *Proc. 1999 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, vol. 2 pp. 577-580, 1999.
- [19] A. Sutono, A.V.H. Pham, J. Laskar, W.R. Smith, "RF/microwave characterization of multilayer ceramic-based MCM technology," *IEEE Transactions on Advanced Packaging*, vol. 22 no. 3 pp. 326-331, 1999.
- [20] S.M. Sze, "Physics of Semiconductor Devices," 2nd ed. John Wiley & Sons, 1981.
- [21] N.M. Nguyen, R.G. Meyer, "Si IC-compatible Inductors and LC Passive Filters," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 25, no. 4, pp. 1028-1031, 1990.

- [22] 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.
- [23] S. Chaki, S. Aono, N. Andoh, Y. Sasaki, N. Tanino, O. Ishihara, "Experimental Study on Spiral Inductors," *Proceedings IEEE Microwave Symposium Digest MTT-S*, pp. 753-756, 1995.
- [24] J.A. Power, S.C. Kelly, E.C. Griffith, M. O'Neill, "An Investigation of On-Chip Spiral Inductors on a 0.6 μm BiCMOS Technology for RF Applications," *Proceedings IEEE 1999 International Conference on Microelectronics Test Structures*, vol. 12, pp. 18-23, 1999.
- [25] Cadence, "Cadence Spectre RF now Premier G. Wireless Design Tool," disponible en <http://www.cadence.com/>. Abril 2000.
- [26] X. Zhu, "Modeling and Simulation of On-Chip Spiral Inductors and Transformers," Application note disponible en <http://www.cadence.com/>. Mayo, 2000.
- [27] F. Shiska, IC-CAP version 5 User's Course
- [28] H. Cho, D.E. Burk, "A tree-step method for the de-embedding of high-frequency S-parameter measurements," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 38, pp. 1372-1375, 1991.
- [29] T.E. Kolding, "A Four-Step Method for De-embedding Gigahertz On-Wafer CMOS Measurements," *IEEE Transactions on Electronic Devices*, vol. 47, no. 4, pp. 734-740, 2000.
- [30] Informe "December 12 2000 SiGe RUN" asociado al proyecto "Integrated Inductors Library Development for the BYR AMS process" desarrollado por el Instituto de Microelectrónica Aplicada y el Campus Tecnológico de la Universidad de Navarra, Julio 2001.
- [31] A.M. 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.
- [32] E. Pettepaul, H. Kapusta, A. Weisgerber, H. Mampe, J. Luginsland, I. Wolff, "CAD Models of Lumped Elements on GaAs up to 18 GHz", *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. 36, no. 2, Febrero 1988.
- [33] R. Anderson, "S-Parameters Techniques for Faster, More Accurate Network Design" Hewlett-Packard Test & Measurement Application Note 95-1. Disponible en <http://www.hp.com/go/tmappnotes>.

- [34] J.W. Eaton (1993-2001), "GNU OCTAVE." University of Wisconsin. Disponible en <http://www.octave.org/>.
- [35] W.B. Kuhn, N.K. Yanduru, "Spiral Inductor Loss Modeling in Silicon RFICs", *Microwave Journal*, pp. 66-81, Marzo 1999.
- [36] H. Ronkainen, H. Kattelus, E. Tarvainen, T. Riihisaari, M. Andersson, P. Kuivalainen, "IC compatible planar inductors on silicon", *IEE Proc.- Circuits Devices Syst.* vol. 144, no. 1, Febrero 1997.
- [37] R.D. Lutz, Y. Hahm, A. Weisshaar, V.K. Tripathi, A. Grzegorek, "Modeling of spiral inductors on lossy substrates for RFIC applications", *IEEE MTT-S Digest*, 1998.
- [38] H.M. Greenhouse, "Design of Planar Rectangular Microelectronic Inductors", *IEEE Transactions on Parts, Hybrids and Packaging*, vol. PHP-10, pp. 101-109, Junio 1974.
- [39] S.S. Mohan, M. Hershenson, S.P. Boyd, T.H. Lee, "Simple Accurate Expressions for Planar Spiral Inductances", *IEEE Journal Of Solid State Circuits*, vol. 34, no. 10, Octubre 1999.
- [40] J. Crols, P. Kinget, J. Craninckx, M. Steyaert, "An Analytical Model of Planar Inductors on Lowly Doped Silicon Substrates for High Frequency Analog Design up to 3GHz", *Symposium on VLSI Circuits Digest of Technical Papers*, 1996.
- [41] L. Hwang, I. Turlik, "A review if the skin effect as applied to thin film interconnections," *IEEE Trans. on Components, Hybrids and Manufacturing Technology*, vol. 15, pp. 43-54, Febrero 1992.
- [42] P. Waldow, I. Wolff, "Dual bounds variational formulation of skin effect problems," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 333-336, 1987.
- [43] Agilent Technologies, Advanced Design System user's manual, 2001.
- [44] Y. Eo, W.R. Eisenstadt, "High-speed VLSI interconnect modeling based on S-parameter measurements," *IEEE Trans. on Components, Hybrids and Manufacturing Technology*, vol. 16, pp. 555-562, Agosto 1993.
- [45] K.S. Oh, "Accurate transient simulation of transmission lines with the skin effect," *IEEE Trans. on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems*, vol. 19, pp. 389-396. Marzo 2000.
- [46] Agilent Technologies, "Effective Impedance Measurement Using OPEN/SHORT/LOAD Correction" Application Note 346-3, disponible en <http://www.agilent.com/>.

- [47] Agilent Technologies, "8 Hints for Successful Impedance Measurements" Application Note 346-4, disponible en <http://www.agilent.com/>.
- [48] Agilent Technologies, "10 Hints for Making Better Network Analyzer Measurements" Application Note 1291-1B, disponible en <http://www.agilent.com/>.
- [49] <http://www.cadence.com/>.
- [50] J. del Pino, J.R. Sendra, A. Hernández, S.L. Khemchandani, J. Aguilera, B. González, J. García and A. Nunez "Modelling and Automatic Generation Tool for Integrated Inductors in CMOS Technology" *XVI Design Circuits and Integrated Systems Conference*, pp. 378-383. 2001.
- [51] J.R. Sendra, J. del Pino, A. Hernández, J. Hernández, J. Aguilera, A. García-Alonso and A. Núñez "Integrated Inductors Modeling Tools for Automatic Selection and Layout" *Proc. IEEE International Symposium on Quality in Electronic Design, ISQED*. 2002.
- [52] B.D. Popovic, "Introductory Engineering Electromagnetics", Addison-Wesley, 1973.
- [53] A. Cangellaris, "A note on the calculation of the current distribution in lossy microstrip structures," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 1, pp. 81-83, Abril 1991.
- [54] F. Piazza, Q. Huang, "A 1.57-GHz RF Front-End for Triple Conversion GPS Receiver," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 33, no. 2, pp. 202-209, Febrero 1998.
- [55] H. Kim, X. Li, M. Ali, "A 2.4 GHz CMOS Low Noise Amplifier using an Inter-stage Matching Inductor", *42nd Symposium on Circuits and Systems, 2000*, vol. 2, pp. 1040-1043, Agosto 1999.
- [56] R. Götzfried, F. Beißwanger, S. Gerlach, A. Schüppen, H. Dietrich, U. Seiler, K. Bach, J. Albers, "RFIC's for Mobile Communication Systems Using SiGe Bipolar Technology", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 46, no. 5, pp. 661-668, Mayo 1998.
- [57] A. Schüppen, H. Dietrich, D. Zerrweck, H. Ropp, K. Burger, N. Gellrich, J. Arndt, M. Lentmaier, B. Jehl, J. Imschweiler, W. Kraus, F. Voswinkel, T. Asbeck, H. Conzelmann, W. Arndt, R. Kirchmann, A. Voigt, K. Wörner, "Silicon Germanium IC's on the RF Market", Temic Semiconductors, disponible en <http://gme.tuwien.ac.at/hofg99/schueppen.htm>, 1999.

- [58] R. Berenguer, "Diseño de un terminal de digitalización directa para GPS en tecnología CMOS," Tesis doctoral. Universidad de Navarra. Escuela Superior de Ingenieros, Octubre 2000.
- [59] D.K. Shaeffer, A.R. Shahani, S.S. Mohan, H. Samavati, H.R. Rategh, M. Hershenson, M. Xu, C.P. Yue, D.J. Eddelman, T.H. Lee, "A 115-mW. 0.5 μm CMOS GPS Receiver with Wide Dynamic-Range Active Filters", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 33, no. 12, pp. 2219-2230, Diciembre 1998.
- [60] Trimble Navigation, 645N. Mary Avenue. Sunnyvale CA. Trimble GPS Tutorial, Agosto 1998.
- [61] <http://ribera.tel.uva.es/~jpozdom/telecomunicaciones/portadagps.html>
Tutorial sobre GPS.
- [62] <http://www.isdefe.es/maritima/que/earte1.htm> Introducción a los Sistemas de Posicionamiento Global por Satélite (GNSS).
- [63] http://www.uco.es/~bb1rofra/documentos/comofuncionagps/comofunciona_gps.html Cómo funciona básicamente un sistema GPS en 5 pasos.
- [64] <http://www.galileo-pgm.org/indexgi.htm> Portal introductorio al sistema GALILEO.
- [65] <http://www.Colorado.EDU/geography/gcraft/notes/gps/gps.html> Página sobre GPS, autor H.P. Dana.
- [66] A. Murphy, S. Tsutsumi, P. Gaussen, "A Low-Power, Low-Cost Bipolar GPS Receiver Chip," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 32, pp. 587-591, Abril 1997.
- [67] B. Razavi, "RF Microelectronics," Prentice Hall, Mayo 1998.
- [68] APLAC Circuit Simulation and Design Tool, "APLAC 7.5", disponible en www.aplac.com, Finlandia, 2001.
- [69] D.M. Akos, J.B.Y. Tsui, "Comparison of Direct and Downconverter Digitization in GPS Receiver Front End Design", *IEEE MTS-S DIGEST*, Diciembre 1996.
- [70] J.C. Rudell, J.A. Weldon, J. Ou, L. Lin, P. Gray "An Integrated GSM/DECT Receiver: Design Specifications" UCB Electronics Research Laboratory Memorandum, *Memo #:* UCB/ERL M97/82, disponible en <http://kabuki.eecs.berkeley.edu/~jrudell/papers/specs/gsms6.pdf>.
- [71] J.S. Yuan, "SiGe, GaAs, and InP Heterojunction Bipolar Transistors," John Wiley & Sons, 1999.

- [72] H. Presting, U. König, "State and Applications of Si/SiGe High frequency and Optoelectronic Devices", Daimler-Chrysler Research Center, disponible en <http://iaee.tuwien.ac.at/gme/hofg99/presting.htm>, 1999.
- [73] M. Schatzmayr, "Development of a SiGe BiCMOS process for ASIC Applications", AMS, Austria Mikro Systeme International AG, disponible en <http://iaee.tuwien.ac.at/gme/hofg99/schatzmayr.htm>, 1999.
- [74] S.L. Long, S.E. Butner, "Galium Arsenide Digital Circuit Design", McGraw-Hill, 1990.
- [75] P.R. Gray, R.G. Meyer, "Analysis and Design of Analog Integrated Circuits", 3rd edition, John Wiley and Sons, 1993.
- [76] D. Zöschg, W. Wilhelm, T.F. Meister, H. Knapp, M. Wurzer, K. Aufinger, J. Böck, H. Wohlmuth, A. Scholtz, "Low noise amplifiers in SiGe bipolar technology," *Microwave Engineering Europe*, pp. 47-50, Junio 2000.
- [77] M. Hershenson, S.S. Mohan, S.P. Boyd, T.H. Lee, "Optimization of Inductor Circuits via Geometric Programming", *DAC 99*, New Orleans, Louisiana, pp. 994-998, 1999.
- [78] "Communications Components Designer Catalog" Hewlett Packard.
- [79] J. Pino, S.L. Khemchandani, A. Hernández, J.R. Sendra, J. García, B. González, A. Núñez "A 1.575 GHz SiGe Low Noise Amplifiers for GPS Applications" *XVI Design Circuits and Integrated Systems Conference*, pp. 479-484. Oporto (Portugal). 2001.



