

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA – PATOS DE MINAS
ENGENHARIA ELETRÔNICA E DE TELECOMUNICAÇÕES

VILMONDES RIBEIRO SILVA

**ESTUDO DE UMA METODOLOGIA DE PROJETO DE
INDUTORES INTEGRADOS PARA RF**

Patos de Minas - MG

2019

VILMONDES RIBEIRO SILVA

**ESTUDO DE UMA METODOLOGIA DE PROJETO DE
INDUTORES INTEGRADOS PARA RF**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia, como requisito parcial para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações.

Orientador: Prof. Dr. Davi Sabbag Roveri

Patos de Minas – MG

2019

VILMONDES RIBEIRO SILVA

ESTUDO DE UMA METODOLOGIA DE PROJETO DE INDUTORES INTEGRADOS PARA RF

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia, como requisito parcial para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações.

Patos de Minas, 02 de julho de 2019

Comissão Examinadora

Prof. Dr. Davi Sabbag Roveri (UFU)

Orientador

Prof. Dr. André Luiz Aguiar da Costa (UFU)

Examinador

Prof. Dr. Pedro Luiz Lima Bertarini (UFU)

Examinador

AGRADECIMENTOS

Agradeço aos meus Pais pela criação e o apoio que sempre me deram.

Agradeço a minha esposa por todo amor, carinho e motivação durante todos estes anos.

Agradeço aos meus filhos pelo amor incondicional.

Agradeço aos meus professores por todo o conhecimento que me proporcionaram, e também pela paciência para com a minha pessoa.

Agradeço aos meus colegas de serviço, os técnicos de laboratório que sempre me ajudaram quando eu precisei.

Agradeço a todos meus colegas alunos, vocês também fizeram parte do meu processo de aprendizado.

Agradeço a toda a comunidade da UFU – Patos de Minas pelo apoio para que eu prosseguisse com os meus estudos.

E Agradeço a Deus por ter tido a oportunidade de ter conhecido e convivido com todas estas pessoas no curso de minha vida.

RESUMO

Com a popularização das comunicações móveis, a demanda por sistemas de comunicação sem fio que fossem práticos e eficientes se tornou uma forte tendência. Para suprir estas necessidades, os circuitos de radiofrequência (RF) estão sendo construídos embutidos em circuitos integrados (CI), e da mesma forma, componentes passivos como os resistores, capacitores e indutores são também integrados ao CI. Os indutores são elementos fundamentais de qualquer circuito de RF. A capacidade de se projetar este tipo de componente de modo a otimizar a sua integração no CI, traz mais versatilidade aos desenvolvedores e fabricantes que podem personalizar o componente para aplicações específicas, não estando limitados a uma biblioteca de componentes padronizada. Neste contexto este trabalho se destina a estudar uma metodologia para o desenvolvimento de indutores integrados, visto que estes componentes são fundamentais para o desenvolvimento de soluções integradas de sistemas de comunicação sem fio. Neste trabalho foram: (I) analisados os principais aspectos de um indutor e os formatos mais comuns de indutores *on chip*; (II) analisadas equações de indutância e sua validade para as etapas de projeto; (III) foram discutidas as técnicas de construção de CI's e o uso ferramentas computacionais para modelagem e simulação do componente; (IV) projetados indutores integrados variando parâmetros como o número de espiras, a largura das espiras, o espaçamento entre as espiras e os diâmetros interno ou externo. Os valores simulados e calculados foram comparados entre si, o que mostrou que o uso de equações para auxiliar o desenvolvimento de indutores integrados é um bom ponto de partida, mas a simulação computacional, por meio de uma ferramenta de simulação adequada, se mostra imprescindível para o projeto deste tipo de componente.

Palavras chave: Indutores integrados, RFIC, Simulação computacional, Projeto de componentes integrados.

ABSTRACT

With the popularization of mobile communications, the demand for practical and efficient wireless communication systems has become a strong trend. To meet these needs, radio frequency (RF) circuits are being built into embedded circuits (ICs), and likewise, passive components such as resistors, capacitors and inductors are also integrated into the IC. Inductors are key elements of any RF circuit. The ability to design this type of component to optimize its integration into IC brings more versatility to developers and manufacturers who can customize the component for specific applications, while not limited to a standardized component library. In this context, this work aims to study a methodology for the development of integrated inductors, since these components are fundamental for the development of integrated solutions of wireless communication systems. In this work we: (I) analyzed the main aspects of an inductor and the most common formats of inductors on chip; (II) analyzed inductance equations and their validity for the design stages; (III) IC construction techniques and the use of computational tools for modeling and simulation of the component; (IV) designed integrated inductors varying parameters such as number of turns, width of turns, spacing between turns and inner or outer diameters. The simulated and calculated values were compared with each other, which showed that the use of equations to help the development of integrated inductors is a good starting point, but computational simulation, through an appropriate simulation tool, is essential for design this type of component .

Keywords: Integrated Inductors, RFIC, Electromagnetic Simulation. Integrated Component Design.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Espiras mutuamente acopladas.	16
Figura 2.2 - Recorte transversal de um CI, em destaque estão as camadas de metal numeradas de 1 a 5.....	18
Figura 2.3 - Formatos de indutores planares: a) quadrado, b) octogonal, c) hexagonal, d) circular....	19
Figura 2.4 - Exemplo de sistema de N portas.....	23
Figura 2.5 - A) Exemplo de um circuito contendo o indutor integrado, sendo R_s a resistência da fonte e R_L a resistência da carga, B) A representação de um sistema de duas portas do circuito anterior. .	24
Figura 2.6 - Exemplos de matrizes-S.	24
Figura 2.7 - Exemplo de sistema de 2 portas, a variável “a” indica as ondas incidentes nas portas, e as variáveis “b” indicam as ondas refletidas.	25
Figura 2.8 - Exemplo de analisador de rede Agilent N5247A.....	26
Figura 2.9 - O efeito pelicular em um fio de cobre de seção circular com raio $R=1$ mm. Na esquerda a frequência é de 20 kHz, e na direita de 81 kHz, em ambos os casos ocorre a passagem da mesma corrente senoidal de 10A.	29
Figura 2.10 – Exemplo do efeito de proximidade.	30
Figura 2.11 - Exemplo dos tipos de capacitâncias parasitas observadas em um indutor planar integrado.	31
Figura 2.12 - Modelo distribuído das capacitâncias do indutor planar para o substrato aterrado.	31
Figura 2.13 - Modelo distribuído das capacitâncias entre as espiras de um indutor planar	32
Figura 2.14 - Perdas para o substrato devido ao acoplamento capacitivo.	33
Figura 2.15 - representação da resistência metálica em um indutor planar.	34
Figura 2.16 - Modelo π simples.....	35
Figura 2.17 - A) Modelo π físico, B) Correspondência com do modelo com ambiente do indutor integrado.	36
Figura 3.1 - Exemplos de Lingotes de Silício monocristalino e wafers.....	38
Figura 3.2 - Vista transversal de uma típica estrutura de camadas CMOS.	39
Figura 3.3 - Etapas do processo de fabricação CMOS	39
Figura 3.4 - Exemplo de distribuição de uma malha de funções de base sobre uma estrutura planar.	41
Figura 3.5 - Representação de um elemento e a disposição dos pontos de análise do campo vetorial.	43
Figura 4.1 - Tecnologia de substrato CMOS padrão GPDK180.....	44
Figura 4.2 - Exemplo de um indutor integrado de formato quadrado e com 3 espiras.	46
Figura 4.3.....	47

Figura 4.4.....	47
Figura 4.5.....	47
Figura 4.6 – Exemplo de indutor integrado no formato octogonal.	53
Figura 5.1 - Gráfico comparando os métodos usando a variação do número de espiras “n”.61	
Figura 5.2 – Comparação dos formatos nos testes de variação de “n”	63
Figura 5.3 – Comparação dos formatos nos testes de variação de “W”	64
Figura 5.4 – Comparação dos formatos nos testes de variação de “S”	64

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1	21
Tabela 2.2	22
Tabela 2.3	22
Tabela 4.1	45
Tabela 4.2	48
Tabela 4.3	48
Tabela 4.4	49
Tabela 4.5	49
Tabela 4.6	50
Tabela 4.7	50
Tabela 4.8	51
Tabela 4.9	51
Tabela 4.10	52
Tabela 4.11	52
Tabela 4.12	52
Tabela 4.13	53
Tabela 4.14	54
Tabela 4.15	54
Tabela 4.16	54
Tabela 4.17	55
Tabela 4.18	55
Tabela 4.19	55
Tabela 4.20	56
Tabela 4.21	56
Tabela 4.22	57
Tabela 4.23	57
Tabela 4.24	58

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ASIC – *Application Specific Integrated Circuit*, Circuito integrado de aplicação específica.

Bond Wire – Fios de ligação.

CAD – *Computer Aided Design*, Desenho auxiliado por computador.

CI– Circuito Integrado.

CMOS – *Complementary Metal Oxide Semiconductor*, Semicondutor de metal-óxido complementar.

FEM – *Finite Element Method*, Método dos elementos finitos.

ILD – *Interleveled dielectric*, dielétrico de entre nível.

IMD – *Intermetal Dielectric*, dielétrico entre metal.

LNA–*Low Noise Amplifier*, Amplificador de baixo ruído.

MoM – *Method of Moments*, Método dos momentos.

On chip – Integrado no chip.

PA–*Power Amplifier*, Amplificador de Potência.

PCI – Placa de circuito impresso.

Q– Fator de qualidade

RF– Rádio Frequência.

RFIC–*Radio Frequency Integrated Circuit*, Circuito integrado de rádio frequência.

SI – Sistema internacional de unidades.

SiO₂ – Dióxido de silício.

SoC – *System on a Chip*, Sistema em um Chip.

VCO – *Voltage controlled oscillator*, Oscilador Controlado por Tensão.

SUMÁRIO

AGRADECIMENTOS.....	4
RESUMO	5
ABSTRACT	6
LISTA DE FIGURAS.....	7
LISTA DE TABELAS.....	9
LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS	10
SUMÁRIO.....	11
1. INTRODUÇÃO	13
1.1. Objetivo Geral	14
1.2. Objetivo Específico	14
1.3. Organização do Trabalho	14
2. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA.....	15
2.1. Indutância e suas características.....	15
2.1.1. Indutância.....	15
2.1.2. Indutância mútua	16
2.1.3. Fator de acoplamento	17
2.1.4. Fator de Qualidade.....	17
2.2. Indutores integrados e suas características	18
2.3. Equações de Indutância	20
2.3.1. Equação baseada em métodos Empíricos.....	20
2.3.2. Equação baseada em aproximação de correntes superficiais	21
2.3.3. Equação baseada em Ajuste de Dados Monomial	22
2.4. Parâmetros de espalhamento	23
2.4.1. Extração dos valores de indutância, resistência e fator de qualidade a partir dos parâmetros de espalhamento.....	27
2.5. Perdas nos indutores integrados	28
2.5.1. Perdas no metal	28

2.5.2.	Perdas no substrato	30
2.5.3.	Fator de qualidade e os mecanismos de perda	33
2.6.	Modelos de circuitos equivalentes	34
3.	MATERIAIS E MÉTODOS	37
3.1.	Tecnologia de Circuitos integrados	37
3.1.1.	Tecnologia de fabricação CMOS.....	37
3.2.	Ambiente de Projeto	40
3.2.1.	Ambiente de Layout e Design	40
3.2.2.	Ambiente de simulação.....	40
4.	RESULTADOS E DISCUSSÃO	44
4.1.	Indutores integrados de formato quadrado	45
4.2.	Indutores integrados de formato octogonal.....	53
5.	CONCLUSÃO	59
5.1.	Trabalhos futuros	65
6.	REFERÊNCIAS.....	66

1. INTRODUÇÃO

A popularização de dispositivos sem fio serviu de combustível para o desenvolvimento de sistemas que fossem mais eficientes, práticos, portáteis e baratos. Tais sistemas tiveram um papel importante nos últimos anos alavancando os serviços de telecomunicações e de tecnologia em geral [1].

Considerando a necessidade de mais praticidade, eficiência e portabilidade, a elaboração e construção de circuitos de radiofrequência (RF) migrou dos dispositivos construídos com componentes discretos para os circuitos integrados (CI). Atualmente grande parte ou até mesmo sistemas inteiros de RF são integrados em um único chip [1].

O crescimento da demanda por circuitos de RF integrados gera um grande interesse no desenvolvimento de componentes passivos *on chip* tais como resistores, capacitores e indutores [2]. O sucesso dos circuitos de RF na microeletrônica atual é em parte devido a habilidade de incorporar um grande número de componentes passivos em um minúsculo CI. É relatado que embora indutores integrados frequentemente apresentem uma qualidade comparativamente menor que seus respectivos discretos, o esforço para construir sistemas de RF usando CI's é justificado pela robustez contra ruídos e padronização de parâmetros (geométricos e elétricos) alcançados, o que produz sistemas de grande confiabilidade operacional [2].

Existem diversos formatos de indutores e técnicas de construção que partem desde o uso de fios de ligação (*Bond Wires*) até o uso de espirais planares. Sendo que os *Bond Wires* possuem um maior fator de qualidade Q , em contrapartida o valor de indutância final é sensível às variações no processo de fabricação. Já as espirais planares mesmo com um menor fator de qualidade, garantem um valor de indutância que é menos sensível aos métodos de construção, o que torna o circuito mais confiável [3].

Para ajudar na tarefa de desenvolvimento de tais componentes e circuitos integrados foram criadas ferramentas do tipo *Computer Aided Desing* (CAD) que auxiliam tanto na criação do componente como na simulação em um ambiente de radiofrequência [4]. Neste trabalho são usadas as ferramentas disponíveis nos laboratórios do curso de Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações para desenvolver e simular os parâmetros de um indutor integrado de RF.

1.1. Objetivo Geral

Este trabalho é focado em elaborar uma metodologia de projeto de indutores integrados para RF utilizando as ferramentas disponíveis em laboratório, que contemple o desenho e simulação da estrutura com auxílio de ferramentas computacionais.

1.2. Objetivo Específico

- Definir os passos necessários para a modelagem de indutores integrados com um fator de qualidade Q tão alto quanto possível.
- Modelar, simular e verificar as principais geometrias de construção avaliando as vantagens e desvantagens de cada uma.
- Verificar o resultado das aproximações do valor de indutância por fórmulas e por simulações em software que utilize método de elementos finitos e comparar estes resultados com os valores calculados.

1.3. Organização do Trabalho

Este trabalho tem 5 capítulos, organizados como se pode ver abaixo.

No Capítulo 1 é introduzida e contextualizada a área na qual este trabalho se encaixa, ou seja, um panorama sobre circuitos integrados para radiofrequência. O tema deste trabalho é apresentado, bem como objetivos específicos a serem alcançados.

Ao longo do Capítulo 2 discorre-se sobre a fundamentação teórica necessária para o projeto de indutores integrados e o consequente prosseguimento desta pesquisa.

Em seguida, no Capítulo 3, Materiais e Métodos, são apresentados os materiais e recursos usados ao longo desta pesquisa bem como os métodos e tecnologias empregados para a obtenção de resultados.

O Capítulo 4 é dedicado à apresentação dos resultados alcançados em cada etapa ao longo da evolução deste trabalho, bem como à elaboração de discussões e interpretações destes resultados.

Por fim, o Capítulo 5 traz as principais conclusões obtidas ao longo deste trabalho.

2. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Neste capítulo será apresentado a base de conhecimento necessária para se entender as peculiaridades dos indutores integrados bem como o ambiente onde este componente está inserido.

2.1. Indutância e suas características

Indutância

Um indutor é um componente passivo capaz de armazenar energia em seu campo magnético, sendo extensivamente usado nas engenharias elétrica e eletrônica. As propriedades indutivas são encontradas em qualquer condutor de corrente elétrica. Para potencializar o efeito indutivo, é comum fazer a associação de várias espiras, sendo o formato mais comum o de uma bobina cilíndrica [5].

O campo magnético no interior de uma espira é dependente da corrente elétrica que circula na mesma; se ocorrer uma variação na intensidade da corrente elétrica, é percebido que o campo magnético da espira também sofre uma variação, assim como também é percebido o surgimento de tensão elétrica (força eletromotriz) induzida na bobina. Essa tensão também depende da frequência de variação da corrente elétrica. Este fenômeno recebe o nome de autoindução, pois uma variação na corrente que circula em uma espira induz uma tensão nela mesma, que também varia proporcionalmente com a corrente[6].

De acordo com a lei de Faraday apresentada pela equação (2.1), ao se variar o fluxo magnético que atravessa uma espira é criado uma força eletromotriz induzida (ε), que é entendida como a taxa de variação do fluxo magnético (ϕ) com o tempo (t). O valor negativo se deve à lei de *Lenz*, onde o sentido da corrente induzida é tal que tende a se opor à variação de fluxo através da espira [6].

$$\varepsilon = - \frac{d\phi}{dt} \quad (2.1)$$

O fluxo magnético ϕ pode ser definido a partir da relação com a corrente elétrica (i) visto na equação (2.2).

$$\phi = Li \quad (2.2)$$

$$L = \frac{\phi}{i} \quad (2.3)$$

A constante L apresentada na equação (2.3) é conhecida como autoindutância, ou de forma mais comum em diversas literaturas, pode ser referida simplesmente como indutância[6]. A indutância também é um parâmetro que estabelece a proporcionalidade do fluxo magnético com a corrente. Usando as equações (2.1) e (2.2) pode-se redefinir a força eletromotriz ε como apresentado na equação (2.4) [5].

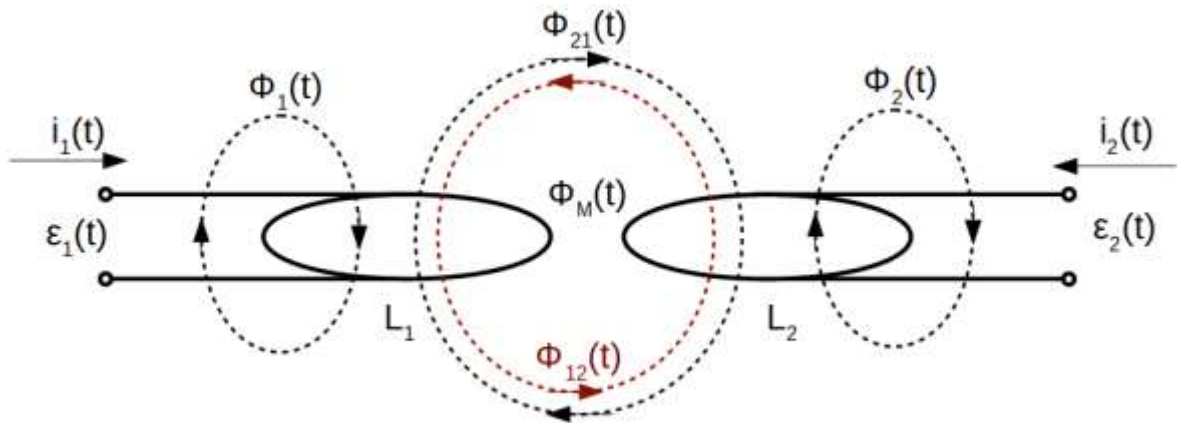
$$\varepsilon = -L \frac{di}{dt} \quad (2.4)$$

A indutância também depende de dimensões como o número de espiras e a geometria de construção das espiras. No Sistema Internacional de Unidades (SI) a unidade de indutância é o Henry (H) [6].

Indutância mútua

No caso de duas espiras que estão próximas uma da outra, uma mudança na corrente elétrica que passa por uma delas induzirá uma força eletromotriz na outra. De acordo com a lei de Faraday, a força eletromotriz induzida na segunda espira é proporcional a taxa de variação no fluxo magnético que a atravessa, sendo o fluxo proporcional a corrente elétrica da primeira espira, e vice-versa. Tal efeito é apresentado na Figura 2.1 [6].

Figura 2.1 – Espiras mutuamente acopladas.



De maneira semelhante à autoindutância, pode-se escrever a indutância mútua como na Equação (2.5), onde M é uma constante de proporcionalidade que é conhecida simplesmente como indutância mútua, e $M_{12} = M_{21} = M$.

$$\varepsilon = M \frac{di}{dt} \quad (2.5)$$

Fator de acoplamento

O fator de acoplamento K pode ser visto na equação (2.6) como uma medida da relação entre o fluxo mútuo entre duas espiras e a média geométrica das indutâncias destas, sendo M o acoplamento mútuo, L_1 e L_2 são as indutâncias das espiras acopladas [5].

$$K = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (2.6)$$

É importante ver que a indutância mútua não pode ser maior que a média geométrica entre duas espiras, ou seja, $0 \leq M \leq \sqrt{L_1 L_2}$ e de forma semelhante $0 \leq K \leq 1$ [5]. Se todo o fluxo magnético que emana de uma espira atravessa outra espira teremos $K=1$, por sua vez é notado um acoplamento perfeito. Para $K < 0,5$ diz-se que as espiras estão livremente ou fracamente acopladas e para $K > 0,5$ diz-se que as espiras estão firmemente ou fortemente acopladas. É esperado que o fator de acoplamento dependa da proximidade entre as espiras [5].

Fator de Qualidade

O fator de qualidade Q é um parâmetro adimensional que indica as perdas de energia dentro de um elemento reativo. Este conceito é usado desde sistemas mecânicos até sistemas eletrônicos, sendo o fator Q uma importante figura de mérito para dispositivos eletrônicos passivos como os indutores. O fator de qualidade Q numa definição mais geral, vista na equação (2.7), representa a razão da quantidade de energia armazenada pela quantidade de energia dissipada em um ciclo do sinal [5].

$$Q = 2\pi \frac{\text{Energia armazenada}}{\text{Energia dissipada por ciclo}} = 2\pi f \frac{\text{Energia armazenada}}{\text{Perda de potência}} \quad (2.7)$$

Em sistemas de radiofrequência em que os valores das simulações são obtidos em parâmetros de espalhamento de duas portas, a melhor definição é dada pela equação (2.8). Nesta definição o fator de qualidade é a razão da parte imaginária ($\Im$) pela parte real ($\Re$) da impedância de entrada Z_{in} observada por uma das portas enquanto a outra está aterrada, como é visto na equação (2.8) [5].

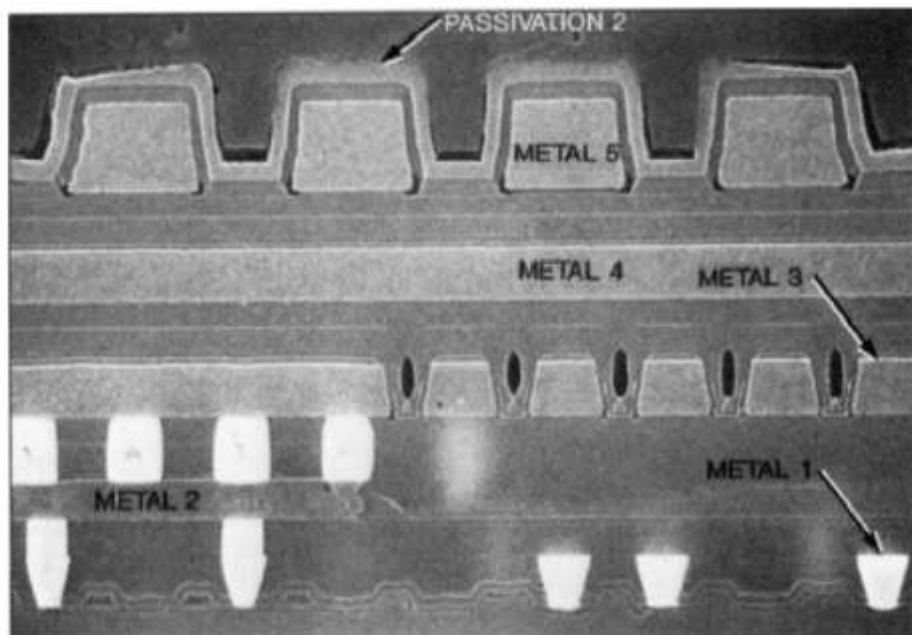
$$Q = \frac{\Im(Z_{in})}{\Re(Z_{in})} \quad (2.8)$$

2.2. Indutores integrados e suas características

Indutores integrados são peças chave para a construção de circuitos integrados de radiofrequência (RFIC), sendo um dos componentes característicos de blocos de circuitos clássicos como o amplificador de baixo ruído (LNA), o oscilador controlado por tensão (VCO), o MIXER (circuito responsável por realizar a multiplicação de 2 sinais no domínio do tempo) e os diversos modelos de filtros existentes [2].

O tipo mais comum de indutor integrado é o planar em espiral, devido justamente a típica estrutura de camadas da tecnologia de fabricação *Complementary Metal Oxide Semiconductor* (CMOS), representada na Figura 2.1. O processo de fabricação CMOS engloba variadas etapas de construção, onde basicamente os materiais condutores, semicondutores e isolantes são interpostos em camadas. Os componentes do circuito são construídos nestas camadas, as quais são ligadas umas às outras usando conexões verticais conhecidas como *vias*. O indutor, por sua vez, é construído nas camadas metálicas [3].

Figura 2.2 - Recorte transversal de um CI, em destaque estão as camadas de metal numeradas de 1 a 5

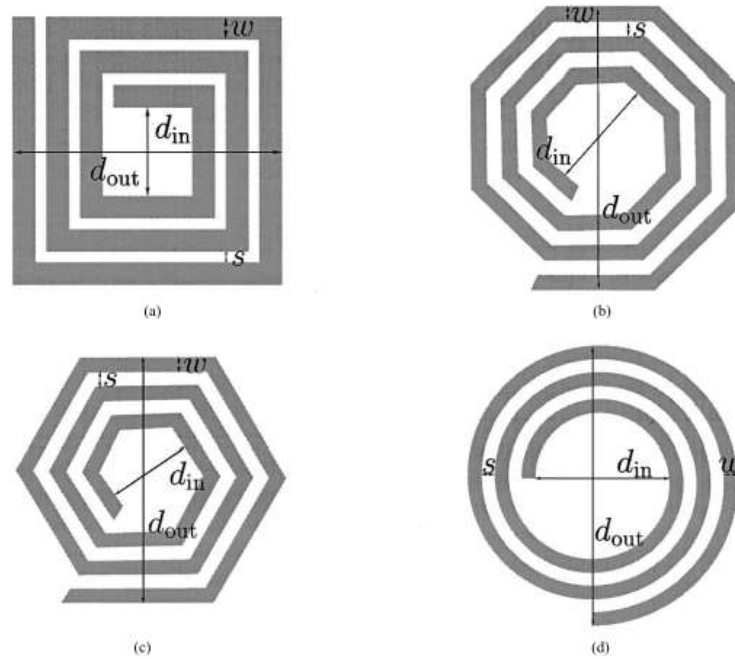


Fonte: On-Chip Spiral Inductors for Silicon-Based Radio-Frequency Integrated Circuits, 1998, p. 10.

Existem vários formatos de espiras para um indutor planar, desde os modelos circulares até os com o formato poligonal. Indutores planares, mesmo com formatos diversos, compartilham de variáveis comuns que definem valores como a indutância e o fator de qualidade. Estas variáveis em comum são: a largura da trilha (W), o espaçamento entre as trilhas

(S), o diâmetro interno (D_{in}) e o diâmetro externo (D_{out}). A disposição dessas variáveis pode ser vista na Figura 2.3.

Figura 2.3 - Formatos de indutores planares: a) quadrado, b) octogonal, c) hexagonal, d) circular.



Fonte: *Simple Accurate Expressions for Planar Spiral Inductances*, 1999, p. 2.

Os indutores planares apresentam diâmetros diferentes para cada espira, sendo que as espiras mais internas têm um diâmetro menor com relação às espiras mais externas. A indutância total deste componente é a soma das indutâncias de cada espira mais as respectivas indutâncias mútuas. Observando o indutor planar quadrado da Figura 2.3(a), pode-se notar facilmente que a indutância de uma espira depende do diâmetro de seu núcleo e a indutância mútua depende do espaçamento entre as espiras, isso é apresentado na equação (2.9), onde L_1 , L_2 e L_3 representam o valor de indutância individual de cada espira e M_{12} , M_{13} e M_{23} as respectivas combinações de indutância mútua entre as espiras [3]:

$$L_{total} = L_1 + L_2 + L_3 + M_{12} + M_{13} + M_{23} \quad (2.9)$$

Pela equação (2.9) é possível imaginar que a indutância total aumentaria proporcionalmente com número de espiras. No entanto, dois fatores limitam a proporção do aumento da indutância em função do número de espiras do indutor planar. Um deles é a natureza da geometria planar onde as espiras mais internas tem um valor de indutância menor, e o outro é o fator de acoplamento mútuo K , que para espiras adjacentes apresenta um valor médio aproximado de 0.7 que cai consideravelmente se for levado em conta o acoplamento com

espiras não adjacentes. Tais fatores diminuem a participação do número de espiras no valor total da indutância deste componente [3].

A indutância para indutores planares pode ser estimada não apenas pelo o número de espiras, mas também pela dimensão externa D_{out} , pela largura da trilha (W) e pelo espaçamento entre as trilhas (S), como será mostrado na seção seguinte.

2.3. Equações de Indutância

Um típico sistema de RF tem uma quantidade razoável de indutores integrados, que cumprem papéis variados dentro dos blocos de circuito. Por sua vez, cada indutor tem valores de indutância, fator de qualidade e de tamanho físico próprios para os respectivos blocos. Desta forma, é desejável ter uma equação para o cálculo da indutância que forneça valores ainda que aproximados para começar a modelar o componente.

Equação baseada em métodos Empíricos

Na literatura existem diversas fórmulas, algumas baseadas em ajuste de curvas e outras baseadas em propriedades físicas dos indutores. Sobre esse assunto MOHAN(1999) oferece o desenvolvimento da equação (2.10) onde tem-se uma fórmula empírica que oferece valores de indutores entre 5 até 50nH com um erro aproximado de menos de 10% para o formato de indutores planares retangulares (a mesma equação pode ser utilizada para outros valores, porém com uma taxa de erro maior) [2].

$$L \approx 1.3 \times 10^{-7} \frac{A_m^{5/3}}{A_{tot}^{1/6} W^{1.75} (W + S)^{0.25}} \quad (2.10)$$

Onde L é o valor aproximado da indutância, A_m é a área metálica das trilhas do indutor e A_{tot} é a área total (que é aproximadamente igual a D_{out}^2). Achar o valor de A_m pode ser trabalhoso, principalmente quando se quer testar diferentes padrões de componentes. Para tal também é apresentado a equação (2.11) que dá um valor aproximado para A_m [3].

$$A_m \approx 4NW[D_{out} - W - (N - 1)(W + S)] \quad (2.11)$$

Deste modo, temos uma equação para a indutância L com todos os principais parâmetros de construção de indutores planares, que são a largura da trilha W , o espaçamento entre as trilhas S e o número de espiras N [3].

Considerando que A_{tot} é aproximadamente igual a D_{out}^2 e também considerando a equação (2.11) para A_m , conseguimos manipular a equação (2.10) para conseguir a equação

(2.12) que é fracamente dependente do número de espiras (N). A equação (2.12) prova que para determinadas condições (neste caso, um indutor planar quadrado) os valores do comprimento da trilha (l), da largura (W) e do espaçamento (S) são fatores determinantes para estimar o valor da indutância (L).

$$L \approx 1.3 \times 10^{-7} \frac{l_{tot}^{\frac{5}{3}}}{\left(\frac{l_{tot}}{4N} + W + (N-1)(W+S)\right)^{\frac{1}{3}} W^{0.083} (W+S)^{0.25}} \quad (2.12)$$

Tomando como exemplo os valores de $W = 5\mu\text{m}$, $S = 0.4\mu\text{m}$, $l_{tot} = 2500\mu\text{m}$, e variando o valor de N de 2 (valor mínimo necessário para obter o acoplamento mútuo) até 5, foi obtido os valores de indutância L conforme a Tabela 2.1.

Tabela 2.1

Número de espiras N	Valor da indutância L
2	50.12 nH
3	56.73 nH
4	61.45 nH
5	64.87 nH

Pode se notar que a variação do número de espiras afeta sensivelmente o valor de indutância final. Levando em conta que um indutor planar ocupa uma área consideravelmente grande de um circuito integrado, aumentar o número de espiras pode não ser a melhor estratégia para obter valores mais altos de indutância, sendo mais prático manipular a largura W, o espaçamento S, e o comprimento total da trilha do indutor l_{tot} .

Equação baseada em aproximação de correntes superficiais

Outra equação simples usada para o projeto de indutores planares é descrita por [2] e apresentada na equação (2.13). Tal equação é baseada pela aproximação de corrente superficial.

$$L \approx \frac{\mu N^2 D_m C_1}{2} \left(\ln\left(\frac{C_2}{\rho}\right) + C_3 \rho + C_4 \rho^2 \right) \quad (2.13)$$

Sendo μ a permeabilidade magnética (dependente do meio), N o número de espiras, D_m o diâmetro médio dado como $\left(D_m = \frac{D_{out} + D_{in}}{2}\right)$ e ρ é o fator de forma definido por

$\left(\rho = \frac{D_{out}-D_{in}}{D_{out}+D_{in}}\right)$. Os coeficientes C são dependentes do formato do indutor e são apresentados na Tabela 2.2.

Tabela 2.2

Formato	C1	C2	C3	C4
Quadrado	1.27	2.07	0.18	0.13
Hexagonal	1.09	2.23	0.00	0.17
Octogonal	1.07	2.29	0.00	0.19
Circular	1.00	2.46	0.00	0.20

Fonte: MOHAN, Sunderarajan S, Simple accurate expressions for planar spiral inductances, 1999, p 3.

A precisão da equação (2.13) piora a medida que a razão S/W aumenta. Para valores de $S \leq 3W$ é exibido um erro máximo de 8%, sendo que na prática indutores integrados planares sempre exibirão $S \leq W$. Além disso, um menor espaçamento S melhora o acoplamento magnético entre as espiras, mas a única ocasião em que se deseja um aumento do espaçamento S é quando se deseja diminuir a capacitância entre as espiras. Porém, na maioria dos casos não é uma preocupação significativa pois esta capacitância não aumentaria as capacitâncias parasitas para o substrato, que são uma fonte de perda mais considerável [2].

Equação baseada em Ajuste de Dados Monomial

A equação (2.14) é baseada na técnica de ajuste de dados Monomial e apresenta a seguinte expressão:

$$L \approx \beta D_{out}^{\alpha_1} W^{\alpha_2} D_m^{\alpha_3} N^{\alpha_4} S^{\alpha_5} \quad (2.14)$$

Os coeficientes β e α são dependentes do formato do indutor e são apresentados na Tabela 2.3 e D_m é o diâmetro médio $\left(D_m = \frac{D_{out}+D_{in}}{2}\right)$ [2].

Tabela 2.3

Formato	β	α_1	α_2	α_3	α_4	α_5
Quadrado	1.62×10^{-3}	-1.21	-0.147	2.40	1.78	-0.030
Hexagonal	1.28×10^{-3}	-1.24	-0.174	2.47	1.77	-0.049
Octogonal	1.33×10^{-3}	-1.21	-0.163	2.43	1.75	-0.049

Fonte: MOHAN, Sunderarajan S, Simple accurate expressions for planar spiral inductances, 1999, p 3.

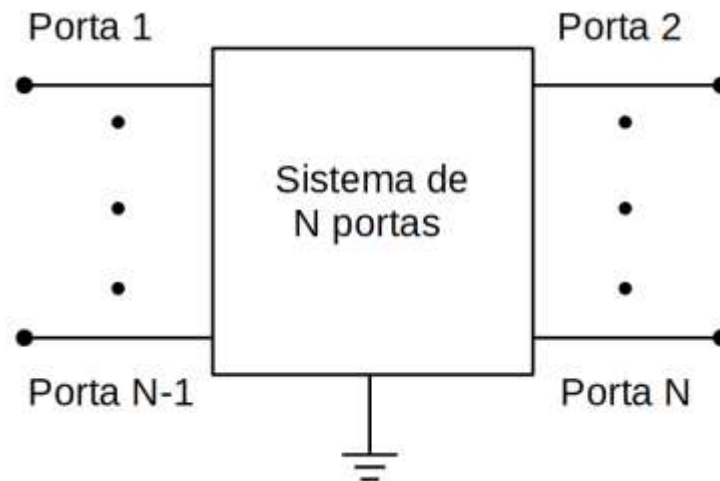
A expressão Monomial da equação (2.14) é simples e oferece uma boa precisão, contudo seu uso real está atrelado à otimização de indutores usando programação geométrica, que é uma técnica para solucionar problemas algébricos de otimização não linear [2]. A programação geométrica ou simplesmente GP (*Geometric Programming*) é um ramo recente no campo dos métodos numéricos que começou a ser desenvolvido a partir da década de 1960 e vem encontrando aplicações em análise e desenvolvimento de problemas de engenharia, oferecendo novos métodos de solução eficientes e confiáveis [7].

2.4. Parâmetros de espalhamento

A matriz de espalhamento (Matriz-S) é uma construção matemática que mostra as quantidades de energia de RF que se propagam através de uma rede multiportas, um exemplo de um sistema de N portas é apresentado na Figura 2.4 [11].

Para um sinal incidente em uma porta, uma fração deste mesmo sinal é refletida de volta, outra parte do sinal é espalhada para as outras portas sendo atenuado ou amplificado, e o restante do sinal é dissipado em forma de calor ou radiação eletromagnética [12].

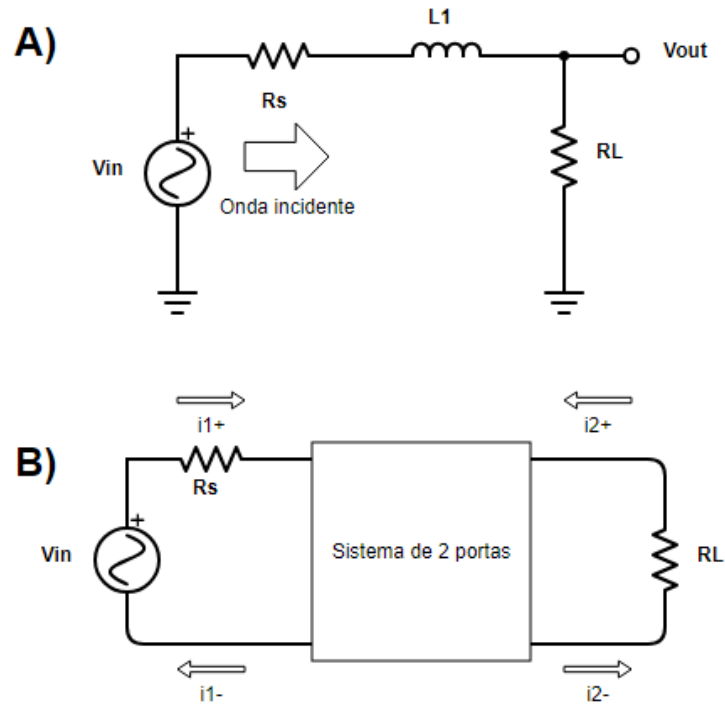
Figura 2.4 - Exemplo de sistema de N portas.



Fonte: Adaptado de POZAR, David M, Microwave engineering, 2009.

A Figura 2.4 mostra um esboço de um sistema genérico de N portas, qualquer circuito pode ser tratado como um sistema de duas portas se este possuir dois pares de nós tratados como entrada e saída, e para cada par de nó, a corrente elétrica que entra pelo nó⁺ deve ser igual a corrente que sai pelo nó⁻ tal como pode ser visto na Figura 2.5 [12].

Figura 2.5 - A) Exemplo de um circuito contendo o indutor integrado, sendo R_s a resistência da fonte e R_L a resistência da carga, B) A representação de um sistema de duas portas do circuito anterior.



Fonte: adaptado de RF engineering basic concepts, 2012.

Uma Matriz-S para um sistema de N portas contém um número de coeficientes (Parâmetros-S) igual a N^2 , cada um representando um caminho de entrada ou saída do sistema. A Figura 2.6 mostra um exemplo de matrizes de espalhamento para os respectivos sistemas de 1 porta, 2 portas e 3 portas [11].

Figura 2.6 - Exemplos de matrizes-S.

(S_{11}) (Sistema de 1 porta)

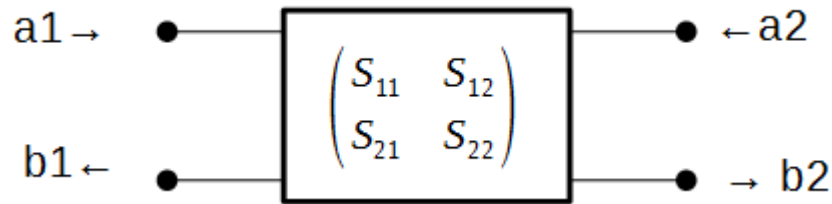
$\begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix}$ (Sistema de 2 portas)

$\begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{pmatrix}$ (Sistema de 3 portas)

Fonte: adaptado de RF engineering basic concepts, 2012

Para uma definição analítica dos parâmetros S vamos considerar a Figura 2.7, onde as variáveis “ a ” indicam as ondas que incidem sobre as portas do sistema, e as variáveis “ b ” indicam as ondas refletidas pelo sistema.

Figura 2.7 - Exemplo de sistema de 2 portas, a variável “a” indica as ondas incidentes nas portas, e as variáveis “b” indicam as ondas refletidas.



Fonte: adaptado de RF engineering basic concepts, 2012

Considerando que as impedâncias da fonte geradora, da carga e do sistema são iguais e estão perfeitamente casadas ($R_s = R_L = Z_0$) é possível definir genericamente as ondas incidentes e refletidas como nas equações (2.15) e (2.16), respectivamente. V_i e I_i são nessa ordem a tensão e corrente incidente na porta e Z_0 é a impedância característica da linha de transmissão (no caso do indutor planar, Z_0 é a impedância característica do próprio componente) [12].

$$a_i = \frac{V_i + I_i Z_0}{2\sqrt{Z_0}} \quad (2.15)$$

$$b_i = \frac{V_i - I_i Z_0}{2\sqrt{Z_0}} \quad (2.16)$$

A relação entre a_i e b_i pode ser escrita na forma de equações lineares, sendo a_i a variável independente e b_i a variável dependente, tal como pode ser visto nas equações (2.17) e (2.18) [12].

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (2.17)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (2.18)$$

Ou usando uma formulação matricial como na equação (2.19).

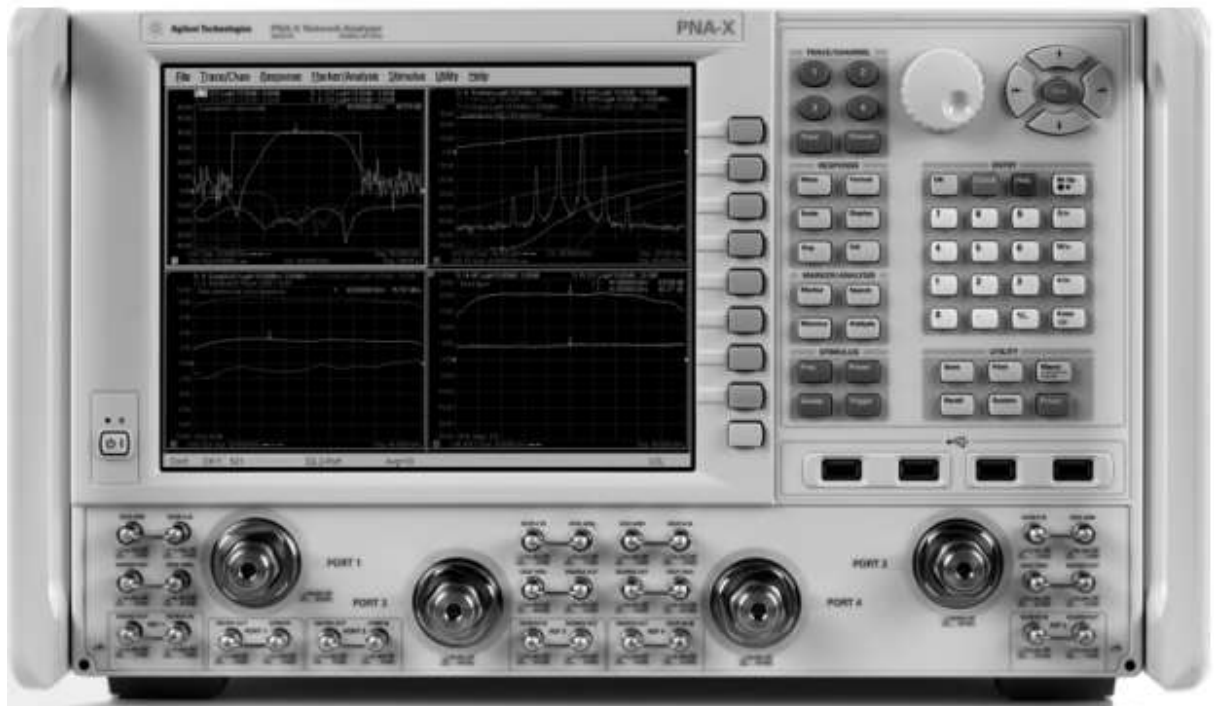
$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (2.19)$$

Para as condições mencionadas anteriormente podemos definir cada parâmetro S como se segue em (2.20).

$$\begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} (b_1/a_1) & (b_1/a_2) \\ (b_2/a_1) & (b_2/a_2) \end{pmatrix} \quad (2.20)$$

Os parâmetros de espalhamento apenas podem ser obtidos por medição, como por exemplo, usando um aparelho conhecido por analisador de rede que pode ser visto na Figura 2.8. O parâmetros S_{11} representa o coeficiente de reflexão na entrada; o parâmetro S_{21} é o coeficiente de transmissão (da porta1 para a porta2); o parâmetro S_{12} é o coeficiente de transmissão reverso (da porta2 para a porta1); e o parâmetro S_{22} é o coeficiente de reflexão na saída [11].

Figura 2.8 - Exemplo de analisador de rede Agilent N5247A.



Fonte: RAZAVI, Behzad. RF microelectronics, 1999, p 179.

Uma das questões ao se trabalhar com sistemas integrados de alta frequência é a dificuldade de se trabalhar com variáveis como tensão e corrente, devido principalmente à dificuldade de se medir estas quantidades em laboratório nas altas frequências de operação do sistema. Deste modo trabalhar com os Parâmetros-S é uma alternativa viável visto que são uma representação confiável do sistema por meio da análise do espalhamento de ondas de RF pelas portas do sistema [11].

Extração dos valores de indutância, resistência e fator de qualidade a partir dos parâmetros de espalhamento.

Um recurso muito útil na análise e simulação de sistemas por meio da obtenção de parâmetros de espalhamento é a possibilidade de se extrair valores importantes para o projeto usando os coeficientes da Matriz-S. Assim, será mostrado a seguir algumas das equações usadas para a extração de tais valores.

As equações (2.21), (2.22) e (2.23) mostram como obter os valores da indutância e resistência eficazes mais o fator de qualidade usando os coeficientes da Matriz de Admitância [15].

$$L_{eff} = \Im \frac{1/Y_{(11)}}{\omega} \quad (2.21)$$

$$R_{eff} = \Re \frac{1}{Y_{(11)}} \quad (2.22)$$

$$Q = \omega \frac{L_{eff}}{R_{eff}} \quad (2.23)$$

A variável L_{eff} representa a indutância eficaz, e ω representa a frequência angular ($\omega=2\pi f$). É notável que para determinar a indutância eficaz usa-se apenas a parte imaginária ($\Im$) desta equação. A variável R_{eff} representa a resistência encontrada na folha metálica, e utiliza apenas a parte real ($\Re$) da equação (2.22). A variável “ Q ” representa o fator de qualidade [15].

A Matriz de Admitância (Matiz-Y) pode ser obtida a partir da Matriz de Espalhamento por meio das seguintes equações (2.24), (2.25), (2.26) e (2.27) [11].

$$Y_{11} = Y_0 \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad (2.24)$$

$$Y_{12} = Y_0 \frac{-2S_{12}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad (2.25)$$

$$Y_{21} = Y_0 \frac{-2S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad (2.26)$$

$$Y_{22} = Y_0 \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad (2.27)$$

2.5. Perdas nos indutores integrados

Os mecanismos de perdas para um indutor integrado são difíceis de se formular analiticamente devido a quantidade de fenômenos que atuam dentro do sistema de um CI. Assim, é comum lançar mão de simulações computacionais ou medições diretas para se construir modelos de indutores com uma melhor precisão. Apesar disso, o entendimento dos mecanismos de perdas ajuda a compreender a dinâmica de modelagem e o próprio desenvolvimento de um indutor integrado, onde os principais mecanismos de perda são as perdas nas camadas metálicas e as perdas no substrato semiconductor [2].

Perdas no metal

As perdas em indutores integrados têm uma relação forte com a condutividade das camadas de metal em que são montados. As camadas de metal por sua vez demonstram um aumento da resistência quando são percorridas por sinais de alta frequência, e os principais fenômenos observados são o efeito pelicular e o efeito de proximidade [8].

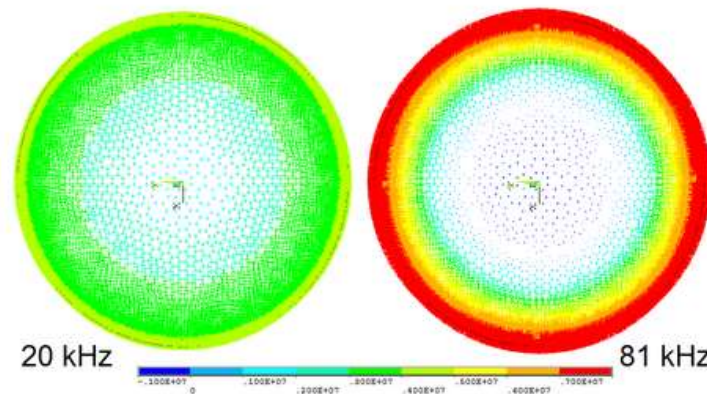
Efeito pelicular

O efeito pelicular (também conhecido como *SkinEffect*) é associado com a redistribuição do fluxo de corrente elétrica no condutor de acordo com a frequência do sinal, como pode ser visto na Figura 2.9. Com um fluxo contínuo de corrente (corrente contínua) é esperado uma distribuição uniforme dentro de uma área de secção reta do condutor, sendo assim a resistência efetiva do indutor integrado será proporcional a resistência da camada de metal. Em contrapartida, quando é usado um sinal de corrente alternada, à medida que a frequência aumenta o fluxo de corrente passa a se concentrar na superfície do material condutor de modo que a área de secção transversal que a corrente ocupa é menor, o que aumenta a resistência efetiva para altas frequências [8].

A região onde se concentra a densidade de corrente elétrica é conhecida como profundidade pelicular (δ), e é dependente da frequência da corrente elétrica, e da condutividade do metal (σ).

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\mu\sigma\omega}} \quad (2.28)$$

Figura 2.9- O efeito pelicular em um fio de cobre de seção circular com raio $R=1$ mm. Na esquerda a frequência é de 20 kHz, e na direita de 81 kHz, em ambos os casos ocorre a passagem da mesma corrente senoidal de 10A.



Fonte: ORTIZ, Marco. O efeito skin, 2011.

Sendo δ a profundidade pelicular, μ a permeabilidade magnética do material, ω a frequência angular da corrente elétrica ($\omega = 2\pi f$) e σ a condutividade do metal [11].

A resistência extra do condutor (R_{skin}) em razão do efeito pelicular é descrita pela equação (2.29) [3].

$$R_{skin} = \frac{1}{\sigma \delta} \quad (2.29)$$

Efeito de proximidade

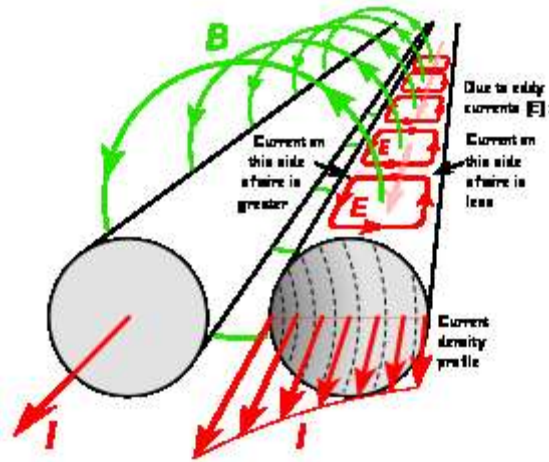
Este também é um efeito capaz de alterar a resistência elétrica do material em função da frequência do sinal que percorre um condutor. Porém este decorre da interação entre os campos magnéticos variantes no tempo de materiais condutores que estão próximos entre si [9].

Quando condutores estão suficientemente próximos um do outro, devido a corrente elétrica que percorre um deles, é gerado um campo magnético tal que este é capaz de alterar a distribuição da corrente que percorre o outro condutor e vice e versa [8].

O campo magnético de um condutor atravessa a superfície normal do condutor vizinho. Sendo assim, de acordo com a lei de Faraday-Lenz, um campo elétrico é induzido no condutor vizinho que acaba por resultar em uma corrente parasita (corrente de Foucault). Esta corrente

parasita se superpõe a corrente que atravessa o material causando uma redistribuição da densidade de corrente [9]. A interpretação destes efeitos físicos é ilustrada na figura 2.10.

Figura 2.10 – Exemplo do efeito de proximidade.



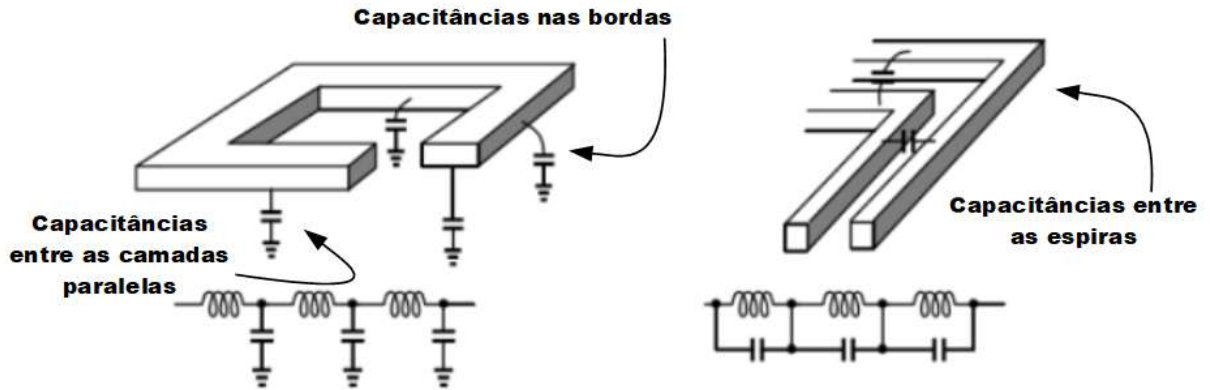
Fonte: https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Proximity_effect.svg, acessado em 23/01/2019.

No ambiente de um indutor planar integrado, as espiras mais internas estão imersas em um campo magnético mais intenso quando comparadas as espiras mais externas, logo é observado uma maior variação da resistência efetiva nas espiras mais internas em comparação com as espiras mais externas [9].

Perdas no substrato

Circuitos integrados são construídos em uma arquitetura de camadas, onde tem-se o substrato semiconductor separado de camadas de condutores metálicos por camadas de material isolante. Os indutores planares são comumente construídos nas camadas metálicas de um circuito integrado. Estas camadas estão imediatamente acima do substrato semiconductor, a interação entre os sinais que circulam pelas camadas acaba por criar efeitos capacitivos que geram diversos acoplamentos que podem ser vistos na Figura 2.11. Como por exemplo, surgem acoplamentos entre as espiras do indutor, entre as bordas laterais do indutor e o substrato e das camadas de metal para o substrato. Tais efeitos constituem em uma considerável fonte de perda para o sistema [3].

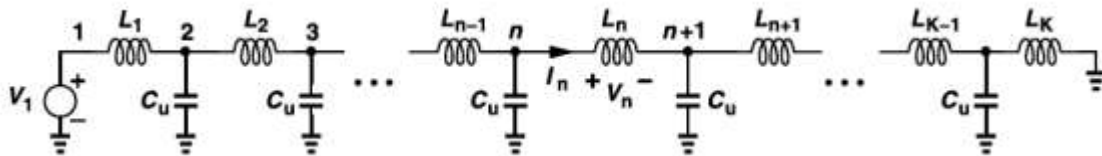
Figura 2.11 - Exemplo dos tipos de capacitâncias parasitas observadas em um indutor planar integrado.



Fonte: RAZAVI, Behzad. RF microelectronics, 1998, p 440.

Considerando que a cada duas espiras do indutor há um acoplamento mútuo M , e que este acoplamento mútuo é forte o suficiente tal que seja aproximadamente igual a indutância de uma das espiras, é possível descrever equações aproximadas que relacionem a energia total armazenada com capacitâncias parasitas [3].

Figura 2.12 - Modelo distribuído das capacitâncias do indutor planar para o substrato aterrado.



Fonte: RAZAVI, Behzad. RF microelectronics, 1998, p 440.

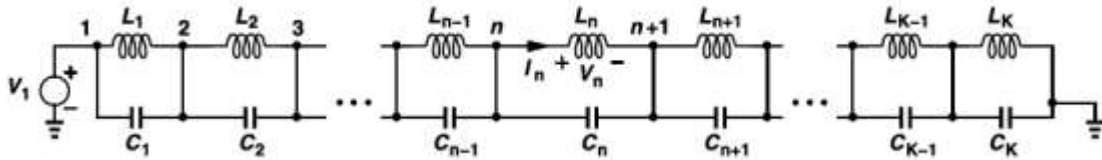
A Figura 2.12 apresenta um modelo distribuído das capacitâncias parasitas de cada espira do indutor para o substrato aterrado, a energia armazenada em cada capacitância C_u é aproximada pela equação (2.30), onde E_u é a energia armazenada por cada capacitância C_u , n é o número de espiras, K é o número estimado de capacitâncias e V_1 é tensão aplicada aos terminais do indutor integrado.

$$E_u = \frac{1}{2} C_u \left(\frac{n}{K} \right)^2 V_1^2 \quad (2.30)$$

Somando todas as energias unitárias armazenadas por cada capacitor é obtido a equação (2.31), que dá uma aproximação da energia total armazenada E_{tot} , a capacitância total é representada por C_{tot} e V_1 é a tensão aplicada aos terminais do indutor planar [3].

$$E_{tot} = \frac{1}{2} \frac{C_{tot}}{3} V_1^2 \quad (2.31)$$

Figura 2.13 - Modelo distribuído das capacitâncias entre as espiras de um indutor planar



Fonte: RAZAVI, Behzad. RF microelectronics, 1998, p 441

De modo semelhante, a Figura 2.13 representa o modelo distribuído das capacitâncias observadas entre as espiras do indutor planar. A energia armazenada em cada capacitor é aproximada pela equação (2.32), onde E_u é a energia unitária armazenada por cada capacitância entre as espiras, C_k são as capacitâncias entre as espiras, K é o número estimado de capacitâncias e V_1 é a tensão aplicada entre os terminais do indutor planar [3].

$$E_u = \frac{1}{2} C_k \left(\frac{1}{K} V_1 \right)^2 \quad (2.32)$$

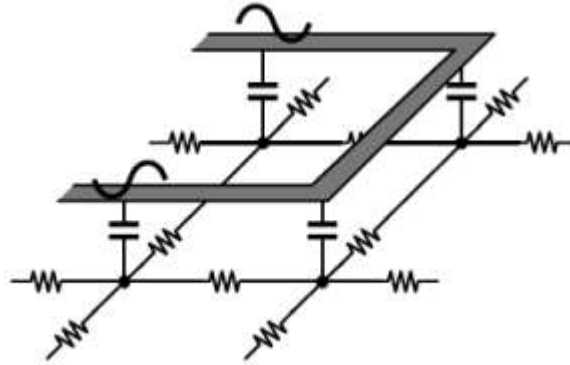
A energia total dos capacitores entre as espiras é dada pela equação (2.33).

$$E_{tot} = \frac{1}{2K} C_k V_1^2 \quad (2.33)$$

As capacitâncias parasitas entre o substrato e o material condutor apresentam um acoplamento capacitivo capaz de formar correntes que fluem através do substrato, uma vez que o substrato possui certa resistividade é de se esperar que haja perdas decorrentes desse acoplamento RC, o que ocasiona o abaixamento do fator de qualidade Q [3].

O efeito das capacitâncias parasitas é tal que para todos os indutores integrados existe uma frequência em que o indutor é capaz de ressonar com sua própria capacitância parasita, sendo esta chamada de frequência de auto ressonância ou simplesmente f_{sr} (*self resonance frequency*). A frequência de auto ressonância serve como uma medida para a máxima frequência de operação do indutor, uma vez que para frequências acima da f_{sr} é notado que o indutor começa a perder as suas características se aproximando mais do comportamento de um capacitor [3].

Figura 2.14 - Perdas para o substrato devido ao acoplamento capacitivo.



Fonte: RAZAVI, Behzad. RF microelectronics, 1998, p 450

Fator de qualidade e os mecanismos de perda

O fator de qualidade Q de um indutor é determinante no desempenho de variados circuitos de RF, como por exemplo o ruído de fase de osciladores é proporcional a $1/Q^2$ e o ganho em amplificadores sintonizados também é proporcional a Q [3].

Levando em conta a tecnologia de fabricação CMOS, e frequências acima de 5GHz, um Q com valor 5 é considerado moderado e um Q com valor 10 é relativamente alto [3].

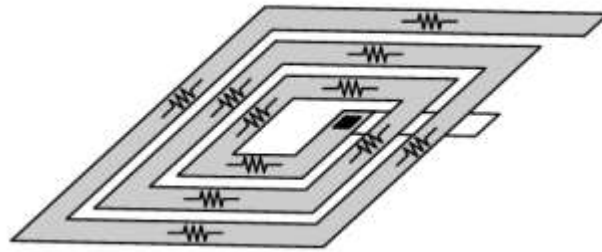
O fator de qualidade Q pode ser considerado como a medida de quanta energia é perdida em um indutor quando ele conduz uma corrente alternada senoidal. Tendo em mente que apenas componentes resistivos dissipam energia, os mecanismos de perda relacionam diversas resistências associadas a estrutura do indutor como visto na Figura 2.15 [3].

Existem diversas definições de Q , um bom exemplo da interferência da resistência intrínseca no fator de qualidade é a dada pela definição de Q como a razão da impedância desejável Z_l e da resistência em série R_s (indesejável), sabendo que $Z_l = 2\pi fL$ e que $\omega = 2\pi f$, temos a equação (2.34) [3].

$$Q = \frac{Z_l}{R_s} = \frac{2\pi fL}{R_s} = \frac{L\omega}{R_s} \quad (2.34)$$

Tomando como exemplo, um indutor planar de 5nH operando em 5GHz com um R_s de 22,5Ω, terá um valor esperado de Q igual a 7.

Figura 2.15 - representação da resistência metálica em um indutor planar.



Fonte: RAZAVI, Behzad. RF microelectronics, 1998, p 444.

O fator de qualidade Q não é afetado somente pelas resistências em série, mas também pelos mecanismos de perdas como as capacitâncias parasitas e as perdas por acoplamento magnético. Na modelagem de um indutor integrado é comum sobredimensionar o valor desejado de Q em até duas vezes, antecipando a queda do valor pelos variados mecanismos de perda [3].

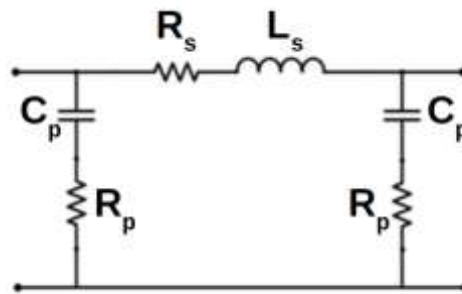
Observando a equação (2.34) é possível perceber que o valor de Q é inversamente proporcional ao valor de R_s . Sendo assim construindo um indutor de modo que sua resistência interna seja a menor possível renderia um Q com valores mais altos, a opção para se diminuir o valor de R_s é aumentar a área do condutor que forma o componente, seja aumentando a largura da trilha W , o número de espiras N ou diminuindo o espaçamento S . Na prática tem-se uma relação de perde e ganha entre a resistência R_s e as capacitâncias parasitas onde se aumentamos a área do condutor diminuimos R_s , mas aumentaremos as capacitâncias parasitas para o substrato o que aumenta o acoplamento capacitivo que também é uma fonte de perda que diminui o fator de qualidade Q [3].

2.6. Modelos de circuitos equivalentes

Os modelos equivalentes (também conhecidos como modelo distribuído, aglomerado ou *lumped model*) são arquiteturas de circuito que visam simplificar os principais efeitos observados em um indutor planar (como por exemplo os diferentes meios de perdas vistos anteriormente) em uma representação no campo dos circuitos elétricos. Isso facilita o uso deste modelo detalhado em ambientes de simulação computacional, e a complexidade de cada modelo equivalente é relacionada à quantidade de fenômenos descritos [8].

Um modelo relevante é chamado de π simples e leva em conta as perdas no metal, representadas como uma resistência R_s em série com um indutor L_s (que é o valor de indutância de interesse do componente). O acoplamento capacitivo das capacitâncias parasitas é representado por C_p e as perdas no substrato são representadas por uma resistência R_p [8].

Figura 2.16 - Modelo π simples.

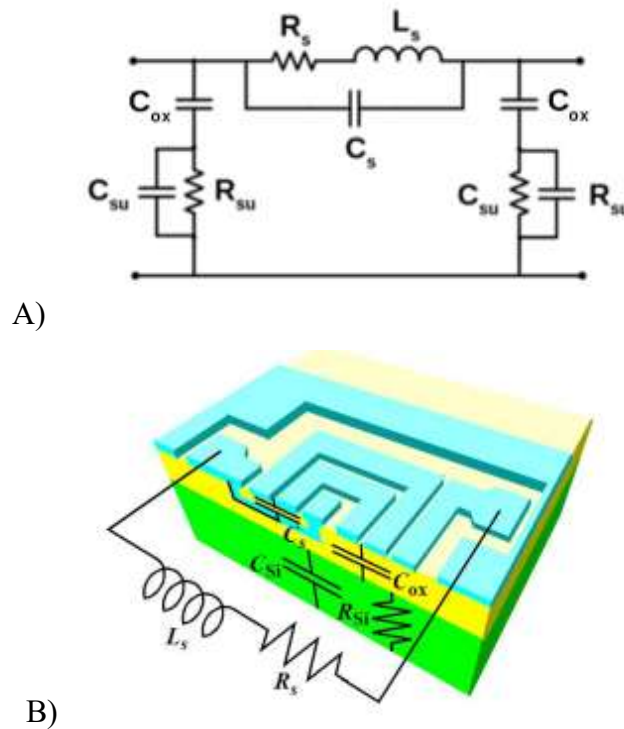


Fonte: JUNIOR, Fonseca. Indutores integrados passivos para aplicações em rádio frequência, 2008, p 31.

Este modelo é mais simplificado, não apresentando muitos detalhes físicos do indutor integrado, como por exemplo não considera individualmente os fenômenos de capacitância entre as espiras e entre as camadas metálicas [8].

No ambiente de um indutor integrado um dos modelos mais adotados e ao mesmo tempo relativamente simples é o modelo conhecido por π físico [8]. Neste modelo L_s está em série com R_s , representando respectivamente a indutância e a resistência do condutor, C_s é a capacitância entre as camadas metálicas e entre as espiras, C_{ox} representa a capacitância entre o substrato e o condutor, e C_{su} e R_{su} são respectivamente a capacitância e a resistência encontrados no substrato [3].

Figura 2.17 - A) Modelo π físico, B) Correspondência com o ambiente do indutor integrado.



Fonte: JUNIOR, Fonseca. Indutores integrados passivos para aplicações em rádio frequência, 2008, p 32.

Os modelos apresentados anteriormente são um conceito geral usado para o estudo das principais características de indutores integrados. Contudo existem diversos formatos e técnicas de construção que visam melhorar o fator de qualidade ou reduzir as dimensões do indutor. Para cada modelo de indutor é possível descrever um modelo de circuito equivalente que o descreva de forma mais congruente com o comportamento real do componente [3].

3. MATERIAIS E MÉTODOS

Neste capítulo será tratado sobre os materiais e recursos usados nessa pesquisa e os métodos e tecnologias que compõem o assunto em questão.

3.1. Tecnologia de Circuitos integrados

A demanda por sistemas de comunicação sem fio foi um dos fatores que impulsionaram o desenvolvimento de soluções integradas como o SoC (*System on a Chip*), ou o ASIC (*Application Specific Integrated Circuit*). Para atender esta alta demanda viu-se um acelerado avanço dos processos de fabricação de dispositivos baseados em silício [8]. Será mostrado nesta seção um resumo da tecnologia CMOS e de suas etapas de fabricação, sendo esta uma das tecnologias de construção de circuitos integrados mais usadas na área da microeletrônica de RF [1].

Tecnologia de fabricação CMOS

A tecnologia *Complementary Metal Oxide Semiconductor* (CMOS) se tornou nas últimas décadas atraente para a implementação de circuitos integrados de RF devido a fatores como baixo custo, baixo consumo e alta confiabilidade [8].

Originalmente o CMOS é um método de construção altamente voltado para sistemas digitais. Mas, o desenvolvimento atual desta tecnologia, (como por exemplo, a criação de componentes passivos com alto fator de qualidade e capazes de operar em frequências na faixa dos GHz) permitiu a integração de sistemas analógicos e digitais em um mesmo CI, o que também permitiu soluções mais elaboradas e com grande desempenho, como os circuitos de RF integrados [8].

Os circuitos integrados CMOS são fabricados a partir de um *wafer* de silício, que são produzidos de uma grande peça cilíndrica de silício monocristalino (lingote ou tarugo) como pode ser visto na Figura 3.1. Uma peça tem aproximadamente 2 metros de comprimento com diâmetros que podem alcançar os 40cm, e tem uma pureza maior que 98% [13].

Figura 3.1 - Exemplos de Lingotes de Silício monocristalino e wafers.

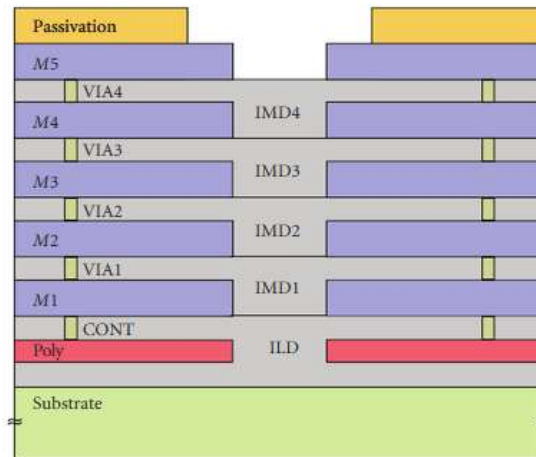


Fonte: www.svmi.com/silicon-wafers/grade, visitado em 01/11/2018.

Por meio de um processo chamado fotolitografia é definido o desenho do sistema na camada do substrato semicondutor de silício (*wafers*) onde é posteriormente gravado com a ajuda de ácidos corrosivos. Após esse processo é aplicado uma camada de isolante composto por SiO_2 . A partir deste ponto podem existir outras camadas de material semicondutor e também de metal, todas devidamente isoladas umas das outras por camadas isolantes. A interligação entre as camadas se dá por condutores inseridos na camada isolante, também conhecidos como vias [18].

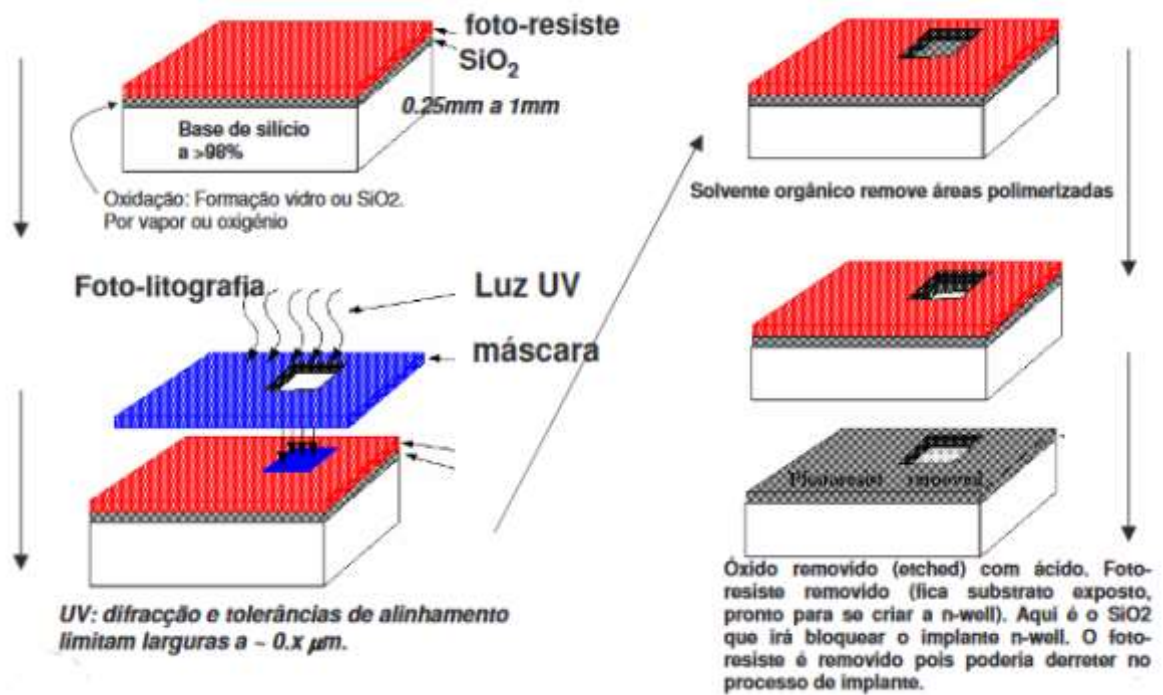
A Figura 3.2 mostra uma vista transversal simplificada de uma típica arquitetura de camadas CMOS. Na parte mais inferior tem-se o substrato semicondutor, seguido respectivamente por uma camada de isolante dielétrico (ILD), uma camada de silício policristalino (poly), e camadas de metal (M) intercaladas com isolantes entre metal (IMD), a conexão das camadas semicondutoras com as metálicas é chamada de contato (CONT), e as conexões entre as camadas metálicas são chamadas de vias (VIA). Um exemplo das principais etapas do processo de fabricação CMOS pode ser visto na Figura 3.3 [19].

Figura 3.2 - Vista transversal de uma típica estrutura de camadas CMOS.



Fonte: Experiments on the Release of CMOS-Micromachined, 2009, p 2.

Figura 3.3 - Etapas do processo de fabricação CMOS



Fonte: Processo de Fabricação CMOS [13], 2006, slide 7.

3.2. Ambiente de Projeto

Será mostrado agora uma visão geral sobre o desenvolvimento do projeto e a respectiva análise de um indutor planar usando as ferramentas computacionais disponíveis no laboratório do curso de engenharia eletrônica e de telecomunicações.

Ambiente de Layout e Design

Os softwares utilizados nesse trabalho possibilitam o desenvolvimento e análise de sistemas de alta frequência, como é o caso dos sistemas de RF, e dos indutores integrados que são objeto de nosso estudo [21].

Os softwares usados são do tipo de desenho eletrônico automatizado ou do inglês *Electronic Design Automation* (EDA). Neles é possível construir sistemas usando componentes preexistentes ou importar componentes de terceiros como as empresas desenvolvedoras ou fabricantes de circuitos integrados, ou até mesmo é possível desenvolver os próprios modelos de componentes a serem posteriormente usados tal é a versatilidade destas ferramentas [21].

Neste trabalho foi usado as funcionalidades de desenho e aplicativos específicos das ferramentas de software para a criação do layout dos indutores integrados tendo como base uma tecnologia de substrato CMOS padronizada. O modelo obtido foi então submetido a simulação computacional onde são obtidos os parâmetros de espalhamento (parâmetros S), destes parâmetros são extraídos valores importantes do componente como a indutância e resistência eficazes e o fator de qualidade.

Ambiente de simulação

As equações mostradas no capítulo 2.3 entregam diferentes níveis de precisão para os diferentes tipos de geometria e faixa de valores de indutância. Apesar de serem uma boa ferramenta para dar início ao projeto de um indutor integrado, as fórmulas por si só dependem muito do formato do indutor [3]. Outra dificuldade é que o valor da indutância também depende da frequência de operação e que na literatura a maioria das fórmulas que estimam o valor da indutância são modeladas em baixas frequências [3].

Tendo o conhecimento das fontes de perdas no modelo de um indutor planar integrado é possível obter junto com o campo das simulações eletromagnéticas, modelos de simulações

computacionais que estimam o valor não só da indutância, mas também valores do fator de qualidade, de impedância e frequência de auto ressonância [3].

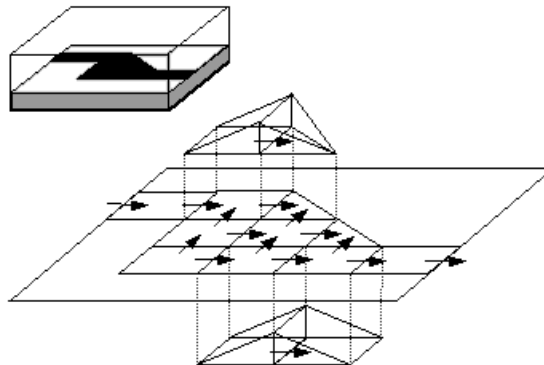
Tendo em mãos uma estimativa bruta do valor da indutância por meio de fórmulas, é muito recomendável continuar a análise do projeto de um indutor planar integrado por meio de uma ferramenta de simulação mais versátil [3]. Comercialmente existem soluções que representam com uma precisão satisfatória as iterações eletromagnéticas que ocorrem dentro de um indutor, sendo que estas ferramentas têm como base diferentes métodos numéricos, tal como, o método dos elementos finitos e o método dos momentos [13].

Nesse trabalho são utilizadas as ferramentas de simulação computacional, que fornecem um ambiente com interface unificada para a simulação eletromagnética e geração de parâmetros de espalhamento (parâmetros S). As ferramentas de simulação que serão usadas empregam o método dos momentos (MoM) e o método dos elementos finitos (FEM) [15].

O método dos Momentos

O método dos momentos (MoM) é uma técnica numérica de discretização que é usada para resolver as equações de Maxwell para estruturas planares embarcadas em uma arquitetura de substrato dielétrico de multicamadas [16]. No método dos momentos antes da discretização, as equações de Maxwell são transformadas em equações integrais lineares como pode ser visto na Figura 3.4. O ponto chave do método é reduzir uma equação integral em uma equação matricial [15].

Figura 3.4 - Exemplo de distribuição de uma malha de funções de base sobre uma estrutura planar.



Fonte: Ferramentas avançadas de projeto para sistemas eletrônicos. Patos de Minas: Telecom, 2018.

O método também consiste em espalhar funções de base de forma a completar a superfície de uma estrutura planar. As funções de base padrão usadas em simuladores eletromagnéticos são as de subdomínio definidas como *rooftop*. As funções de subdomínio são definidas por uma malha de células com formato retangular, triangular ou poligonal, e que cada *rooftop* está associado a uma margem da malha e representa a corrente elétrica que passa nesta região [15].

A ferramenta usada é encarregada de calcular os parâmetros de espalhamento (parâmetros S) para estruturas planares genéricas como *microstrip*'s, guias de onda coplanares, placas de circuito impresso (PCI) para RF e Micro-ondas, e circuitos integrados de aplicações variadas [15].

Os passos para o processo de solução da ferramenta de simulação são [15]:

- Cálculo da função de Green para o substrato;
- Criação dos padrões de malha planar para o sinal;
- Carregamento e resolução da matriz MoM;
- Calibração e separação dos parâmetros S;
- Redução da ordem do modelo usando amostragem de frequência adaptativa.

O método dos Elementos Finitos

O método dos elementos finitos (FEM) é também uma técnica numérica, e serve para obter soluções aproximadas de problemas de contorno em equações diferenciais[16]. É um método muito utilizado em simuladores que calculam campos eletromagnéticos tridimensionais em estruturas genéricas. O ponto chave da técnica é dividir a estrutura analisada em milhares de pequenas regiões e representar o campo eletromagnético em cada uma dessas sub-regiões (também conhecidas como elementos) usando funções aplicadas localmente [15].

A técnica de elementos finitos é baseada em aproximações que permitem trocar equações diferenciais por equações de diferenças finitas. Assim uma solução para as equações de diferenças finitas envolve três passos [16]:

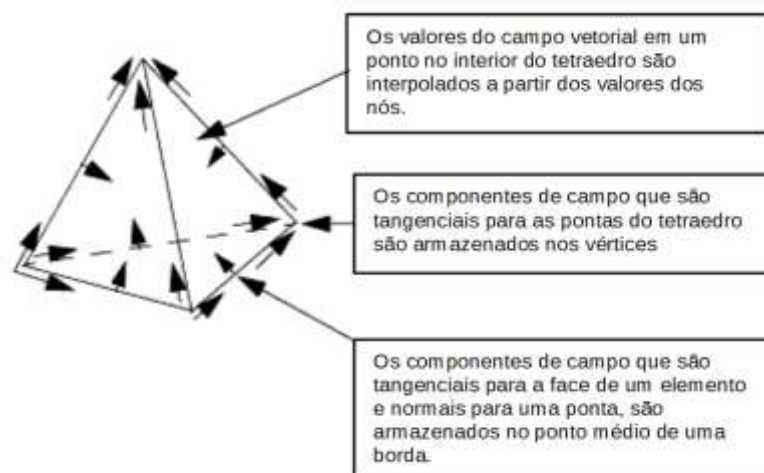
- Dividir a região estudada em uma malha de pontos;

- Aproximar a equação diferencial por um equivalente em equações de diferenças finitas que relacione a variável dependente no ponto da região de solução para os valores nos pontos vizinhos;
- Resolver as equações de diferenças finitas para as determinadas condições de fronteira e/ou condições iniciais.

No simulador FEM usado nesse trabalho, os elementos têm a forma de tetraedros, onde cada tetraedro é formado por quatro triângulos equiláteros como na Figura 3.5, que por sua vez são dispostos automaticamente de forma a preencher o volume da estrutura estudada. A malha de pontos se distribui nos vértices do elemento e nos pontos médios das arestas do tetraedro [15]. Há uma relação entre o tamanho da malha e o nível de precisão desejado, quanto maior for a concentração de elementos (tetraedros) em uma malha, mais preciso será a solução, mas o custo de potência computacional e uso de memória crescem proporcionalmente. Então é desejável uma malha que tenha um tamanho suficiente para uma solução precisa, mas que não sobrecarregue o processamento e a memória do computador [15].

Para produzir uma malha otimizada o simulador FEM usa um processo iterativo que realiza um refinamento da malha em regiões críticas do modelo. Inicialmente é calculado uma solução baseada na malha original. Logo após, a malha é refinada baseada em critérios de erro adequados e então é gerado uma nova solução, quando os parâmetros de espalhamento (parâmetros S) convergem para um limite desejado o processo iterativo termina [15].

Figura 3.5 - Representação de um elemento e a disposição dos pontos de análise do campo vetorial.

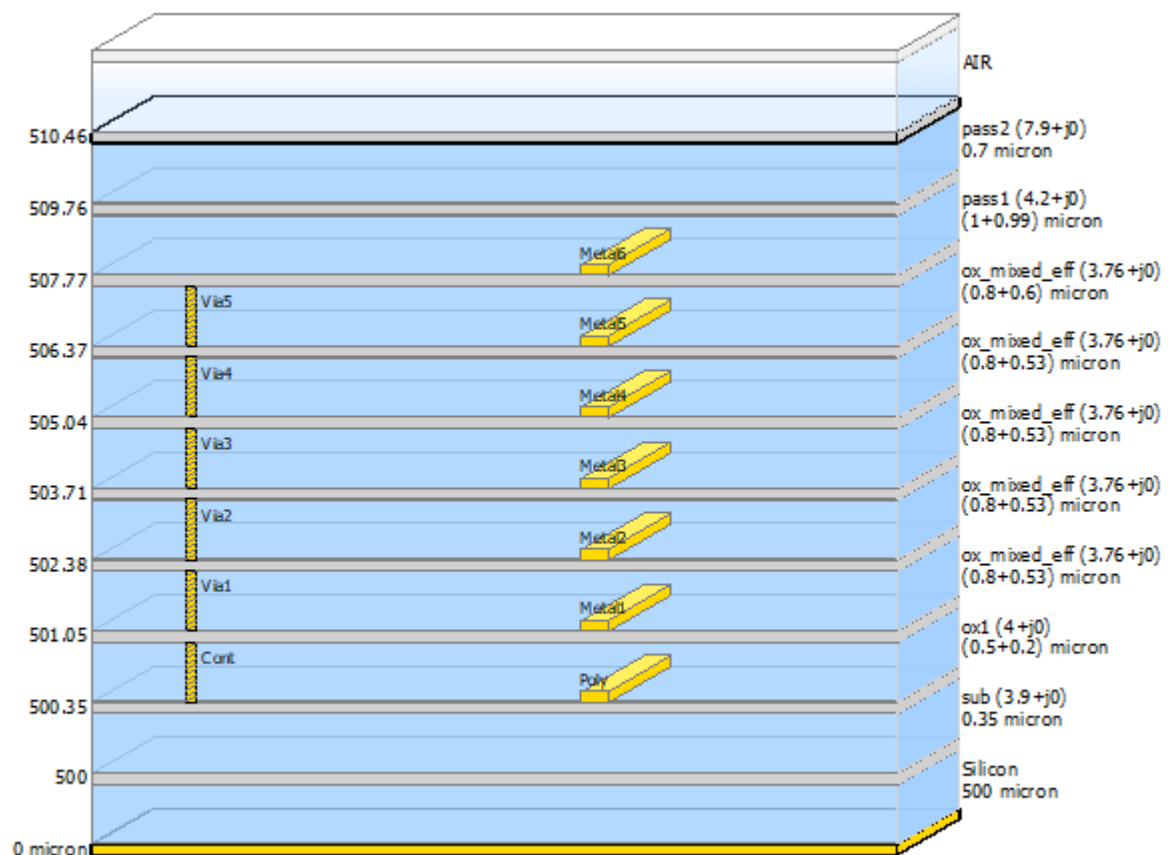


4. RESULTADOS E DISCUSSÃO

Será discutido nessa seção os resultados do projeto e simulação dos indutores bem como a comparação dos resultados da simulação com os obtidos por fórmulas.

Para iniciar o processo de desenvolvimento foi definido uma tecnologia de substrato padrão que será usado em todos os projetos e simulações deste trabalho. Esta tecnologia de substrato se encontra no *Process Desing kit* (PDK) que é fornecido de forma gratuita para avaliação na página de consultoria em sistemas de RF e microeletrônica *Dr. Mühlhaus Consulting & Software GmbH*. Trata-se de uma tecnologia CMOS com substrato de silício de 6 camadas metálicas, denominado GPDK180, que pode ser conferida na Figura 4.1.

Figura 4.1 - Tecnologia de substrato CMOS padrão GPDK180.



Fonte: VOLKER MÜHLHAUS. RFIC Inductor Toolkit: On-Chip Inductor Synthesis.

São projetados e simulados os indutores dos formatos quadrado e octogonal, cujos resultados são comparados com as respectivas fórmulas apresentadas no capítulo 2.

4.1. Indutores integrados de formato quadrado

O formato quadrado é um dos mais comuns para os indutores planares dado a simplicidade de desenho e aproveitamento do espaço disponível para determinados projetos [4]. Nesta primeira etapa foram calculados os valores de indutância usando as equações (2.10) e (2.11). Os resultados são apresentados na Tabela 4.1, que corresponde a variação da indutância em função da variação do número de espiras.

Tabela 4.1 – Variação da indutância em função do número de espiras.

n	W (μm)	S (μm)	D_{out} (μm)	L Calculado (nH)	Variação
2	3	2	200	2,733	0%
3	3	2	200	5,217	91%
4	3	2	200	8,055	54%
5	3	2	200	11,05	37%
6	3	2	200	14,41	30%
7	3	2	200	17,74	23%
8	3	2	200	21,06	19%
9	3	2	200	24,33	15%
10	3	2	200	27,48	13%
11	3	2	200	30,46	11%

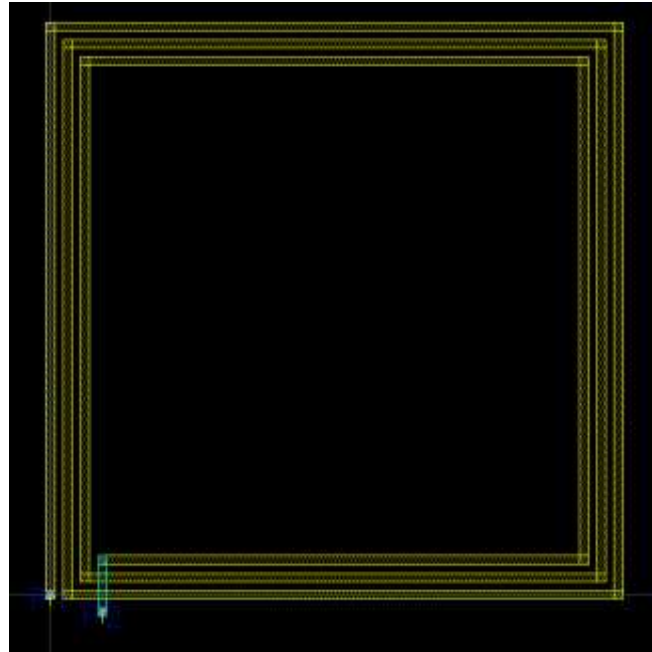
Onde “ n ” é o número de espiras, “ W ” é a largura das espiras, “ S ” é o espaçamento das espiras, “ D_{out} ” é o diâmetro externo, “ $L_{Calculado}$ ” é o valor de indutância encontrado pelas equações (2.10) e (2.11) e a coluna “ $Variação$ ” representa o aumento percentual da indutância comparado com o aumento de uma espira (por exemplo o aumento percentual da indutância comparando um indutor de 2 e de 3 espiras, de 3 e 4, de 4 e 5, e assim por diante).

Usando as ferramentas disponíveis no laboratório, foram projetados indutores quadrados semelhantes ao mostrado na Figura 4.2 usando as mesmas características observadas na Tabela 4.1. Novamente, o objetivo é avaliar o valor da indutância variando o número de espiras.

Os indutores foram projetados levando em consideração a tecnologia de substrato CMOS GPDK180 e as camadas metálicas usadas foram as de nível superior por serem mais grossas que as camadas de nível inferior, A camada Metal6 escolhida para a parte das espiras (parte em amarelo apresentado na Figura 4.2) e a camada Metal5 para a parte da subjunção

(parte em azul na Figura 4.2), com as respectivas espessuras de $0,9\mu\text{m}$ para a camada Metal6 e de $0,6\mu\text{m}$ para a camada Metal5.

Figura 4.2 - Exemplo de um indutor integrado de formato quadrado e com 3 espiras.



Os modelos foram então submetidos a simulação computacional usando primeiramente o método dos momentos e uma faixa de frequência de 0 até 12GHz obtendo assim os respectivos parâmetros de espalhamento. Os valores da indutância eficaz, da resistência de folha metálica e do fator de qualidade podem ser extraídos dos coeficientes da matriz de espalhamento utilizando as equações (2.21), (2.22) e (2.23) apresentadas no Capítulo 2.4.

As Figuras (Figura 4.3), (Figura 4.4) e Figura 4.5) apresentam respectivamente os gráficos da indutância eficaz, do fator de qualidade e da resistência do componente, todos em função da frequência. Nota-se pelos gráficos que a frequência em que se é obtido o maior valor de indutância, não necessariamente é onde se encontra o melhor fator de qualidade e vice-versa. Logo, foi definido que a escolha do melhor valor de indutância para ser comparado com os valores calculados seria aquela que se encontrasse na mesma frequência do melhor fator de qualidade.

Figura 4.3 – Gráfico da Indutância eficaz pela frequência.

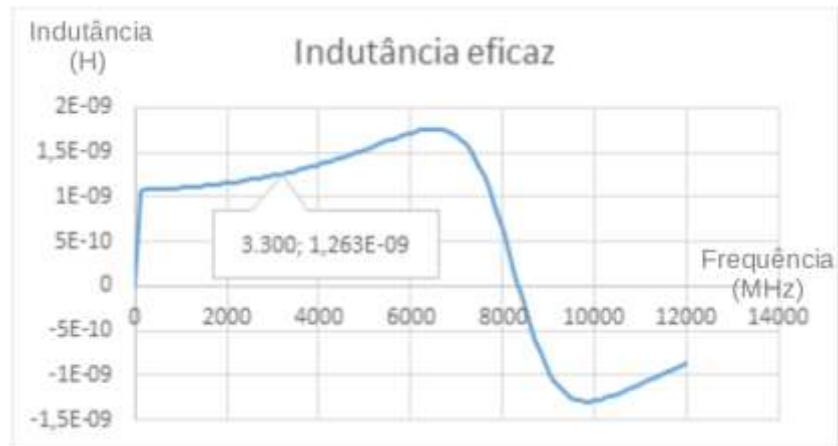


Figura 4.4 – Gráfico do fator de qualidade pela frequência.

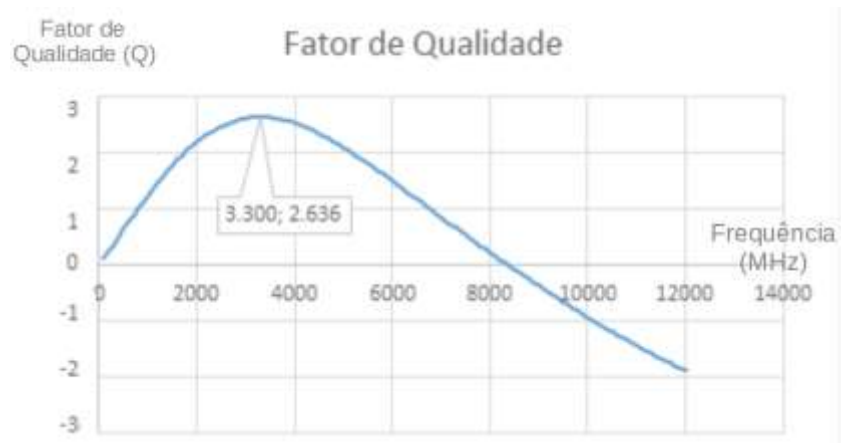
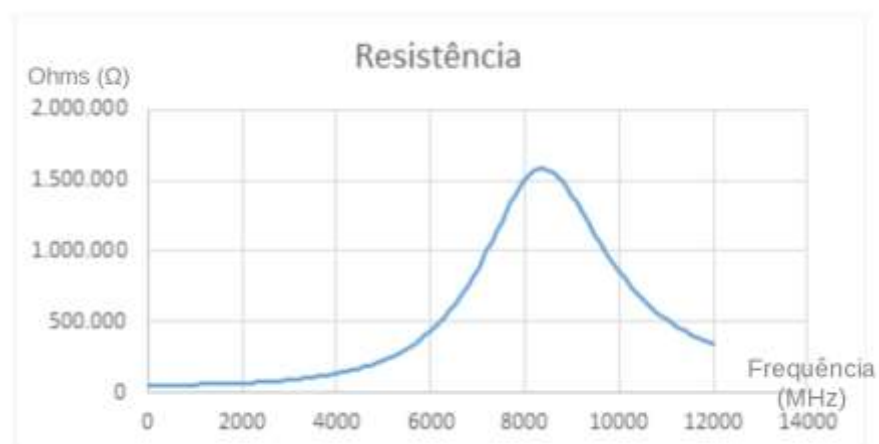


Figura 4.5 – Gráfico da resistência pela frequência.



Na Tabela 4.2 são apresentados os valores obtidos na simulação. Como os valores de indutância variam com a frequência foi escolhido o valor de indutância na frequência em que é obtido o maior fator de qualidade Q .

Tabela 4.2 - Simulação MoM com variação do número de espiras.

n	Freq (GHz)	Q	L simulado (nH)
2	10,4	4,07	2,69
3	6,8	3,48	5,01
4	4,9	3,10	7,47
5	3,9	2,84	10,09
6	3,3	2,63	12,74
7	2,9	2,48	15,32
8	2,6	2,34	17,67
9	2,4	2,24	19,87
10	2,2	2,16	21,66
11	2,1	2,95	23,28

Na Tabela 4.3 são mostrados novamente os valores calculados (com a equação (2.12) dos métodos empíricos) e simulados, e também é apresentado uma variação percentual entre estes.

Tabela 4.3 - Comparação entre valores calculados e simulação MoM (variação do num de espiras).

n	L Calculado	L Simulado	Variação percentual
2	2,733	2,69	2%
3	5,217	5,01	4%
4	8,055	7,47	7%
5	11,05	10,09	9%
6	14,41	12,74	12%
7	17,74	15,32	14%
8	21,06	17,67	16%
9	24,33	19,87	18%
10	27,48	21,66	21%
11	30,46	23,28	24%

Usando os mesmos valores de “ n ”, “ W ”, “ S ” e “ D_{out} ”, foi também calculado o valor da indutância usando a equação (2.13) da aproximação de correntes superficiais e a equação (2.14)

do ajuste de dados Monomial. Os resultados são vistos na Tabela 4.4 onde também é apresentado a variação percentual em relação aos resultados obtidos por simulação computacional.

Tabela 4.4 - Comparação entre valores calculados e simulação MoM, (variação do num de espiras).

Aproximação por correntes superficiais (nH)	Variação percentual em relação a simulação	Ajuste de Dados Monomial (nH)	Variação percentual em relação a simulação
2,311	-14%	2,245	-17%
4,325	-14%	4,279	-15%
6,612	-11%	6,597	-12%
9,029	-11%	9,043	-10%
11,46	-10%	11,49	-10%
13,83	-10%	13,85	-10%
16,05	-9%	16,04	-9%
19,07	-4%	17,99	-9%
19,85	-8%	19,66	-9%
21,36	-8%	21,02	-10%

Foi repetido o mesmo processo da simulação dos designs usando agora o método dos elementos finitos. Os resultados são comparados na Tabela 4.5 onde são apresentados valores de frequência e indutância onde é encontrado o melhor fator de qualidade e também é calculado a variação percentual entre estes dois métodos.

Tabela 4.5 - Comparação entre as simulações MoM e FEM (variação do num de espiras).

Método dos momentos (MoM)			Método dos elementos finitos (FEM)			Variação percentual de L
F (GHz)	Q	L (nH)	F (GHz)	Q	L (nH)	
10,4	4,07	2,69	5,0	2,00	2,52	7%
6,8	3,48	5,01	3,8	1,87	4,67	7%
4,9	3,10	7,47	3,4	2,00	7,62	-2%
3,9	2,84	10,09	3,0	2,00	9,90	2%
3,3	2,63	12,74	2,6	1,91	12,24	4%
2,9	2,48	15,32	2,3	1,79	14,81	3%
2,6	2,34	17,67	2,2	1,82	17,56	1%
2,4	2,24	19,87	2,0	1,78	22,47	-12%
2,2	2,16	21,66	1,9	1,75	21,50	1%

Usando novamente as fórmulas dos métodos empíricos, das correntes superficiais e do ajuste de dados Monomial, foram calculados novos valores de indutância, dessa vez variando os parâmetros “W”, “S” e “D_{out}”, os resultados obtidos são apresentados respectivamente nas Tabela 4.6, Tabela 4.7 e Tabela 4.8.

A Tabela 4.6 apresenta a variação da largura “W” onde foram usados valores entre 3µm até 12µm, sendo mantidos os valores de “S” = 2µm, “n” = 3µm e “D_{out}” = 200µm.

Tabela 4.6 - Valore calculados variando a largura “W”.

L métodos empíricos (nH)	L correntes superficiais (nH)	L ajuste Monomial (nH)
4,000	4,325	4,279
3,787	4,000	3,944
3,582	3,719	3,667
3,387	3,472	3,428
3,203	3,251	3,216
3,029	3,050	3,024
2,864	2,866	2,848
2,706	2,697	2,684
2,557	2,540	2,532
2,416	2,394	2,390

A Tabela 4.7 apresenta a variação da largura “S” onde foram usados valores entre 2µm até 11µm, sendo mantidos os valores de “W” = 5µm, “n” = 3µm e “D_{out}” = 200µm.

Tabela 4.7 - Valores calculados variando o espaçamento “S”.

L métodos empíricos (nH)	L correntes superficiais (nH)	L ajuste Monomial (nH)
2,112	2,088	2,100
2,031	2,008	2,009
1,953	1,931	1,928
1,878	1,858	1,853
1,805	1,787	1,783
1,735	1,718	1,716
1,667	1,652	1,651
1,601	1,589	1,589
1,537	1,527	1,529
1,476	1,468	1,471

A Tabela 4.8 apresenta a variação da largura “D_{out}” onde foram usados valores entre 100µm até 550µm, variando em passos de 50µm, sendo mantidos os valores de “W” = 5µm, “n” = 3µm e “S” = 3µm.

Tabela 4.8 - Valores calculados variando o diâmetro externo “D_{out}”

L métodos empíricos (nH)	L correntes superficiais (nH)	L ajuste Monomial (nH)
1,280	1,197	1,191
2,358	2,386	2,366
3,582	3,719	3,667
4,840	5,155	5,056
6,117	6,669	6,514
7,407	8,249	8,029
8,704	9,883	9,593
10,01	11,57	11,20
11,31	13,29	12,85
12,62	15,05	14,53

A próxima etapa foi variar a largura das espiras “W”, o espaçamento “S”, e o diâmetro externo “D_{out}” na simulação computacional e observar os efeitos no fator de qualidade e na indutância eficaz. Foram usados os mesmos valores usados nos respectivos cálculos das variações anteriores, os resultados obtidos são apresentados na Tabela 4.9. Novamente o valor da indutância foi escolhido na frequência em que o foi obtido o melhor fator de qualidade.

Tabela 4.9 - Valores simulados usando MoM

Variando “W”				Variando “S”				Variando “D _{out} ”			
W(μm)	Q	L(nH)	F(GHz)	S(μm)	Q	L(nH)	F(GHz)	D _{out} (μm)	Q	L(nH)	F(GHz)
3	3,50	4,77	6,6	2	6,50	2,18	5,8	100	5,73	2,50	9,6
4	4,10	4,42	6,4	3	6,43	2,09	6,1	150	5,17	3,35	7,4
5	4,60	4,09	6,3	4	6,41	2,01	6,4	200	4,65	4,15	6,2
6	5,04	3,89	6,1	5	6,38	1,93	6,6	250	4,20	4,90	5,3
7	5,33	3,55	6,1	6	6,30	1,86	6,8	300	4,70	5,68	4,7
8	5,60	3,30	6,0	7	6,25	1,79	7,1	350	3,53	6,40	4,2
9	5,82	3,09	6,0	8	6,27	1,73	7,3	400	3,26	7,10	3,8
10	6,00	2,90	6,0	9	6,27	1,67	7,5	450	3,04	7,85	3,5
11	6,15	2,73	6,0	10	6,13	1,62	7,7	500	2,82	8,66	3,2

Na Tabela 4.10 são comparados os valores obtidos anteriormente levando em conta a variação percentual dos valores de “W”, “S” e “D_{out}” calculados pelas equações dos métodos empíricos, das correntes superficiais e do ajuste de dados Monomial com os valores obtidos por simulação computacional.

Tabela 4.10 - Variação percentual de “W” entre valores calculados e simulação MoM.

Lempí (nH)	Lcalc	~ %	Lcurr (nH)	Lcalc	~ %	Lmono (nH)	Lcalc	~ %
4,00	4,77	-16%	4,33	4,77	-9%	4,28	4,77	-10%
3,79	4,42	-14%	4,00	4,42	-10%	3,94	4,42	-11%
3,58	4,09	-12%	3,72	4,09	-9%	3,67	4,09	-10%
3,39	3,89	-13%	3,47	3,89	-11%	3,43	3,89	-12%
3,20	3,55	-10%	3,25	3,55	-8%	3,22	3,55	-9%
3,03	3,30	-8%	3,05	3,30	-8%	3,02	3,3	-8%
2,86	3,09	-7%	2,87	3,09	-7%	2,85	3,09	-8%
2,71	2,90	-7%	2,70	2,9	-7%	2,68	2,9	-7%
2,56	2,73	-6%	2,54	2,73	-7%	2,53	2,73	-7%
2,42	2,56	-6%	2,39	2,56	-6%	2,39	2,56	-7%

Tabela 4.11 - Variação percentual de “S” entre valores calculados e simulação MoM.

Lempí (nH)	Lcalc	~ %	Lcurr (nH)	Lcalc	~ %	Lmono (nH)	Lcalc	~ %
2,112	2,18	-3%	2,088	2,18	-4%	2,100	2,18	-4%
2,031	2,09	-3%	2,008	2,09	-4%	2,009	2,09	-4%
1,953	2,01	-3%	1,931	2,01	-4%	1,928	2,01	-4%
1,878	1,93	-3%	1,858	1,93	-4%	1,853	1,93	-4%
1,805	1,86	-3%	1,787	1,86	-4%	1,783	1,86	-4%
1,735	1,79	-3%	1,718	1,79	-4%	1,716	1,79	-4%
1,667	1,73	-4%	1,652	1,73	-5%	1,651	1,73	-5%
1,601	1,67	-4%	1,589	1,67	-5%	1,589	1,67	-5%
1,537	1,62	-5%	1,527	1,62	-6%	1,529	1,62	-6%
1,476	1,56	-5%	1,468	1,56	-6%	1,471	1,56	-6%

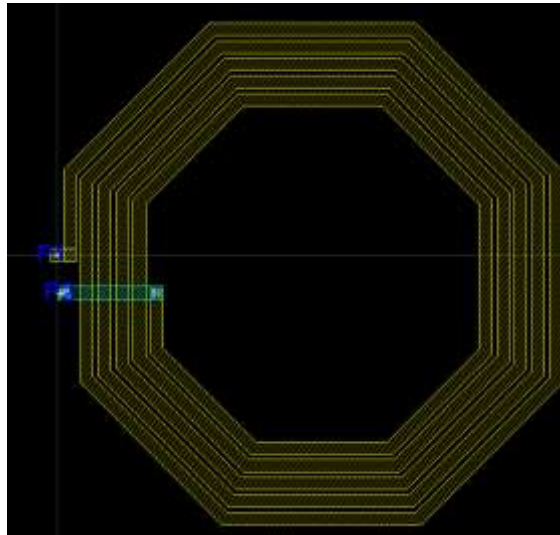
Tabela 4.12 - Variação percentual de “D_{out}” entre valores calculados e simulação MoM.

Lempí (nH)	Lcalc	~ %	Lcurr (nH)	Lcalc	~ %	Lmono (nH)	Lcalc	~ %
1,280	2,50	-49%	-49%	2,50	-52%	1,191	2,50	-52%
2,358	3,35	-30%	-30%	3,35	-29%	2,366	3,35	-29%
3,582	4,15	-14%	-14%	4,15	-10%	3,667	4,15	-12%
4,840	4,9	-1%	-1%	4,9	5%	5,056	4,9	3%
6,117	5,68	8%	8%	5,68	17%	6,514	5,68	15%
7,407	6,40	16%	16%	6,40	29%	8,029	6,40	25%
8,704	7,10	23%	23%	7,10	39%	9,593	7,10	35%
1,001	7,85	27%	27%	7,85	47%	1,120	7,85	43%
1,131	8,66	31%	31%	8,66	53%	1,285	8,66	48%
1,262	9,42	34%	34%	9,42	60%	1,453	9,42	54%

4.2. Indutores integrados de formato octogonal

Nesta etapa foi avaliado os indutores integrados de formato octogonal. Os testes realizados foram semelhantes aos feitos com o indutor de formato quadrado, sendo que primeiro calculou-se os valores de indutância com as equações apresentadas no capítulo 2, variando os o número de espiras “n” (Tabela 4.13), a largura das espiras “W” (Tabela 4.14), o espaçamento das espiras “S” (Tabela 4.15) e o diâmetro externo D_{out} (Tabela 4.16), A seguir, compara-se os valores obtidos por simulação computacional. Na Figura 4.6 é apresentado um exemplo de indutor integrado no formato octogonal.

Figura 4.6 – Exemplo de indutor integrado no formato octogonal.



Para estes testes foram usados apenas os métodos das correntes superficiais e do ajuste de dados Monomial, uma vez que a equação dos métodos empíricos é específica para o formato de indutores quadrados.

Tabela 4.13 - Valores calculados variando o número de espiras “n”.

n	W (μm)	S (μm)	D_{out} (μm)	LcorSuperf (nH)	Lmonomi (nH)
2	5	2	200	1,810	1,836
3	5	2	200	3,378	3,404
4	5	2	200	5,117	5,118
5	5	2	200	6,898	6,844
6	5	2	200	8,623	8,486
7	5	2	200	10,22	9,969
8	5	2	200	11,62	11,24
9	5	2	200	12,78	12,26
10	5	2	200	13,69	13,00
11	5	2	200	14,32	13,45

Tabela 4.14 - Valores calculados variando a largura das espiras “W”

n	W (μm)	S (μm)	D_{out} (μm)	LcorSuperf (nH)	Lmonomi (nH)
2	5	2	200	9,618	9,794
2	6	2	200	8,545	8,568
2	7	2	200	7,658	7,625
2	8	2	200	6,898	6,844
2	9	2	200	6,233	6,171
2	10	2	200	5,641	5,576
2	11	2	200	5,110	5,043
2	12	2	200	4,629	4,561
2	13	2	200	4,190	4,122
2	14	2	200	3,789	3,720

Tabela 4.15 - Valores calculados variando o espaçamento das espiras “S”.

n	W (μm)	S (μm)	D_{out} (μm)	LcorSuperf (nH)	Lmonomi (nH)
5	5	2	200	6,898	6,844
5	5	3	200	6,359	6,326
5	5	4	200	5,840	5,872
5	5	5	200	5,422	5,459
5	5	6	200	5,010	5,078
5	5	7	200	4,629	4,721
5	5	8	200	4,275	4,386
5	5	9	200	3,945	4,070
5	5	10	200	3,638	3,772
5	5	11	200	3,335	3,490

Tabela 4.16 - Valores calculados variando o diâmetro externo “D_{out}”.

n	W (μm)	S (μm)	D_{out} (μm)	LcorSuperf (nH)	Lmonomi (nH)
5	5	2	100	1,782	1,721
5	5	2	150	4,148	4,083
5	5	2	200	6,898	6,844
5	5	2	250	9,907	9,873
5	5	2	300	13,11	13,11
5	5	2	350	16,48	16,51
5	5	2	400	19,98	20,05
5	5	2	450	23,59	23,71
5	5	2	500	27,31	27,48
5	5	2	550	31,12	31,36

A próxima etapa foi efetuar a simulação computacional que foi realizada seguindo os mesmos valores dos parâmetros das respectivas variações calculadas anteriormente. Na simulação mais uma vez foi usado a tecnologia de substrato GPDK180, o espectro de frequência analisado foi de 0 a 12 GHz e o método dos momentos foi utilizado na simulação, Os resultados para a variação do número de espiras “n”, “W”, “S”, “D_{out}”, são apresentados respectivamente nas Tabela 4.17, Tabela 4.18, Tabela 4.19 e Tabela 4.20.

Tabela 4.17 - Simulação MoM variando “n”.

n	Q	L (nH)	F (GHz)
2	6,36	2,02	11
3	5,44	3,73	7
4	4,86	5,62	5,2
5	4,46	7,57	4,2
6	4,16	9,41	3,5
7	3,9	11,17	3,1
8	3,7	12,72	2,8
9	3,6	14,04	2,6
10	3,48	15,00	2,4
11	3,39	15,91	2,4

Tabela 4.18 - Simulação MoM variando “W”.

W (μm)	Q	L (nH)	F (GHz)
5	4,46	7,57	4,26
6	4,48	6,74	4,16
7	5,25	6,04	4,1
8	5,56	5,43	4,1
9	5,85	4,87	4,1
10	6,01	4,38	4,1
11	6,28	3,93	4,1
12	6,45	3,54	4,2
13	5,15	2,46	5,4
14	5,48	2,29	5,2

Tabela 4.19 - Simulação MoM variando “S”.

S (μm)	Q	L (nH)	F (GHz)
2	4,46	7,57	4,26
3	4,48	6,74	4,16
4	5,25	6,04	4,1
5	5,56	5,43	4,1
6	5,85	4,87	4,1
7	6,01	4,38	4,1

8	6,28	3,93	4,1
9	6,45	3,54	4,2
10	5,15	2,46	5,4
11	5,48	2,29	5,2

Tabela 4.20 - Simulação MoM variando “D_{out}”

D _{out} (μm)	Q	L (nH)	F (GHz)
100	7,22	1,90	12,0
150	5,60	4,50	6,3
200	4,40	7,57	4,2
250	3,70	10,8	3,0
300	3,23	14,45	2,4
350	2,86	18,29	2,0
400	2,57	22,22	1,7
450	2,34	26,37	1,5
500	2,14	30,28	1,3
550	1,99	34,26	1,2

Também foi feita a simulação usando o método dos elementos finitos, os parâmetros foram os mesmos usados no método dos momentos, os resultados são apresentados na Tabela 4.21.

Tabela 4.21 - Simulação FEM (usado os respectivos padrões de variação usados na simulação MoM).

n			W			S		
Q	Freq (Hz)	L (nH)	Q	Freq (Hz)	L (nH)	Q	Fre (Hz)	L (nH)
5,89	7,9	2,56	4,05	3,5	8,08	4,05	3,5	8,08
4,96	5,4	4,30	4,49	3,5	7,30	4,00	3,7	7,46
4,47	4,2	6,13	4,78	3,4	6,60	3,90	3,9	6,92
4,05	3,5	8,08	5,06	3,4	5,92	4,10	4,2	6,44
3,83	3,1	10,02	5,16	3,4	5,34	4,10	4,3	5,98
5,57	2,7	11,76	5,30	3,4	4,86	4,00	4,5	5,62
3,46	2,5	13,08	4,70	3,8	3,63	4,00	4,7	5,24
3,34	2,3	14,59	7,70	3,9	3,26	4,00	4,9	4,90
3,22	2,2	15,71	3,22	4,2	2,10	3,99	5,1	4,57
3,12	2,1	16,40	3,27	4,3	1,91	3,95	5,2	4,27

Os valores simulados pelos métodos computacionais foram comparados na Tabela 4.22, onde é usado a variação percentual entre o método dos elementos finitos e o método dos momentos.

Tabela 4.22 - Comparação entre os métodos de simulação MoM e FEM.

n			W			S		
Mom (nH)	Fini (nH)	Var%	Mom (nH)	Fini (nH)	Var%	Mom (nH)	Fini (nH)	Var%
2,02	2,56	21%	7,57	8,08	6%	7,57	8,08	6%
3,73	4,30	13%	6,74	7,30	8%	6,74	7,46	10%
5,62	6,13	8%	6,04	6,60	8%	6,04	6,92	13%
7,57	8,08	6%	5,43	5,92	8%	5,43	6,44	16%
9,41	10,02	6%	4,87	5,34	9%	4,87	5,98	19%
11,17	11,76	5%	4,38	4,86	10%	4,38	5,62	22%
12,72	13,08	3%	3,93	3,63	-8%	3,93	5,24	25%
14,04	14,59	4%	3,54	3,26	-9%	3,54	4,9	28%
15,00	15,71	5%	2,46	2,10	-17%	2,46	4,57	46%
15,91	16,4	3%	2,29	1,91	-20%	2,29	4,27	46%

Na Tabela 4.23 foi comparado os valores de indutância calculados pela equação das correntes superficiais com os valores simulados pelos métodos dos momentos e dos elementos finitos. É indicado a variação percentual entre o valor calculado e o valor simulado, o mesmo procedimento foi feito para os valores calculados pela equação do ajuste de dados Monomial e apresentado na Tabela 4.24.

Tabela 4.23 - Comparação entre os valores calculados pela a equação de correntes superficiais e os métodos de simulação dos Momentos e dos Elementos Finitos.

n		W		S	
Var% Mom	Var% Fini	Var% Mom	Var% Fini	Var% Mom	Var% Fini
-12%	-41%	21%	16%	-10%	-17%
-10%	-27%	21%	15%	-6%	-17%
-10%	-20%	21%	14%	-3%	-18%
-10%	-17%	21%	14%	0%	-19%
-9%	-16%	22%	14%	3%	-19%
-9%	-15%	22%	14%	5%	-21%
-10%	-13%	23%	29%	8%	-23%
-10%	-14%	24%	30%	10%	-24%
-10%	-15%	41%	50%	32%	-26%
-11%	-15%	40%	50%	31%	-28%

Tabela 4.24 - Comparação entre os valores calculados pela a equação ajuste de dados Monomial e os métodos de simulação dos Momentos e dos Elementos Finitos, para as variações de n, W e S.

n		W		S	
Var% Mom	Var% Fini	Var% Mom	Var% Fini	Var% Mom	Var% Fini
-10%	-39%	23%	18%	-11%	-18%
-10%	-26%	21%	15%	-7%	-18%
-10%	-20%	21%	13%	-3%	-18%
-11%	-18%	21%	14%	1%	-18%
-11%	-18%	21%	13%	4%	-18%
-12%	-18%	21%	13%	7%	-19%
-13%	-16%	22%	28%	10%	-19%
-15%	-19%	22%	29%	13%	-20%
-15%	-21%	40%	49%	35%	-21%
-18%	-22%	38%	49%	34%	-22%

5. CONCLUSÃO

Ao longo deste trabalho discorreu-se sobre o avanço das comunicações sem fio e como essa popularização fomentou o desenvolvimento da microeletrônica de RF. Paralelamente e no mesmo ritmo, acontece o desenvolvimento de componentes que possam ser integrados em um CI, sendo que os indutores são componentes críticos para os sistemas de RF devido ao seu grande uso em diversos blocos clássicos como LNA, VCO, BALUN, MIXER e PA.

Foram mostradas as principais características de um indutor como a própria autoindutância, a indutância mútua, o fator de acoplamento e o fator de qualidade. Também foi comentado sobre os modelos mais comuns de indutores integrados, apresentando-se equações para a estimação do valor de indutância com base em variáveis comuns aos principais modelos de indutores integrados, adicionalmente, foi descrito o comportamento deste componente em um ambiente de alta frequência sendo apresentado modelos de circuitos equivalentes (*Lumped models*) e os principais mecanismos de perda encontrados nos indutores integrados.

E por fim, comentou-se sobre a análise deste sistema usando os parâmetros de espalhamento (Matriz S) e a possibilidade de extração de valores como a indutância eficaz, a resistência de folha da camada condutora e do fator de qualidade do componente usando os coeficientes da matriz de espalhamento.

Os processos e etapas de fabricação de circuitos integrados também foram abordados neste trabalho, com destaque para a tecnologia CMOS que tem sido muito empregada para a construção de circuitos integrados de RF. Discorreu-se sobre a importância das ferramentas de simulação e como os algoritmos dos principais métodos computacionais funcionam, de maneira que se optou por empregar neste trabalho o método dos momentos e o método dos elementos finitos.

Por fim, equações disponíveis na literatura foram apresentadas neste trabalho para a estimação do valor de indutância, sendo este comparado com valores obtidos por simulação computacional. Os resultados foram comparados, variando os parâmetros de indutores integrados, (nos formatos de espiral quadrada e octogonal), que são o número de espiras, a largura das espiras, o espaçamento das espiras e o diâmetro interno ou externo do componente.

Na etapa de cálculos e simulações foi observado por meio dos dados apresentados na Tabela 4.1 a problemática apresentada ainda no Capítulo 2 sobre a estratégia de se aumentar o valor de indutância aumentando o número de espiras. Ainda na Tabela 4.1 foi apresentado uma

variação relacionando o aumento percentual da indutância para cada aumento unitário de espira e percebeu-se que para cada aumento unitário de espiras, o aumento percentual na indutância decresce. Mesmo observando uma variação próxima de um modelo linear, nota-se que acrescentar mais espiras torna o componente maior o que não é desejável na modelagem de sistemas integrados. Além disso, também acentua os mecanismos de perda como o acoplamento capacitivo entre as espiras e entre o substrato e possivelmente aumentaria a resistência ôhmica do componente, todos estes fatores contribuem para a diminuição do fator de qualidade.

As ferramentas disponíveis para simulação usadas neste trabalho permitem avaliar o projeto do componente em uma determinada faixa de frequências avaliando os valores de indutância eficaz, resistência ôhmica e de fator de qualidade para cada passo de frequência (neste trabalho foi usado passos de 100MHz). Os valores citados anteriormente variam com a frequência aplicada, então, para se determinar o melhor valor de indutância em um determinado projeto de indutor integrado foi escolhida a frequência em que se encontra o melhor fator de qualidade e em seguida verificou-se qual o valor de indutância nessa frequência. Essa abordagem pode ser empregada em situações em que exista flexibilidade na escolha da frequência de operação (como sensores) ou na situação de um circuito ressonante LC onde a frequência de ressonância pode ser ajustada pelo capacitor.

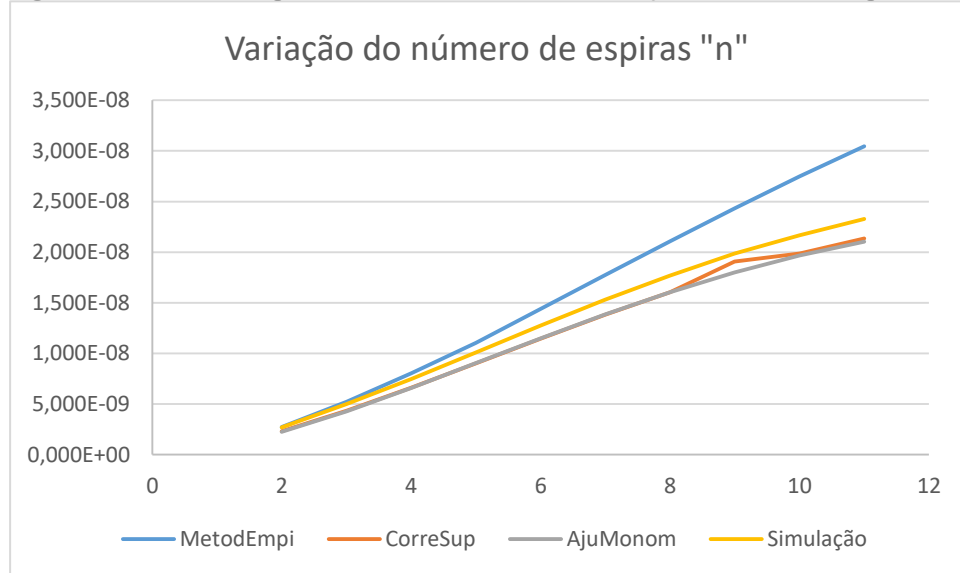
No estudo do indutor integrado de formato quadrado foi avaliado primeiramente a validade das fórmulas apresentadas para a estimação do valor de indutância. Assim, os valores obtidos pelas equações dos métodos descritos no capítulo 2 (Métodos Empíricos, Correntes Superficiais e Ajuste de dados Monomial) foram comparados com os valores calculados pela simulação computacional.

Uma variação percentual entre estes valores e a simulação computacional é apresentada nas Tabelas 4.3 e 4.4, onde é constatado que a maior variação percentual ficou com a equação baseada em Métodos Empíricos. Ou seja, em média as variações percentuais para os Métodos Empíricos, Correntes Superficiais e Ajuste de dados Monomial, ficaram respectivamente em 15%, 10% e 11%.

Na Figura 5.1 é observado um gráfico do valor da indutância pelo número de espiras para os três métodos mais a simulação. É possível ver que a curva correspondente aos Métodos Empíricos foi a que apresenta maior dissonância em relação a curva da simulação. Inclusive, essa variação tende a aumentar rapidamente a medida que se aumenta o número de espiras; as curvas correspondentes aos métodos das correntes superficiais e ajuste de dados Monomial

tiveram uma variação menor tanto comparado com a simulação quanto comparado entre estes dois métodos.

Figura 5.1 - Gráfico comparando os métodos usando a variação do número de espiras "n".



Também foram comparados os resultados obtidos pelos métodos dos momentos e elementos finitos. Computacionalmente o método dos momentos tem um desempenho melhor, resolvendo a simulação em menor tempo, o que já era esperado pois, como descrito no Capítulo 3, o layout do componente é subdividido superficialmente por suas respectivas funções de base. Já o método dos elementos finitos, o tempo de execução é significativamente maior devido a subdivisão tridimensional do componente e posterior análise e refinamento dos resultados do campo eletromagnético entre os pontos da malha gerada.

Na Tabela 4.5 comparou-se os dados da simulação usando os métodos computacionais. Os dados apresentados são a frequência e a indutância onde é encontrado o melhor fator de qualidade, também é novamente apresentada a variação percentual entre o valor de indutância obtido pelo método dos momentos e elementos finitos onde é verificada uma pequena variação percentual entre esse valor (que em média foi de apenas 1%). No entanto entre os dois métodos é percebido uma inconsistência nos valores de frequência onde é obtido o melhor fator de qualidade, bem como o próprio fator de qualidade. Esta discrepância pode ser atribuída à versão utilizada do software de simulação, onde o mesmo apresenta relatos de usuários informando sobre esta inconsistência dos resultados para valores altos de frequência e permissividade relativa (ϵ_r) usando o método FEM, segundo informações do fabricante *Keysight Technologies*, para a próxima versão são esperadas melhorias nos algoritmos visando minimizar ou eliminar

esta discrepância e, portanto, abrindo uma oportunidade para revisar estas simulações e analisar novos resultados [22].

Foi também verificada a validade das fórmulas usando a variação dos parâmetros “W”, “S” e “D_{out}”. As Tabelas 4.6, 4.7 e 4.8 representam respectivamente as variações destes parâmetros onde foram avaliados para os métodos empíricos, correntes superficiais e de ajuste de dados Monomial. Estes resultados foram confrontados com as respectivas simulações computacionais dos mesmos parâmetros e levando em conta cada método.

Na Tabela 4.10 é apresentado a comparação do aumento da largura da espira “W”. É notado que a medida que se aumenta a largura das espiras há uma tendência a se diminuir o valor da indutância, resultado que se confirma com a simulação computacional. Além disso a média da variação percentual entre as equações e a simulação é de 10% para os métodos empíricos, de 8% para a correntes superficiais e de 9% para o ajuste de dados Monomial.

Na Tabela 4.11 é comparado o espaçamento “S” entre as espiras e como esperado é notado a diminuição do valor da indutância a medida que se aumenta o espaçamento. Em comparação entre os valores calculados e a simulação é observado uma variação percentual média de 4% para todos os métodos.

E na Tabela 4.12 é avaliado a variação do diâmetro externo “D_{out}” sendo que foi verificado uma grande diferença entre os valores calculados e simulados chegando ao valor de até 60%, sendo avaliado que o uso das fórmulas variando exclusivamente o diâmetro externo não é um método confiável para a estimativa do valor de indutância.

Analisando os dados obtidos foi percebido que há uma discrepância muito grande entre os resultados de equações e simulações para modelar indutores de grande valor de indutância. Percebe-se que em praticamente todos os testes que há uma tendência de crescimento da indutância muito maior na fórmula do que nas simulações computacionais. Tal efeito já era esperado e foi descrito em [3] sobre as limitações do uso de fórmulas para modelar indutores planares.

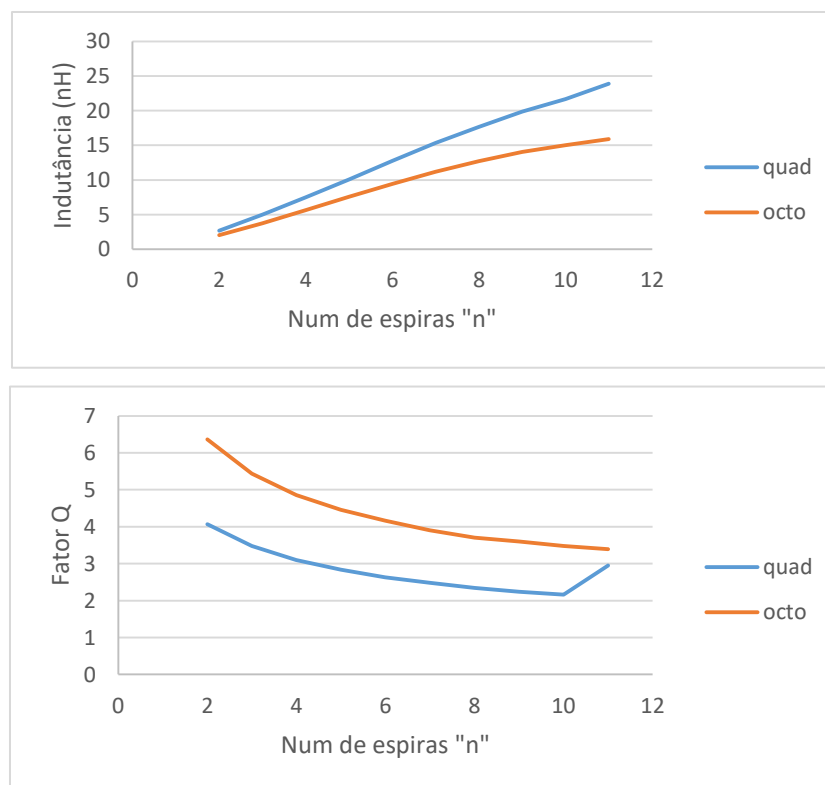
É notado também que em indutores planares há uma relação de “*Trade-off*” entre o valor de indutância e o fator de qualidade. Isso porque em todos os testes realizados se percebeu que a medida que o valor de indutância cresce o valor do fator de qualidade “Q” abaixa. Também é notado que para valores maiores de indutância o indutor planar integrado se apresenta em dimensões consideravelmente grandes o que pode ser um limitador de uso, sendo este tipo de

componente mais indicado para valores menores de indutância (dentro da escala de nano *Henry* ou menor).

Na análise dos indutores de formato octogonal foi seguido um roteiro semelhante ao usado para o estudo dos indutores de formato quadrado, diferenciando somente pelo uso das equações das Correntes Superficiais e do ajuste de dados Monomial, uma vez que a equação dos métodos empíricos é específica para o formato quadrado.

Na Figura 5.2 é apresentado o gráfico da indutância e do fator de qualidade pelo número de espiras. Comparando o formato quadrado e octogonal, foram usados os valores da simulação dos métodos dos momentos, e pelas curvas é possível notar que o formato quadrado tem uma leve vantagem no ganho de indutância para o incremento de espiras embora o formato octogonal alcance um valor maior de fator de qualidade.

Figura 5.2 – Comparação dos formatos nos testes de variação de “n”



A Figura 5.3 mostra o gráfico que compara os indutores do formato quadrado e octogonal no teste de variação da largura das espiras “W”, É possível ver que o formato octogonal apresenta valores maiores de indutância para cada passo de variação de W, Além

disso, com relação ao fator de qualidade o formato octogonal também se mostra sensivelmente superior comparado ao formato quadrado.

Figura 5.3 – Comparação dos formatos nos testes de variação de “W”

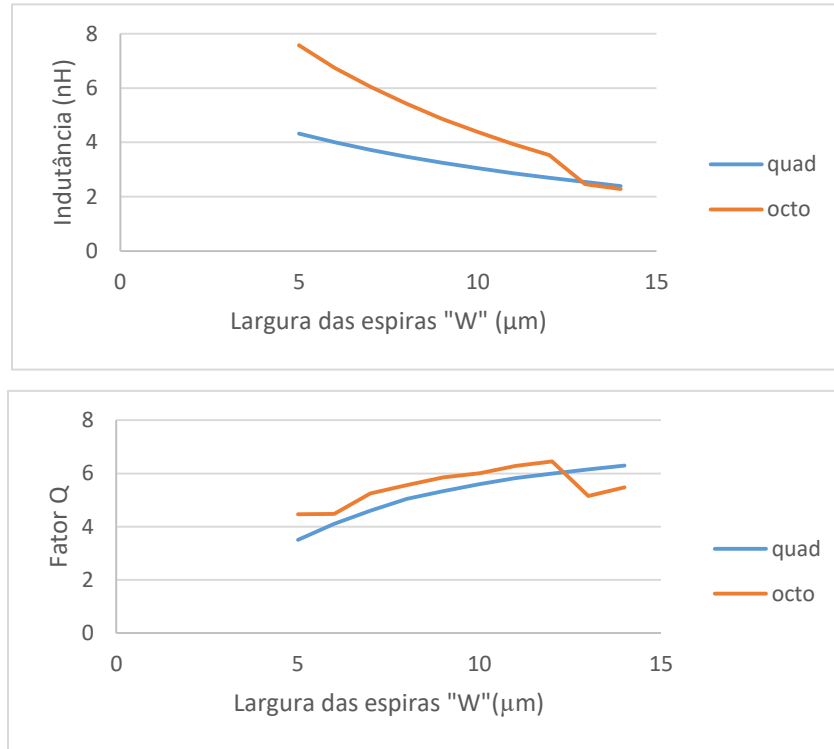
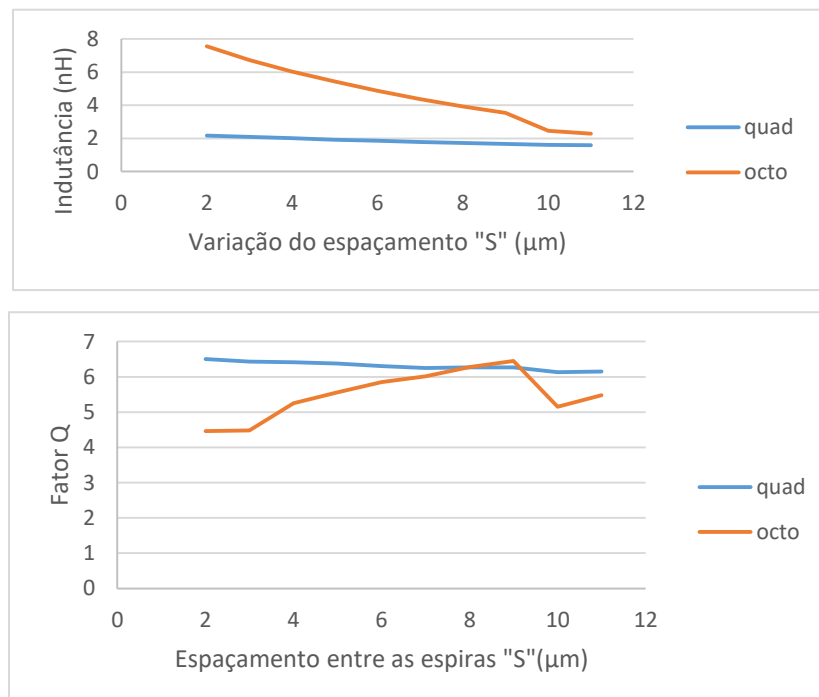


Figura 5.4 – Comparação dos formatos nos testes de variação de “S”



A Figura 5.4 apresenta o teste de variação do espaçamento entre as espiras “S”, é notado mais uma vez que os valores de indutância são maiores para o formato octogonal em comparação com o formato quadrado. Nota-se, porém, que variar o espaçamento das espiras no formato octogonal não traz vantagens levando em consideração o fator de qualidade visto que este se mostra com valores inferiores ao formato quadrado além de ter uma curva inconstante.

Dos testes realizados é possível notar que formato octogonal é capaz de atingir valores maiores de indutância usando os mesmos valores de largura de espiras “W” e espaçamento entre as espiras “S” comparado ao formato quadrado. Também é notado que em relação ao fator de qualidade o formato octogonal apresenta uma leve vantagem em relação ao formato quadrado, porém o formato quadrado apresenta um aumento maior de indutância para o incremento de espiras.

5.1. Trabalhos futuros

Espera-se que este trabalho sirva de alicerce para permitir a continuidade desta linha de pesquisa e que novos alunos se integrem ao grupo. A exemplo, pode-se estudar outras geometrias de indutores integrados, transformadores integrados (onde o primário e o secundário ficam em camadas de metal distintas), estruturas de guarda ou “*shielding*”, entre outros elementos.

As ferramentas utilizadas neste estudo têm uma ampla capacidade e aliadas ao conhecimento adquirido possibilitam propostas interessantes no nível de circuitos e sistemas de radiofrequência, como por exemplo, o projeto e simulação um amplificador sintonizado CMOS, o qual incorpora indutores projetados seguindo a sequência de análise e simulações estudadas neste trabalho.

6. REFERÊNCIAS

- [1] RAZAVI, Behzad. Recent advances in RF integrated circuits. IEEE Communications Magazine, v. 35, n. 12, p. 36-43, 1997.
- [2] MOHAN, Sunderarajan S. et al. Simple accurate expressions for planar spiral inductances. IEEE Journal of solid-state circuits, v. 34, n. 10, p. 1419-1424, 1999.
- [3] RAZAVI, Behzad; BEHZAD, Razavi. RF microelectronics. New Jersey: Prentice Hall, 1998.
- [4] KOUTSOYANNOPOULOS, Yorgos K.; PAPANANOS, Yannis. 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, v. 47, n. 8, p. 699-713, 2000.
- [5] SADIKU, MATTHEW N.; ALEXANDER, CHARLES K. Fundamentos de Circuitos Elétricos, 3ª edição. 2013.
- [6] NUSSENZVEIG, H. Moysés. Curso de física básica: eletromagnetismo. Edgard Blucher, 2001.
- [7] BOYD, Stephen et al. A tutorial on geometric programming. Optimization and engineering, v. 8, n. 1, p. 67, 2007.
- [8] JUNIOR, Fonseca et al. Indutores integrados passivos para aplicações em rádio frequência. 2008.
- [9] BERLEZE, Sérgio Luiz Meister. Efeitos pelicular e de proximidade em condutores nao-magnéticos. 1988.
- [10] CHAVES, Diego Brum; CHAGAS, Natalia Braun. CARACTERÍSTICAS E COMPORTAMENTOS DO EFEITO PELICULAR. Anais do Salão Internacional de Ensino, Pesquisa e Extensão, v. 8, n. 2, 2017.
- [11] POZAR, David M. Microwave engineering. John Wiley & Sons, 2009.
- [12] CASPERS, F. RF engineering basic concepts: S-parameters. arXiv preprint arXiv:1201.2346, 2012.

[13] JASON CHEN Application Engineer. Inductor Design, Optmization and Modeling using ADS. San Rosa, California: Keysight Tchnologies, 2018.

[14] HESE, J. V. Accurate Modeling of spiral inductors on silicon for wireless RF IC designs. TechOnLine Agilent Technologies, 2001.

[15] KEYSIGHT TECHNOLOGIES (United States Of America) (Org.). ADS 2016.01 Help: EM Simulation Overview. San Rosa, California: Keysight, 2016.

[16]SADIKU, Matthew NO. Numerical techniques in electromagnetics. CRC press, 2000.]

[17] AKTAS, Adem; ISMAIL, Mohammed. Pad de-embedding in RF CMOS. IEEE Circuits and Devices Magazine, v. 17, n. 3, p. 8-11, 2001.

[18] HSU, Heng-Ming et al. A 0.18/spl mu/m foundry RF CMOS technology with 70 GHz F/sub t/for single chip system solutions. In: Microwave Symposium Digest, 2001 IEEE MTT-S International. IEEE, 2001. p. 1869-1872.]

[19] VÍTOR GRADE TAVARES (Portugal). Processo de Fabricação CMOS. 2006. Disponível em: <<https://paginas.fe.up.pt/~vgt/Disciplinas/E3/tecnologia.pdf>>. Acesso em: 31 out. 2018.

[20] VOLKER MÜHLHAUS (Germany). RFIC Inductor Toolkit: On-Chip Inductor Synthesis. Disponível em: <<http://muehlhaus.com/products/rfic-inductor-toolkit-for-ads>>. Acesso em: 22 maio 2019.

[21] RIBEIRO, Vilmondes. Ferramentas avançadas de projeto para sistemas eletrônicos. Patos de Minas: Telecom, 2018.

[22] COMMUNITY, Keysight. ADS FEM with Momentum Difference in High Frequency High Er. 2017. Disponível em: <<https://community.keysight.com/message/75452>>. Acesso em: 08 out. 2018.