JOSÉ FONTEBASSO NETO

Projeto e Modelagem de Indutores Planares para Aplicações em Circuitos Integrados de Radiofrequência

São Paulo
2018

JOSÉ FONTEBASSO NETO

Projeto e Modelagem de Indutores Planares para Aplicações em Circuitos Integrados de Radiofrequência

Tese apresentada à Escola Politécnica da
Universidade de São Paulo para obtenção
do título de Doutor em Ciências

São Paulo
2018

JOSÉ FONTEBASSO NETO

Projeto e Modelagem de Indutores Planares para Aplicações em Circuitos Integrados de Radiofrequência

Tese apresentada à Escola Politécnica da
Universidade de São Paulo para obtenção
do título de Doutor em Ciências

Área de Concentração: Microeletrônica

Orientadora: Profa. Dra. Fatima Salete
Correra

São Paulo
2018

Este exemplar foi revisado e corrigido em relação à versão original, sob responsabilidade única do autor e com a anuência de seu orientador.

São Paulo, _____ de _____ de _____

Assinatura do autor: _____

Assinatura do orientador: _____

Catálogo-na-publicação

Fontebasso Neto, José

Projeto e Modelagem de Indutores Planares para Aplicações em Circuitos Integrados de Radiofrequência / J. Fontebasso Neto -- versão corr. -- São Paulo, 2014.
139 p.

Tese (Doutorado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Sistemas Eletrônicos.

1. Indutores Planares 2. CMOS 3. Planejamento de Experimentos 4. Simulação Eletromagnética 5. Modelagem Matemática I. Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Sistemas Eletrônicos II. t.

À lembrança de meus pais, Julieta e Olívio.

AGRADECIMENTOS

Produzir uma tese nem sempre é uma tarefa prazerosa, por sorte, pude contar com a colaboração de algumas pessoas muito especiais, que me ajudaram e me inspiraram a terminar este trabalho, às quais presto meus sinceros agradecimentos:

À minha orientadora, Prof.^a Dr^a Fatima Salete Correra, pela disponibilidade e paciência para esclarecer as dúvidas, pelas boas conversas sobre pesquisa, trabalho e vida, pela parceria nos artigos e pela dedicação em orientar esta tese de doutorado.

À minha esposa, amiga e companheira, Teresa Yoko, e ao meu filho, Guilherme, pela paciência nos momentos complicados, pelo incentivo para sempre tentar mais um pouco e pela dedicação e empenho em manter tudo sob controle, enquanto os trabalhos desta tese aconteciam.

Ao grande amigo, Prof. Dr. Luiz Carlos Moreira, pela amizade, pelo incentivo, por compartilhar suas boas ideias, pelas proveitosas sugestões, pelas boas conversas e pela parceria produtiva.

Aos colegas Murilo Hiroaki Seko e “o já” Prof. Dr. Marcos Grilo pelas dicas e sugestões sobre o uso de ferramentas de simulação eletromagnética e interpretação dos resultados.

À Universidade Católica de Santos, seu corpo diretivo, seu corpo docente e seus funcionários, por propiciar boas condições para o desenvolvimento desta tese.

E à Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, pela oportunidade de cursar o doutorado.

“Success consists of going from failure to failure without loss of enthusiasm.”
(O sucesso consiste em ir de fracasso em fracasso sem perder o entusiasmo.)

— Sir Winston Churchill

RESUMO

Nesta tese desenvolveram-se projetos e modelos de indutores planares para circuitos integrados de radiofrequência nas arquiteturas espiral e *cross* para as tecnologias CMOS AMS 0,35 μm e IBM 0,13 μm , visando representar o desempenho destes na faixa de frequências de corrente contínua até 90% da frequência de ressonância. A modelagem empregada utiliza um circuito elétrico equivalente com nove elementos para representar indutores, para o qual é apresentado um processo para extração dos valores dos seus componentes a partir de dados simulados ou medidos. Foi apresentada uma versão estendida da arquitetura *cross* original, mais flexível e tratável por algoritmos, com uma indutância 25% maior que a arquitetura espiral de mesma área. Utilizou-se planejamento de experimentos para elaborar conjuntos de amostras de indutores com dimensões geométricas variadas nas arquiteturas e tecnologias estudadas, para os quais desenvolveu-se um conjunto de algoritmos específicos para o projeto dos indutores a partir de suas dimensões. A simulação eletromagnética do *layout* de cada amostra gerou os resultados empregados no desenvolvimento do processo de extração dos valores dos componentes do circuito equivalente, os quais foram relacionados às dimensões geométricas dos indutores através de equações de projeto elaboradas por meio de análise de regressão multivariada e modelos lineares generalizados. Tanto o processo de extração dos valores dos componentes, como as equações de projeto foram validados estatisticamente pela comparação dos resultados das simulações dos respectivos circuitos equivalentes com os resultados das simulações eletromagnéticas dos layouts dos indutores em cada arquitetura e tecnologia, demonstrando a correspondência entre estes. Discrepâncias observadas em alta frequência entre os resultados de simulação eletromagnética dos indutores e seus respectivos circuitos equivalentes são associados a limitações do modelo de circuito usado, que não considera os fenômenos de correntes de Foucault (correntes de turbilhonamento) e efeito pelicular. O processo de modelagem desenvolvido, devido a sua generalidade, pode ser aplicado ao desenvolvimento de outros modelos de circuito elétrico para indutores, ou mesmo para modelagem de outros componentes passivos para circuitos integrados, como capacitores, resistores e transformadores.

Palavras-chave: Indutores Planares. CMOS. Planejamento de Experimentos. Simulação Eletromagnética. Modelagem Matemática.

ABSTRACT

In this thesis were developed designs and models for planar inductors for radiofrequency integrated circuits in the spiral and *cross* architectures for AMS 0.35 μm and IBM 0.13 μm CMOS technologies, aiming to represent the inductors performance in the frequency range of direct current up to 90% of resonant frequency. The employed modeling used an equivalent circuit for inductors with nine elements, for which a process for extracting the values of its components from simulated or measured data is presented. An extended version of the original cross architecture was presented, more flexible and treatable by algorithms, with an inductance 25% larger than the spiral architecture of the same area. Design of experiments was used to elaborate sets of inductor samples with different geometric dimensions in the studied architectures and technologies. Algorithms were developed to design the *layout* of each inductor considering its architecture and specific dimensions. The layout electromagnetic simulation of each sample generated the results used in the process developed for extracting the values of the components of the equivalent circuit model, which were related to the geometric dimensions of the inductors through design equations elaborated by multivariate regression analysis and generalized linear models. Both the component extraction process and the design equations were statistically validated by comparing the simulation results of the respective equivalent circuit models with the results of the electromagnetic simulations of the inductor layouts in each architecture and technology, demonstrating matching between them. Observed discrepancies at high frequency between the electromagnetic simulation results for the inductors and their respective equivalent circuits are associated with limitations of the circuit model used, which does not consider eddy currents and skin effect phenomena. The modeling process developed, due to its generality, can be applied to the development of other electric circuit models for inductors, or even to model other passive components for integrated circuits, such as capacitors, resistors and transformers.

Keywords: Planar Inductors. CMOS. Design of Experiments. Electromagnetic Simulation. Mathematical Modeling.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1: Indutor <i>Cross</i>	9
Figura 2: Exemplo do Tamanho de um Indutor - Amplificador diferencial: (a) circuito esquemático e (b) fotografia; Filtro LC Passa-Banda: (c) circuito esquemático e (d) fotografia	13
Figura 3: Circuitos Equivalentes π Simples - (a) Petenpaul [30]; (b) Long e Copeland [31]	14
Figura 4: Circuitos Equivalentes π Simples - (a) Niknejad [16]; (b) Thüringer [24]	15
Figura 5: Circuito Equivalente π Duplo [32]	16
Figura 6: Circuito Equivalente π Simples com Acoplamento Lateral [34]	16
Figura 7: Circuito Equivalente π Simples com Acoplamento por Transformador [35]	17
Figura 8: Circuito Equivalente π Duplo com Acoplamento por Transformador [33] ...	18
Figura 9: Circuito Equivalente t Simples [36].....	19
Figura 10: Indutor <i>Cross</i> na Configuração Original	20
Figura 11: Circuito Equivalente de Nove Elementos para os Indutores	22
Figura 12: Modelo π para o Circuito Equivalente do Indutor.....	23
Figura 13: Circuito Equivalente para Y_{12} em Baixa Frequência	25
Figura 14: Circuito Equivalente para Y_{12} em Alta Frequência	26
Figura 15: Circuito Equivalente para Y_{11}	27
Figura 16: Circuito Equivalente dos Efeitos Parasitários	28
Figura 17: Fluxograma para Cálculo dos Elementos do Circuito Equivalente	30
Figura 18: Indutores Espirais Modelados - (a) terminais em lados opostos; (b) terminais no mesmo lado.....	32
Figura 19: Indutores <i>Cross</i> Modelados - (a) terminais em lados opostos; (b) terminais no mesmo lado.....	33
Figura 20: Indutor <i>Cross</i> – (a) Arquitetura Original, (b) Núcleo Estendido	34
Figura 21: Indutor <i>Cross</i> - (a) Núcleo com Stubs, (b) Arquitetura Estendida	35
Figura 22 : Dimensões Geométricas dos Indutores - (a) indutor espiral com 2 ¾ voltas; (b) indutor <i>cross</i> com 5 trilhas no núcleo.....	37
Figura 23: Parâmetros de um Feixe de Vias	38
Figura 24: Coordenadas dos Vértices das Trilhas.....	40
Figura 25: Detalhe das Trilhas do Núcleo do Indutor <i>Cross</i>	42

Figura 26: Conexão das Trilhas do Núcleo e Stubs - (a) Conexões; (b) Detalhe da Conexão.....	43
Figura 27: Layout dos Indutores com Terminais Opostos – (a) Espiral, (b) Cross	49
Figura 28: Layout dos Indutores com Terminais Paralelos – (a) Espiral, (b) Cross...	50
Figura 29: Configuração das Tecnologias Consideradas – (a) AMS 0,35 μm , (b) IBM 0,13 μm	50
Figura 30: Etapas do Processo de Desenvolvimento das Equações de Projeto.....	51
Figura 31: Fluxograma para Projeto de Indutores	63
Figura 32: Validação Indutor Cross com Terminais Opostos AMS 035um – (a) S_{12} ; (b) parte real Y_{12} ; (c) parte imaginária Y_{12}	68
Figura 33: Validação Indutor Cross com Terminais Opostos AMS 035um – (a) S_{11} ; (b) parte real Y_{11} ; (c) parte imaginária Y_{11}	68
Figura 34: Validação Indutor Espiral com Terminais Paralelos AMS 035um – (a) S_{12} ; (b) parte real Y_{12} ; (c) parte imaginária Y_{12}	69
Figura 35: Validação Indutor Espiral com Terminais Paralelos AMS 035um – (a) S_{11} ; (b) parte real Y_{11} ; (c) parte imaginária Y_{11}	69
Figura 36: Validação Indutor Cross com Terminais Paralelos IBM 013um – (a) S_{12} ; (b) parte real Y_{12} ; (c) parte imaginária Y_{12}	70
Figura 37: Validação Indutor Cross com Terminais Paralelos IBM 013um – (a) S_{11} ; (b) parte real Y_{11} ; (c) parte imaginária Y_{11}	70
Figura 38: Validação Indutor Espiral com Terminais Opostos AMS 035um – (a) S_{12} ; (b) parte real Y_{12} ; (c) parte imaginária Y_{12}	72
Figura 39: Validação Indutor Espiral com Terminais Opostos AMS 035um – (a) S_{11} ; (b) parte real Y_{11} ; (c) parte imaginária Y_{11}	73
Figura 40: Validação Indutor Cross com Terminais Paralelos AMS 035um – (a) S_{12} ; (b) parte real Y_{12} ; (c) parte imaginária Y_{12}	73
Figura 41: Validação Indutor Cross com Terminais Paralelos AMS 035um – (a) S_{11} ; (b) parte real Y_{11} ; (c) parte imaginária Y_{11}	74
Figura 42: Validação Indutor Espiral com Terminais Paralelos IBM 013um – (a) S_{12} ; (b) parte real Y_{12} ; (c) parte imaginária Y_{12}	74
Figura 43: Validação Indutor Espiral com Terminais Paralelos IBM 013um – (a) S_{11} ; (b) parte real Y_{11} ; (c) parte imaginária Y_{11}	75
Figura 44: Indutores Fabricados em Tecnologia AMS 0.35 μm (a) Indutor Cross; (b) Indutor Espiral	78

Figura 45: Dimensões dos Indutores Fabricados [45] (a) Indutor Cross; (b) Indutor Espiral	78
Figura 46: Resultados da Simulação do Circuito Equivalente com Equações de Projeto Indutor Cross - (a) Indutância (nH); (b) Fator de Qualidade	79
Figura 47: Resultados da Simulação do Circuito Equivalente com Equações de Projeto Indutor Espiral - (a) Indutância (nH); (b) Fator de Qualidade	79
Figura 48: Tamanho dos Indutores Testados.....	80
Figura 49: Comparativo Layout x Equações - Indutor Espiral Pequeno AMS 035um Terminais Paralelos - (a) S_{11} , (b) S_{12} , (c) Indutância, (d) Fator Q.....	82
Figura 50: Comparativo Layout x Equações - Indutor Espiral Grande AMS 035um Terminais Paralelos - (a) S_{11} , (b) S_{12} , (c) Indutância, (d) Fator Q.....	83
Figura 51: Comparativo Layout x Equações - Indutor Cross Pequeno AMS 035um Terminais Paralelos - (a) S_{11} , (b) S_{12} , (c) Indutância, (d) Fator Q.....	84
Figura 52: Comparativo Layout x Equações - Indutor Cross Grande AMS 035um Terminais Paralelos - (a) S_{11} , (b) S_{12} , (c) Indutância, (d) Fator Q.....	85
Figura 53: Comparativo Layout x Equações - Indutor Espiral Pequeno IBM 013um Terminais Paralelos - (a) S_{11} , (b) S_{12} , (c) Indutância, (d) Fator Q.....	86
Figura 54: Comparativo Layout x Equações - Indutor Espiral Grande IBM 013um Terminais Paralelos - (a) S_{11} , (b) S_{12} , (c) Indutância, (d) Fator Q.....	87
Figura 55: Comparativo Layout x Equações - Indutor Cross Pequeno IBM 013um Terminais Paralelos - (a) S_{11} , (b) S_{12} , (c) Indutância, (d) Fator Q.....	88
Figura 56: Comparativo Layout x Equações - Indutor Cross Grande IBM 013um Terminais Paralelos - (a) S_{11} , (b) S_{12} , (c) Indutância, (d) Fator Q.....	89
Figura 57: Comparação Espiral x Cross – Frequência de Ressonância (GHz) em função da Área ($10^3 \mu\text{m}^2$) (a) AMS 0.35 μm Terminais Opostos; (b) AMS 0.35 μm Terminais Paralelos;(c) IBM 0.13 μm Terminais Paralelos.....	91
Figura 58: Comparação Espiral x Cross – Frequência de Q Máximo (GHz) em função da Área ($10^3 \mu\text{m}^2$) (a) AMS 0.35 μm Terminais Opostos; (b) AMS 0.35 μm Terminais Paralelos;(c) IBM 0.13 μm Terminais Paralelos	91
Figura 59: Comparação Espiral x Cross – Fator Q Máximo em função da Área ($10^3 \mu\text{m}^2$) (a) AMS 0.35 μm Terminais Opostos; (b) AMS 0.35 μm Terminais Paralelos;(c) IBM 0.13 μm Terminais Paralelos	92
Figura 60: Comparação Espiral x Cross – Indutância de Q Máximo (nH) em função da Área ($10^3 \mu\text{m}^2$) (a) AMS 0.35 μm Terminais Opostos; (b) AMS 0.35 μm Terminais	

Paralelos;(c) IBM 0.13 μm Terminais Paralelos	93
Figura 61: Comparação do Tamanho dos Elementos – (a) Feixe de Vias; (b) Via Equivalente.....	103
Figura 62: Comparativo Via Equivalente x Feixe de Vias - Indutor Espiral Médio AMS 0,35 μm Terminais Paralelos - (a) S_{11} , (b) S_{12}	105
Figura 63: Comparativo Via Equivalente x Feixe de Vias - Indutor <i>Cross</i> Médio IBM 013 μm Terminais Paralelos - (a) S_{11} , (b) S_{12}	106

LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Características dos Modelos Pesquisados	20
Tabela 2: Dados para Modelagem - Indutor Espiral com Terminais Opostos – AMS 0,35 μm	52
Tabela 3: Dados para Modelagem - Indutor Cross com Terminais Opostos – AMS 0,35 μm	53
Tabela 4: Dados para Modelagem - Indutor Espiral com Terminais Paralelos – AMS 0,35 μm	54
Tabela 5: Dados para Modelagem - Indutor Cross com Terminais Paralelos – AMS 0,35 μm	56
Tabela 6: Dados para Modelagem - Indutor Espiral com Terminais Paralelos – IBM 0,13 μm	57
Tabela 7: Dados para Modelagem - Indutor Cross com Terminais Paralelos – IBM 0,13 μm	59
Tabela 8: Resultados dos Testes Comparativos para Processo de Extração ...	66
Tabela 9: Amostra do Processo de Extração.....	67
Tabela 10: Resultados dos Testes Comparativos para as Equações de Projeto	71
Tabela 11: Amostra das Equações de Projeto	72
Tabela 12: Valores dos Componentes do Circuito Elétrico Equivalente Calculados através das Equações de Projeto para os Indutores de [45]	78
Tabela 13: Comparação do Resultado do Circuito Equivalente com Equações de Projeto com os Resultados Experimentais de [45].....	80
Tabela 14: Dimensões dos Indutores do Experimento	81
Tabela 15: Valores do Circuito Equivalente dos Indutores do Experimento	81
Tabela 16: Comparação entre Simulação do <i>Layout</i> e do Circuito Equivalente	89
Tabela 17: Dimensões dos Indutores Simulados	104
Tabela 18: Comparação entre Simulação com Via Equivalente e com Feixe de Vias.....	104
Tabela 19: Diferenças nos Resultados da Simulação com Via Equivalente e com Feixe de Vias.....	105
Tabela 20: Distribuição F com nível de confiança de 95%	110

Tabela 21: Distribuição t-Student 111

LISTA DE SÍMBOLOS

L, L_S	indutância equivalente para o indutor
R, R_S	resistência equivalente das trilhas de metal do indutor
C_P	capacitância equivalente entre o indutor e um substrato semi-isolante
C_S	capacitância equivalente entre as trilhas de metal do indutor
P_1	porta 1 do indutor
P_2	porta 2 do indutor
C_{ox}	capacitância equivalente entre as trilhas de metal do indutor e a camada de óxido
R_{sub}, R_{si}	resistência equivalente para perdas resistivas no substrato semicondutivo
C_{sub}, C_{si}	capacitância equivalente para perdas capacitivas no substrato semicondutivo
L_0	indutância equivalente em baixa frequência
R_0	resistência equivalente em baixa frequência
L_1	indutância equivalente para efeito pelicular
R_1	resistência equivalente para efeito pelicular
L_M	indutância mútua equivalente para acoplamento magnético
C_C	capacitância equivalente para perdas capacitivas entre as trilhas metálicas do indutor e o substrato
R_{sc}	resistência equivalente para perdas resistivas entre o indutor e o substrato
R_p	resistência equivalente para as perdas resistivas do efeito de proximidade
R_{side}	resistência equivalente para perdas resistivas por acoplamento lateral
C_{side}	capacitância equivalente para perdas capacitivas por acoplamento lateral
R_T	resistência equivalente para perdas resistivas por acoplamento com o substrato
L_T	indutância equivalente para perdas indutivas por acoplamento com o substrato

L_{prox}	autoindutância equivalente para perdas indutivas por efeito de proximidade
M_{prox}	indutância mútua equivalente para perdas indutivas por efeito de proximidade
L_{eddy}	autoindutância equivalente para perdas indutivas por correntes de Foucault
M_{eddy}	indutância mútua equivalente para perdas indutivas por correntes de Foucault
L_{dc}	indutância equivalente total
R_{loss}	resistência equivalente para perdas resistivas no efeito pelicular e de proximidade
L_{sub}	indutância equivalente para perdas indutivas por acoplamento ao substrato
C_{OX1}	capacitância de óxido para a porta 1 do circuito equivalente do indutor
C_{OX2}	capacitância de óxido para a porta 2 do circuito equivalente do indutor
R_{SUB1}	resistência de substrato para a porta 1 do circuito equivalente do indutor
R_{SUB2}	resistência de substrato para a porta 2 do circuito equivalente do indutor
C_{SUB1}	capacitância de substrato para a porta 1 do circuito equivalente do indutor
C_{SUB2}	capacitância de substrato para a porta 2 do circuito equivalente do indutor
Y_S	admitância entre portas para a configuração π do circuito equivalente do indutor
Y_{P1}	admitância entre a porta 1 e o plano terra para a configuração π do circuito equivalente do indutor
Y_{P2}	admitância entre a porta 2 e o plano terra para a configuração π do circuito equivalente do indutor
Y_{11}	parâmetro de admitância para a porta 1 com a porta 2 em curto-circuito
Y_{12}	parâmetro de admitância de transferência entre a porta 1 e porta 2
Y_{21}	parâmetro de admitância de transferência entre a porta 2 e porta 1
Y_{22}	parâmetro de admitância para a porta 2 com a porta 1 em curto-circuito
I_1	corrente na porta 1 do circuito equivalente do indutor
I_2	corrente na porta 2 do circuito equivalente do indutor
V_1	voltagem na porta 1 do circuito equivalente do indutor
V_2	voltagem na porta 2 do circuito equivalente do indutor

f_r	frequência de ressonância para Y_{12}
f_{c1}	frequência de ressonância para Y_{11}
f_{c2}	frequência de ressonância para Y_{22}
N	quantidade de valores simulados ou medidos
$\Re[x]$	parte real do número complexo x
$\Im[x]$	parte imaginária do número complexo x
f_k	uma frequência qualquer do intervalo simulado ou medido
ω_r	frequência angular de ressonância para Y_{12}
f	frequência
ω	frequência angular
ω_{c1}	frequência angular de ressonância para Y_{11}
ω_{c2}	frequência angular de ressonância para Y_{22}
Z_{P1}	impedância entre a porta 1 e o plano terra para a configuração π do circuito equivalente do indutor
Z_{P2}	impedância entre a porta 2 e o plano terra para a configuração π do circuito equivalente do indutor
C_{eq}	capacitância equivalente para auxiliar o cálculo de C_{SUB1} e de C_{SUB2}
w	largura das trilhas do indutor
d	espaço entre as trilhas do indutor
n	quantidade de trilhas da espiral/núcleo para os indutores espirais/cross
l	comprimento do lado do <i>gap</i> /núcleo para os indutores espirais/cross
A	área do indutor
m	quantidade de grupos de trilhas auxiliares no indutor <i>cross</i> estendido
$\text{int}(x)$	parte inteira de x
a	lado da via
b	distância entre vias
c	distância da via à borda da trilha

R_{via}	resistência de uma via
ρ	resistividade do material da via
s	comprimento da via
v	quantidade de vias no feixe de vias
R_{eq}	resistência equivalente do feixe de vias
a_{eq}	lado da via equivalente ao feixe de vias
n_f	quantidade de vias por linha ou coluna do feixe de vias
(x_i^{inf}, y_i^{inf})	posição do vértice inferior esquerdo do segmento da via no sistema de coordenadas cartesianas do ADS da Keysight
(x_i^{sup}, y_i^{sup})	posição do vértice superior direito do segmento da via no sistema de coordenadas cartesianas do ADS da Keysight
θ	ângulo da junção entre as trilhas do núcleo e seus <i>stubs</i>
α	ângulo de rotação
(x^{rot}, y^{rot})	coordenada do segmento da trilha rotacionada
$\hat{y}$	estimativa da variável resposta dada pelo modelo linear
x_k	fator do modelo linear
α_0	termo independente do modelo linear
α_k	coeficientes dos fatores do modelo linear
Q_r	índice de mérito ou fator de qualidade entre as portas do indutor
Q_{c1}	índice de mérito ou fator de qualidade para a porta 1 do indutor
Q_{c2}	índice de mérito ou fator de qualidade para a porta 2 do indutor
$\bar{d}$	média aritmética da diferença entre valores medidos ou simulados e valores estimados
s_d	desvio padrão para a diferença entre valores medidos ou simulados e valores estimados
t_n	variável da distribuição t-Student
T_d	estatística para o teste t pareado

reS12 parte real do parâmetro S_{12}

imS12 parte imaginária do parâmetro S_{12}

reS11 parte real do parâmetro S_{11}

imS11 parte imaginária do parâmetro S_{11}

reY12 parte real do parâmetro Y_{12}

imY12 parte imaginária do parâmetro Y_{12}

reY11 parte real do parâmetro Y_{11}

imY11 parte imaginária do parâmetro Y_{11}

L11 indutância do indutor

Q11 fator de qualidade do indutor

Q máximo fator de qualidade para o indutor

fQ frequência em que ocorre o máximo fator de qualidade para o indutor

LQ indutância correspondente ao máximo fator de qualidade para o indutor

E(a0, a1, a2,..., an) soma do erro quadrático

SQT soma dos quadrados totais

SQR soma dos quadrados da regressão

SQE soma dos quadrados dos erros

MQR média dos quadrados da regressão

MQE média dos quadrados dos erros – segue uma distribuição F com $k-1$ e $n-k$ graus

F_{v1,v2} variável da distribuição F

r² coeficiente de determinação

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO E JUSTIFICATIVA	7
1.1	JUSTIFICATIVA	7
1.2	OBJETIVO	10
1.3	DESCRIÇÃO DOS CAPÍTULOS	10
2	CIRCUITOS ELÉTRICOS EQUIVALENTES PARA INDUTORES	12
2.1	MODELOS DE PROJETO PARA INDUTORES	12
2.2	A ARQUITETURA CROSS	20
2.3	EXTRAÇÃO DOS VALORES DO CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE	21
3	MODELAGEM DOS INDUTORES PLANARES	31
3.1	ESTRUTURAS DOS INDUTORES MODELADOS	31
3.1.1	INDUTOR ESPIRAL	31
3.1.2	INDUTOR CROSS	32
3.1.3	INDUTOR CROSS ESTENDIDO	34
3.2	ALGORITMOS PARA GERAÇÃO DO <i>LAYOUT</i> DOS INDUTORES	35
3.2.1	HIPÓTESES DE PROJETO	36
3.2.2	ALGORITMO PARA INDUTOR ESPIRAL	40
3.2.3	ALGORITMO PARA INDUTOR CROSS ESTENDIDO	41
3.3	EQUAÇÕES DE PROJETO	47
3.3.1	PLANEJAMENTO DE EXPERIMENTOS	48
3.3.2	DESENVOLVIMENTO DAS EQUAÇÕES DE PROJETO	51
3.3.3	FREQUÊNCIAS DE RESSONÂNCIA E FATORES DE QUALIDADE	60
4	VALIDAÇÃO DO PROCESSO DE EXTRAÇÃO E DAS EQUAÇÕES DE PROJETO	64
4.1	VALIDAÇÃO ESTATÍSTICA	64
4.2	VALIDAÇÃO DO PROCESSO DE EXTRAÇÃO DO CIRCUITO EQUIVALENTE	66

4.3	VALIDAÇÃO DAS EQUAÇÕES DE PROJETO	71
4.4	DISCUSSÃO DOS RESULTADOS DA VALIDAÇÃO	75
5	APLICAÇÕES DA MODELAGEM	77
5.1	TESTES DE INDUTORES COM TERMINAIS OPOSTOS	77
5.2	TESTES DE INDUTORES COM TERMINAIS PARALELOS SIMULADOS	80
5.2.1	RESULTADOS PARA INDUTORES ESPIRAIS AMS 0,35 μm	82
5.2.2	RESULTADOS PARA INDUTORES CROSS AMS 0,35 μm	83
5.2.3	RESULTADOS PARA INDUTORES ESPIRAIS IBM 0,13 μm	86
5.2.4	RESULTADOS PARA INDUTORES CROSS IBM 0,13 μm	87
5.3	COMPARAÇÃO DAS ARQUITETURAS	90
5.4	DISCUSSÃO DOS RESULTADOS	93
6	CONCLUSÕES	95
6.1	CONCLUSÕES	95
6.2	SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	96
6.3	ARTIGOS EM PERIÓDICOS CONGRESSOS E SIMPÓSIOS	96
	REFERÊNCIAS	98
	APÊNDICE A – COMPARAÇÃO FEIXE DE VIAS E VIA EQUIVALENTE	103
	APÊNDICE B – ANÁLISE DE REGRESSÃO MULTIVARIADA	107
	APÊNDICE C – CÓDIGO FONTE DOS ALGORITMOS	113
	Código fonte para montagem do indutor espiral com terminais paralelos ..	113
	Código fonte para montagem do indutor cross com terminais paralelos	115
	APÊNDICE D – PUBLICAÇÕES RESULTANTES DESTA TESE	121
	Publicação MOMAG 2016 - 17º SBMO - Simpósio Brasileiro Micro-ondas e 12º CBMag - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo, 2016, Porto Alegre ..	121
	Publicação 2016 IEEE MTT- S Latin America Microwave Conference (LAMC), Puerto Vallarta, 2016	122

1 INTRODUÇÃO E JUSTIFICATIVA

Neste capítulo, o objeto de estudo e a estrutura desta tese são apresentados.

Na primeira parte os cenários são contextualizados e as justificativas apresentadas, enquanto que a segunda parte lista os objetivos desenvolvidos e a terceira parte mostra a estrutura da tese.

1.1 JUSTIFICATIVA

Avanços crescentes nos processos de fabricação de semicondutores integrados permitem a rápida evolução das tecnologias existentes, no entanto, duas tecnologias se destacam: uma é a tecnologia *Gallium – Nitride Power Transistor (GaN HEMT)* ^[1] usada em aplicações com requisitos de alta linearidade e elevada potência de trabalho, como amplificadores para altas frequências, e a outra é a tecnologia *CMOS – Complementary Metal Oxide Semiconductor* ^[2] – que, devido a acentuada redução das dimensões, possui alta escala de integração, levando a um aumento na frequência de operação.

Contudo, o custo de fabricação dos circuitos integrados por área, em milímetros quadrados, cresce na medida que a tecnologia avança para gerar circuitos capazes de operar em frequência mais elevadas, pois os processos, maquinário e instalações tornam-se mais complexos, exigindo insumos de melhor qualidade. Assim, reduzir as dimensões de circuitos e componentes ativos e passivos que compõem os circuitos integrados é imprescindível para reduzir o custo total do projeto. Em Circuitos Integrados de Radiofrequência – *RFIC (Radio Frequency Integrated Circuits)* – os indutores usam grandes áreas, quando comparados com outros componentes, pois, além da área ocupada pelo próprio indutor, sua interação eletromagnética com os demais componentes do chip deve ser minimizada, colocando-o distanciado do restante do circuito. Este é o primeiro cenário que motivou esta tese, a qual trata do estudo de indutores com arquiteturas que permitam obter a indutância desejada com área reduzida em relação a indutores convencionais, como o indutor espiral planar.

Indutores são componentes essenciais em muitas aplicações de circuitos de radiofrequência, sendo utilizados em casamento de impedâncias ^[3] ^[4], Osciladores Controlados por Tensão – *VCOs (Voltage-Controlled Oscillators)* ^[5] ^[6], Conversores de

Frequência (*Mixers*) [7] [8], Amplificadores de Baixo Ruído – *LNAs* (*Low-Noise Amplifiers*) [9] [10], e filtros [11] [12]. Há pelo menos 50 anos [13] [14] miniaturizar indutores para integração em circuitos envolvem estudos que incluem processos de fabricação [15], modelagem computacional [16] [17], novas estruturas [18] [19] e novos materiais [20].

Os indutores são componentes passivos de circuitos elétricos, que armazenam a energia na forma de campo magnético, cuja forma típica de montagem nos circuitos integrados é a planar, cujas trilhas são dispostas em forma quadrada, octogonal ou circular [13] [21]. Um dos maiores problemas com os indutores planares são as indutâncias mútuas negativas, que reduzem o valor da indutância total e, conseqüentemente, da energia armazenada. Outro grande problema é a área ocupada pelos indutores, que sempre é muito maior que a área ocupada por outros componentes no circuito [22]. Contudo, indutores são usados porque consomem pouca energia e apresentam desempenho superior aos *gyrators* [23], que são seus equivalentes com componentes ativos.

Os indutores têm seu desempenho prejudicado pela presença de efeitos parasitas, principalmente na tecnologia *CMOS*, como: correntes de fuga devido à condutividade do substrato, perdas ôhmicas devido à resistividade dos condutores e às dimensões dos segmentos das espiras, capacitância parasita para o plano terra do circuito, capacitância parasita entre os segmentos que formam o indutor e também devido ao acoplamento magnético com outros componentes do circuito. Algumas tecnologias possuem substratos com grande resistividade, minimizando as perdas ôhmicas relacionadas às correntes de fuga, mas não as perdas nos segmentos metálicos e aquelas devidas ao acoplamento magnético com outros componentes do circuito. Todos estes efeitos afetam a figura de mérito do indutor (fator de qualidade) e a faixa de frequência de operação [24]. Simplificadamente, o fator de qualidade (fator *Q*) é relação entre a energia magnética armazenada e a energia dissipada no indutor, enquanto que a faixa de frequência de operação é usualmente definida desde corrente contínua (CC) até 90% da frequência de ressonância do indutor, na qual a reatância indutiva é cancelada pela reatância capacitiva parasita total do componente.

Há várias soluções propostas para minimizar as perdas nos indutores, como o uso de materiais com alta condutividade nas trilhas das espiras [25], substratos de alta resistividade à base de safira [26], camadas metálicas de blindagem entre o indutor e

o substrato ^[27], porém, todas apresentam desvantagens, pois substratos de alta resistência encarecem o processo de fabricação, assim como o uso de metais de menor resistividade, enquanto que o uso de camadas metálicas de isolamento cria capacitâncias adicionais que alteram a frequência de operação.

Este é o segundo cenário que motivou o tema desta tese que trata de metodologia de projeto e modelagem elétrica de indutores planares para circuitos integrados *CMOS* de radiofrequência, enfocando indutores com geometrias que ocupem áreas reduzidas.

Uma estrutura indutiva com área reduzida, o indutor *cross*, ilustrado na Figura 1, proposto em 2007, Moreira et al. ^[28], para operar até a faixa de frequências de micro-ondas, implementado na tecnologia *CMOS*, tem características geométricas que minimizam as indutâncias mútuas negativas devido aos segmentos cruzados com ângulos de 90 graus.

Figura 1: Indutor Cross

Fonte: Autor

A arquitetura *cross* foi escolhida para este projeto por dois motivos – é promissora, pois ao compará-la com outras arquiteturas de indutores planares, a arquitetura *cross* apresenta área reduzida; e é pouco explorada, carecendo de estudos mais detalhados. Este é o terceiro cenário que motivou esta tese, pois, a implementação de modelos e equações de projeto para a arquitetura *cross* e suas extensões, permitirá avaliar e caracterizar o seu desempenho, preenchendo uma lacuna na literatura.

Assim, são contribuições originais deste trabalho: o desenvolvimento de uma

metodologia para modelagem e projeto de indutores planares para uso em *RFICs* em tecnologias *CMOS* que operem até a faixa de frequências de micro-ondas, contemplando a elaboração de equações de projeto a partir da simulação eletromagnética de alguns *layouts* em *software* para arquiteturas tradicionais e para a arquitetura *cross*, proposta por Moreira et al. [28], bem como a extensão da arquitetura *cross* para permitir quantidades variáveis de trilhas.

1.2 OBJETIVO

O objetivo geral deste trabalho envolve o desenvolvimento de uma metodologia para projeto e modelagem de indutores planares, incluindo a arquitetura *cross* e suas extensões, para aplicação em *RFICs* em tecnologias *CMOS* que operem em frequências de micro-ondas.

Os objetivos específicos pretendidos pela proposta deste trabalho são:

- Elaborar estudos sobre a modelagem de indutores planares integrados para frequências de micro-ondas;
- Desenvolver uma metodologia e equações de projeto para indutores com arquitetura planar em frequências de micro-ondas;
- Estender a arquitetura *cross* em escalabilidade e para outras tecnologias *CMOS*;
- Analisar os resultados teóricos obtidos e experimentais existentes, comparando-os entre si e explicando as vantagens e desvantagens da metodologia e configurações propostas para os indutores com arquitetura planar.

1.3 DESCRIÇÃO DOS CAPÍTULOS

Este trabalho está organizado em seis capítulos, que são descritos a seguir.

O capítulo 1 faz uma introdução ao tema e apresenta as justificativas e os objetivos da tese.

O capítulo 2 traz um resumo histórico da modelagem de indutores, apresenta o modelo usado nesta tese e termina com o processo de extração de valores dos componentes do circuito equivalente usado nesta tese.

O capítulo 0 apresenta as estruturas indutivas modeladas, incluindo o indutor *cross*

estendido, apresenta os algoritmos para montagem dos indutores usados na tese e elabora as equações de projeto que relacionam os parâmetros elétricos aos parâmetros geométricos dos indutores planares tratados nesta tese.

Na sequência, o capítulo 4 apresenta as validações estatísticas do processo de extração de parâmetros elétricos e das equações de projeto.

O capítulo 5 mostra e discute os resultados dos experimentos desenvolvidos com os indutores projetados nesta tese.

E, finalizando, o capítulo 6 traz as conclusões da tese e propostas para trabalhos futuros.

No apêndice A há uma comparação entre o uso de feixes de vias e de vias equivalentes referentes ao desempenho e à precisão da implementação do método dos momentos no ADSs para os indutores simulados para esta tese.

Com o objetivo de clarificar o entendimento das técnicas estatísticas usadas na modelagem e estudos dos indutores, o apêndice B tem um resumo sobre a metodologia de modelagem empregada e dos testes estatísticos usados para validá-la.

Os códigos em Python para elaboração do *layout* dos indutores no ADS – Advanced Design System da Keysight são mostrados no apêndice C e, por fim, o apêndice D traz as publicações feitas durante a pesquisa desta tese.

2 CIRCUITOS ELÉTRICOS EQUIVALENTES PARA INDUTORES

Neste capítulo são apresentados os fundamentos teóricos desta tese e o circuito elétrico equivalente para simular os indutores estudados.

Na primeira parte são discutidos os principais modelos de projeto para indutores, enquanto que na segunda parte, é apresentada a arquitetura *cross* e seu funcionamento. A terceira parte apresenta o circuito elétrico equivalente do indutor utilizado nesta tese e o processo para extração dos valores dos seus componentes a partir de dados simulados ou medidos e encerra com um resumo do processo.

2.1 MODELOS DE PROJETO PARA INDUTORES

A integração de componentes de semicondutores proporcionada pela microeletrônica, tanto no substrato, como nas camadas de metais, produz diversos problemas para o uso de indutores em projetos de circuitos integrados, porque, diferente dos resistores e capacitores que em geral possuem dimensões semelhantes aos transistores, os indutores costumam ser componentes grandes, com dimensões que respondem por grande parte da área em *chip* usada pelos circuitos.

A Figura 2 apresenta o circuito esquemático e a imagem de dois circuitos integrados empregando indutores planares, onde pode ser observado que a maior parte da área do *chip* é ocupada pelos indutores e pelo espaço entre os mesmos e os demais componentes dos circuitos, prevenindo acoplamentos eletromagnéticos indesejados.

Fenômenos parasitários como capacitâncias para o plano terra e entre as trilhas do indutor, além de resistências inerentes às trilhas e efeitos indutivos como correntes de Foucault e o efeito pelicular em altas frequências devem ser considerados no seu projeto.

Historicamente, as metodologias para dimensionamento de indutores iniciaram com Maxwell no final do século XIX com a publicação do seu “*A Treatise on Electricity and Magnetism*” em 1873 pois, a partir daí, havia um conjunto de equações que permitiam relacionar as dimensões geométricas às grandezas elétricas do indutor [13].

Na primeira metade do século XX, diversos pesquisadores americanos e alemães [13] desenvolveram trabalhos sobre modelagem de indutores para circuitos de radiofrequência, notadamente Grover [29].

Figura 2: Exemplo do Tamanho de um Indutor - Amplificador diferencial: (a) circuito esquemático e (b) fotografia; Filtro LC Passa-Banda: (c) circuito esquemático e (d) fotografia

Fonte: [17] e [27]

Na segunda metade do século XX, com o advento dos circuitos integrados, surgem os primeiros trabalhos sobre modelagem de indutores para filmes finos sobre substratos de silício como Olivei ^[14] na década de 60 e Greenhouse ^[13] nos anos 70, que, em linhas gerais, adaptaram os trabalhos da primeira metade do século para as características e condições dos circuitos integrados, que demandam componentes menores.

Nos anos 80 e 90, surgem os primeiros modelos de circuito elétrico equivalente simples em π para indutores integrados, como o modelo apresentado na Figura 3(a), proposto por Petenpaul ^[30] para indutores construídos sobre substratos semi-isolantes, como GaAs – Arsenieto de Gálio. A Figura 3(b) mostra o modelo proposto por Long e Copeland ^[31] para indutores de RFICs fabricados em substrato de silício semicondutivo, como silício dopado, que incorporam efeitos parasitários como capacitâncias para o plano terra e resistência de substrato, característicos de substratos semicondutores.

Figura 3: Circuitos Equivalentes π Simples - (a) Petenpaul [30]; (b) Long e Copeland [31]

Fonte: Autor (Reproduções de [30] e [31])

Em linhas gerais, todos os circuitos equivalentes para indutores contêm uma indutância, L , e uma resistência série, R ou R_s , que representam, respectivamente, a indutância do componente e a resistência das trilhas de metal. No caso do modelo de Petenpaul [30], a capacitância C_P considera o efeito capacitivo entre as trilhas metálicas do indutor construídas sobre o substrato semi-isolante e o plano de terra formado pela camada metálica que reveste a face inferior do substrato. Nesse modelo há ainda uma capacitância C_S entre as portas P_1 e P_2 que representa o acoplamento elétrico entre as trilhas de metal do indutor, e modela efeitos perceptíveis apenas em alta frequência. Este elemento não existe no modelo de Long e Copeland [31], que modela o comportamento dos indutores em baixa frequência.

O acoplamento para o plano terra depende do tipo de substrato. No caso do modelo de Petenpaul [30], o substrato é semi-isolante, então, há apenas efeitos capacitivos, modelados pelas capacitâncias C_P . No modelo de Long e Copeland [31], o qual emprega tecnologia MOS, em que o substrato é semicondutivo recoberto por uma camada de óxido isolante, sendo as trilhas metálicas que formam o indutor construídas sobre o óxido, o efeito capacitivo da parte isolante do substrato é modelado pelas capacitâncias C_{ox} e os outros efeitos parasitários complementares, devido à indução de cargas e de correntes no substrato, são modelados pelas resistências R_{sub} e capacitâncias C_{sub} .

Exceto por especificidades e acréscimos que detalham outros efeitos menores, todos os modelos para indutores posteriores a estes trazem estes componentes.

No final do século XX, a revolução das comunicações sem fio reativou o interesse no projeto e otimização de componentes passivos – indutores, transformadores e

capacitores – devido ao seu potencial para melhorar o desempenho de circuitos de radiofrequência [16]. A modelagem se voltou para modelos algorítmicos para indutores em tecnologia CMOS, implementados em computador, como o software CAD “ASITIC” (*Analysis and Simulation of Spiral Inductors and Transformers for ICs*) desenvolvido por Niknejad [16] e o modelo proposto por Thüringer [24]. Tais trabalhos adaptaram e melhoraram os trabalhos anteriores para considerar a miniaturização dos componentes, da ordem de centenas de nanômetros e os efeitos parasitários decorrentes do aumento das frequências de operação. Os circuitos equivalentes usados por Niknejad [16] e por Thüringer [24], estão na Figura 4.

Figura 4: Circuitos Equivalentes π Simples - (a) Niknejad [16]; (b) Thüringer [24]

Fonte: Autor (Reproduções de [16] e [24])

O circuito equivalente π simples com nove elementos da Figura 4(b) ainda é o modelo mais usado, contudo, na primeira década do século XXI surgiram diversos circuitos equivalentes para aplicações de banda larga com indutores respondendo à demanda por aplicações sem fio com espalhamento de frequência, como Acesso Múltiplo por Divisão de Código, *CDMA – Code Division Multiple Access* – e Banda Ultralarga, *UWB – Ultra Wideband* [32] [33].

O circuito equivalente proposto por Cao [32] incorpora a modelagem do efeito pelicular e o efeito de proximidade, além das perdas no substrato devido às correntes de Foucault, o resultado é o circuito equivalente π duplo da Figura 5.

Em baixas frequências a modelagem do indutor no circuito da Figura 5 é feita pela indutância L_0 e pela resistência R_0 em paralelo com a resistência R_I . Por sua vez, a modelagem do efeito pelicular é feita pela resistência R_I e pela indutância L_I , que fazem com a resistência série do indutor aumente com a frequência, tendendo a R_0 . O efeito de proximidade é modelado pelas indutâncias mútuas L_M . A inclusão do ramo

central do π tem o objetivo de capturar o aspecto distribuído do indutor em alta frequência. O substrato é modelado e pela capacitância C_{sub} e pela resistência R_{sub} , e a capacitância de acoplamento do indutor com o substrato é modelada pela capacitância C_{ox} enquanto que as capacitâncias C_S e C_C e a resistência R_{sc} modelam as perdas por acoplamento entre as trilhas e entre as trilhas e o substrato. Um aspecto interessante desta proposta é a modelagem do efeito pelicular usando apenas componentes discretos, permitindo seu uso em simuladores do tipo SPICE.

Figura 5: Circuito Equivalente π Duplo [32]

Fonte: Autor (Reprodução de [32])

Outro circuito equivalente que usa apenas componentes discretos é o proposto por Gil [34], mostrado na Figura 6. Trata-se de um circuito equivalente π simples para aplicações de indutores em banda larga que, basicamente, é uma simplificação do

Figura 6: Circuito Equivalente π Simples com Acoplamento Lateral [34]

Fonte: Autor (Reprodução de [34])

circuito proposto por Cao [32], o qual modela as características que variam com a frequência com maior acuracidade, pois considera a diminuição do acoplamento do componente com o substrato de silício com o aumento da frequência.

Este circuito equivalente inclui o acoplamento lateral no substrato através de R_{side} , que predomina na baixa frequência, e C_{side} , que predomina na alta frequência, de modo que a capacitância de acoplamento entre trilhas dos circuitos anteriores, C_S , torna-se desnecessária, sendo absorvida por C_{side} . Contudo, não há indicações da forma de estimativa de R_{side} e C_{side} .

No artigo de Sun [35] é apresentado um circuito equivalente, exibido na Figura 7, que divide as perdas no substrato em perdas elétricas, modeladas como em um circuito equivalente π simples de nove elementos, e perdas magnéticas, as quais usam um transformador no modelo.

Figura 7: Circuito Equivalente π Simples com Acoplamento por Transformador [35]

Fonte: Autor (Reprodução de [35])

Os componentes do circuito equivalente de Sun [35] modelam o efeito pelicular do mesmo modo que no circuito proposto por Gil [34], porém, o efeito de proximidade é modelado pela resistência R_p e a capacitância entre as trilhas por C_S . As perdas elétricas no substrato são modeladas pela resistência R_{si} e pela capacitância C_{si} , enquanto que as perdas magnéticas são modeladas pela resistência R_T do transformador, em paralelo com a indutância L_T , pelas quais circula a corrente induzida no substrato pela indutância L_0 através da indutância de acoplamento L_M .

Figura 9: Circuito Equivalente t Simples [36]

Fonte: Autor (Reprodução de [36])

De acordo com Jeong ^[36], R_p representa as perdas de corrente nas trilhas do indutor devido à fuga pelo substrato, C_s é a capacitância parasita entre as trilhas e suas intersecções e R_0 e L_0 são, respectivamente, a resistência série e a indutância das trilhas. O efeito de proximidade e o efeito pelicular são modelados por L_1 e R_1 , tal e qual em ^[32]. A modelagem das perdas ôhmicas no substrato é feita pela resistência do substrato, R_{sub} , e capacitância do substrato, C_{sub} . O acoplamento capacitivo entre o indutor e o substrato é representado pela capacitância do óxido, C_{ox} , enquanto que os efeitos pelicular e de proximidade são modelados pela resistência R_{loss} e pela indutância do substrato L_{sub} . Não há qualquer menção sobre o processo de extração destes parâmetros em ^[36].

A Tabela 1 resume as principais características dos modelos pesquisados, na qual verifica-se a evolução da modelagem pela inclusão de novos efeitos.

A dificuldade para extração dos parâmetros nestes modelos mais elaborados e a necessidade de produzir um modelo simples, que apenas estime os valores dos parâmetros do circuito equivalente levou ao desenvolvimento apresentado a seguir.

Tabela 1: Características dos Modelos Pesquisados

<i>Modelo [Ref.]</i>	<i>frequência</i>	<i>substrato</i>	<i>capacitância entre trilhas</i>	<i>capacitância do óxido</i>	<i>capacitância do substrato</i>	<i>resistência do substrato</i>	<i>efeito pelicular</i>	<i>corrente de Foucault</i>
Petenpaul [30]	alta	GaAs	sim	não	sim	não	não	não
Long e Copeland [31]	baixa	CMOS	não	sim	sim	sim	não	não
Niknejad [16]	alta	CMOS	sim	sim	não	sim	não	não
Thüringer [24]	alta	CMOS	sim	sim	sim	sim	não	não
Cao [32]	alta	CMOS	sim	sim	sim	sim	sim	sim
Gil [34]	alta	CMOS	sim	sim	sim	sim	sim	sim
Sun [35]	alta	CMOS	sim	sim	sim	sim	sim	sim
Wang [33]	alta	CMOS	sim	sim	sim	sim	sim	sim
Jeong [36]	alta	CMOS	sim	sim	sim	sim	sim	sim

Fonte: Autor

2.2 A ARQUITETURA CROSS

O indutor *cross*, cuja arquitetura é ilustrada na Figura 10, é um dos tipos de indutores planares, cuja arquitetura foi proposta em [28], com o objetivo de reduzir a área ocupada e aumentar a indutância por área. Concebida originalmente para a tecnologia CMOS, cujos custos de produção são proporcionais à área ocupada, ainda é uma arquitetura nova e as poucas aplicações encontradas na literatura foram propostas por Moreira [18] [22] e Rios [37]. Nestas aplicações, o cálculo da indutância utilizou a técnica de aproximação que é conhecida como Distância Média Geométrica – *GMD* (*Geometric Mean Distance*), proposta por Grover [29]. Esta técnica calcula as indutâncias mútuas positivas e negativas entre dois segmentos metálicos planares em paralelo ou com ângulos para satisfazer a equação da indutância total da estrutura do indutor:

Figura 10: Indutor Cross na Configuração Original

Fonte: Luiz Carlos Moreira

$$L_{total} = L_{auto} + 2 * (\sum M_{positiva} - \sum M_{negativa}) \quad (1)$$

onde L_{auto} é a auto-indutância do indutor, $M_{Positiva}$ é a indutância mútua positiva e $M_{Negativa}$ é a indutância mútua negativa.

Em uma estrutura *cross* é importante observar o sentido das correntes para entender o funcionamento e avaliar seu desempenho, pois, daí é possível estimar as indutâncias mútuas negativas e positivas, que definem o desempenho deste tipo de indutor. Na Figura 10, que ilustra um *layout* de indutor em tecnologia CMOS 0,35 μm com quatro camadas de metal e uma de polissilício [38], é possível observar que os segmentos do núcleo do indutor da camada Metal-4 são paralelos entre si e percorridos por correntes com o mesmo sentido, o que ocasiona o aumento da indutância mútua devido ao fator de acoplamento entre esses segmentos. Nos segmentos do núcleo do indutor na camada Metal-3 verifica-se o mesmo comportamento. Observa-se, no entanto, que os segmentos do núcleo do indutor na camada Metal-4 são perpendiculares aos da camada Metal-3, o que anula a indutância mútua negativa entre estas camadas.

Os segmentos do núcleo do indutor estão em série e são interligados por segmentos auxiliares posicionados a 45°, nas bordas do indutor. O sentido da corrente nos segmentos auxiliares é contrário ao do núcleo do indutor, deste modo, a posição destes segmentos em relação ao núcleo minimiza a indutância mútua negativa.

Desse modo, a arquitetura *cross* maximiza as indutâncias mútuas positivas e minimiza as indutâncias mútuas negativas, aumentando a indutância por área do indutor.

2.3 EXTRAÇÃO DOS VALORES DO CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE

A arquitetura *cross* para indutores proposta em [28] foi pouco explorada, carecendo de modelo para projeto e dimensionamento. Assim, a primeira etapa da modelagem é dedicada a definir um modelo de circuito equivalente que reproduza o comportamento de indutores *cross*, permitindo incorporá-los a um circuito qualquer, e um processo de extração para os valores dos componentes deste circuito.

Muitos modelos de circuitos equivalentes para indutores foram propostos ao longo do tempo, conforme a Seção 2.1, sendo que o modelo mais usado para indutores fabricados em tecnologia MOS é o modelo de nove elementos proposto por Thüringer [24], previamente mostrado na Figura 4(b). Esse modelo, representado na

Figura 11, será usado, com uma modificação descrita a seguir, por sua boa cobertura da faixa de frequências e incorporação dos principais efeitos parasitários, conforme mostra a Tabela 1. Este modelo não representa o efeito pelicular, o que pode acarretar em uma subestimativa das perdas ôhmicas em altas frequências, mas atende ao

Figura 11: Circuito Equivalente de Nove Elementos para os Indutores

Fonte: Autor

compromisso entre facilidade de extração de seus parâmetros e precisão, sendo por isso selecionado para este estudo.

A modificação introduzida no modelo de [24] é a possibilidade de valores diferentes para os componentes dos ramos do circuito que vão das portas P_1 e P_2 para o plano terra, daí a diferença nos índices, sendo 1 para os componentes da porta P_1 e 2 para os componentes da porta P_2 . O objetivo dessa modificação é permitir a modelagem da assimetria entre os acessos de entrada e de saída nos indutores.

Analogamente aos indutores, o circuito possui duas portas P_1 e P_2 . A indutância é representada pelo indutor L_s e os demais elementos representam os fenômenos parasitários inerentes à geometria, material e meio, assim, R_s é a resistência dos segmentos que compõem as trilhas do indutor, C_s é a capacitância entre as trilhas do indutor, C_{ox1} e C_{ox2} são as capacitâncias do óxido, R_{sub1} , R_{sub2} , C_{sub1} e C_{sub2} são as resistências e as capacitâncias do substrato, respectivamente, responsáveis por modelar efeitos de perdas capacitivas e resistivas que variam com a frequência.

A extração dos valores dos componentes do circuito equivalente de nove elementos

considera que este circuito possui a configuração π , conforme mostra a Figura 12.

Figura 12: Modelo π para o Circuito Equivalente do Indutor

Fonte: Autor

Os elementos do circuito π são a admitância série, Y_S , que conecta as duas portas e as admitâncias de portas, Y_{P1} e Y_{P2} , que, respectivamente, conectam as portas P_1 e P_2 ao plano terra.

Comparando as relações entre corrente e voltagem no circuito π da Figura 12, dadas por (2), com as relações dos parâmetros de admitância – parâmetros Y – dadas por (3), verifica-se:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{P1} + Y_S & -Y_S \\ -Y_S & Y_{P2} + Y_S \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (3)$$

A partir de (2) e (3) extraem-se as equações:

$$Y_S = -Y_{12} = -Y_{21} \quad (4)$$

$$Y_{P1} = Y_{11} + Y_{12} \quad (5)$$

$$Y_{P2} = Y_{22} + Y_{12} \quad (6)$$

As equações (4), (5) e (6) são válidas porque a impedância de transferência entre as portas P_1 e P_2 é a mesma que entre as portas P_2 e P_1 , uma vez que todos os componentes do circuito da Figura 11 são bipolos simétricos, ou seja, possuem dois terminais, os quais podem ser conectados ao circuito em qualquer ordem que o funcionamento dos componentes não é alterado.

Os parâmetros de admitância são facilmente derivados dos parâmetros de espalhamento – parâmetros S – obtidos a partir da simulação eletromagnética do *layout* do indutor ou de medidas no próprio indutor usando um Analisador Vetorial de

Redes – VNA (*Vector Network Analyzer*).

A relação entre os parâmetros Y e parâmetros S, dada por ^[39], é reproduzida em (7)-(10). Nessas equações Z_0 é a impedância característica do sistema, sendo usualmente 50Ω em frequências de micro-ondas.

$$Y_{11} = \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{Z_0((1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21})} \quad (7)$$

$$Y_{12} = \frac{-2S_{12}}{Z_0((1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21})} \quad (8)$$

$$Y_{21} = \frac{-2S_{21}}{Z_0((1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21})} \quad (9)$$

$$Y_{22} = \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{Z_0((1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21})} \quad (10)$$

A simulação eletromagnética do *layout* ou as medidas no indutor devem ser feitas até valores além da frequência de ressonância entre as portas do indutor, f_r , ou entre cada porta e o plano terra, f_{c1} e f_{c2} , para garantir a correta identificação destas frequências de ressonância.

A partir dos valores de Y_s , Y_{P1} e Y_{P2} , dados por (4), (5) e (6), respectivamente, o processo de estimativa dos valores dos componentes do circuito da Figura 11 inicia-se considerando o parâmetro Y_{12} , dado por (11), na faixa de 0 a 5% da frequência de ressonância da admitância entre portas, f_r , uma vez que os efeitos capacitivos entre as trilhas e entre as trilhas e o substrato e o plano terra nesta faixa de frequência são desprezíveis ^[40], resultando no circuito equivalente da Figura 13.

$$Y_{12} = \left(\frac{I_1}{V_2} \right)_{V_1=0} \quad (11)$$

Desse modo, tomando o inverso da admitância série, Y_s , a resistência série, R_s , e a indutância série, L_s , podem ser consideradas constantes, sendo dadas pela média aritmética dos valores extraídos da parte real e da parte imaginária de Y_s para um grupo de frequências entre CC e 5% da frequência de ressonância entre as portas, f_r :

Figura 13: Circuito Equivalente para Y_{12} em Baixa Frequência

Fonte: Autor

Em (12) e (13), R_s é a resistência série do indutor, N é a quantidade de valores simulados ou medidos entre 0 e 5% de f_r , $\Re \left[\frac{1}{Y_s} \right]_k$ é a parte real de cada valor do inverso da admitância simulada ou medida entre 0 e 5% de f_r , L_s é a indutância do indutor, $\Im \left[\frac{1}{Y_s} \right]_k$ é a parte imaginária de cada valor do inverso da admitância simulada ou medida entre 0 e 5% de f_r e f_k corresponde a cada valor de frequência simulada ou medida entre 0 e 5% de f_r .

$$R_s = -\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \Re \left[\frac{1}{Y_s} \right]_k \quad (12)$$

$$L_s = -\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \frac{1}{2\pi f_k} \Im \left[\frac{1}{Y_s} \right]_k \quad (13)$$

Com os valores de f_r , R_s e L_s definidos, o cálculo do valor da capacitância série, C_s , fica simples, pois considera (4) na frequência de ressonância f_r .

$$\omega_r = 2\pi f_r \quad (14)$$

$$Y_s(\omega_r) = \frac{1}{R_s + j\omega_r L_s} + j\omega_r C_s \quad (15)$$

Em (14) e (15), ω_r é a frequência angular de ressonância e $Y_s(\omega_r)$ é a admitância na frequência de ressonância, f_r . Assim, separando a parte real e a parte imaginária em (15) e considerando que esta última é nula na frequência de ressonância, a capacitância série fica:

$$0 = -\frac{\omega_r L_s}{R_s^2 + (\omega_r L_s)^2} + \omega_r C_s \rightarrow C_s = \frac{L_s}{R_s^2 + (\omega_r L_s)^2} \quad (16)$$

O circuito equivalente para extração da capacitância série, C_s , está na Figura 14.

Figura 14: Circuito Equivalente para Y_{12} em Alta Frequência

Fonte: Autor

A extração dos valores dos componentes das admitâncias parasitas para o plano terra, Y_{P1} e Y_{P2} , parte dos parâmetros Y_{11} e Y_{22} , definidos por (17) e (18).

$$Y_{11} = \left(\frac{I_1}{V_1} \right)_{V_2=0} \quad (17)$$

$$Y_{22} = \left(\frac{I_2}{V_2} \right)_{V_1=0} \quad (18)$$

O circuito equivalente para (17) é ilustrado na Figura 15 e é análogo ao circuito para (18).

Na Figura 15 verifica-se que os componentes referentes à impedância para o plano terra da porta P_2 estão inativos devido ao curto-circuito nesta porta, assim, Y_{11} fica:

$$\omega = 2\pi f \quad (19)$$

$$Y_{11}(\omega) = \frac{1}{R_s + j\omega L_s} + j\omega C_s + \frac{1}{\frac{1}{j\omega C_{OX1}} + \frac{R_{SUB1}}{1 + j\omega R_{SUB1} C_{SUB1}}} \quad (20)$$

Figura 15: Circuito Equivalente para Y_{11}

Fonte: Autor

Em (19), f é a frequência e ω é a frequência angular e separando a parte real e a parte imaginária em (20) resultam em:

$$\Re[Y_{11}] = \frac{R_S}{R_S^2 + (\omega L_S)^2} + \frac{(\omega C_{OX1})^2 R_{SUB1}}{1 + (\omega R_{SUB1}(C_{OX1} + C_{SUB1}))^2} \quad (21)$$

$$\Im[Y_{11}] = j\omega \left(-\frac{L_S}{R_S^2 + (\omega L_S)^2} + C_S + \frac{C_{OX1}}{1 + (\omega R_{SUB1}(C_{OX1} + C_{SUB1}))^2} + \frac{(\omega R_{SUB1})^2 C_{OX1} C_{SUB1} (C_{OX1} + C_{SUB1})}{1 + (\omega R_{SUB1}(C_{OX1} + C_{SUB1}))^2} \right) \quad (22)$$

A parte imaginária de (22), $\Im[Y_{11}]$, é nula na frequência de ressonância da admitância para o plano terra da porta P_1 , f_{c1} , isso resulta em:

$$\omega_{c1} = 2\pi f_{c1} \quad (23)$$

$$\begin{aligned} \frac{L_S}{R_S^2 + (\omega_{c1} L_S)^2} - C_S &= \\ &= \frac{C_{OX1}}{1 + (\omega_{c1} R_{SUB1}(C_{OX1} + C_{SUB1}))^2} \\ &+ \frac{(\omega_{c1} R_{SUB1})^2 C_{OX1} C_{SUB1} (C_{OX1} + C_{SUB1})}{1 + (\omega_{c1} R_{SUB1}(C_{OX1} + C_{SUB1}))^2} \end{aligned} \quad (24)$$

Em (23), ω_{c1} é a frequência angular de ressonância da admitância para o plano terra da porta P_1 , Y_{11} .

Contudo, (24) não é suficiente para estimar os valores dos componentes de Y_{P1} da Figura 12. Assim, de (5) e (6), cujo circuito equivalente é mostrado na Figura 16, extraem-se as outras relações necessárias.

Para a porta P_1 , a impedância para o plano terra, Z_{P1} , é dada por(25).

$$Z_{P1} = \frac{1}{Y_{P1}} = \frac{1}{j\omega C_{OX1}} + \frac{R_{SUB1}}{1 + j\omega R_{SUB1} C_{SUB1}} \quad (25)$$

Sendo que Y_{P1} é a admitância para o plano terra da porta P_1 , assim, reescrevendo (25) em parte real e parte imaginária, fica:

$$Z_{P1} = \frac{R_{SUB1}}{1 + (\omega R_{SUB1} C_{SUB1})^2} - \frac{j}{\omega} \left(\frac{1}{C_{OX1}} + \frac{\omega^2 R_{SUB1}^2 C_{SUB1}}{1 + (\omega R_{SUB1} C_{SUB1})^2} \right) \quad (26)$$

Em baixa frequência, entre 0 e 5% de f_{cI} , os termos em ω são desprezíveis, de modo que R_{SUB1} e C_{OX1} são praticamente constantes e podem ser estimados pela média aritmética dos valores extraídos da parte real e da parte imaginária de Z_p para um grupo de frequências entre CC e 5% da frequência de ressonância da porta P_1 , f_{cI} :

$$R_{SUB1} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \Re[Z_{P1}]_k \quad (27)$$

$$C_{OX1} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \frac{1}{2\pi f_k \Im[Z_{P1}]_k} \quad (28)$$

Em (27) e (28), R_{SUB1} é a resistência do substrato para o plano terra da porta P_1 do indutor, N é a quantidade de valores simulados ou medidos entre 0 e 5% de f_{cI} , $\Re[Z_{P1}]_k$ é a parte real de cada valor de impedância Z_{P1} simulado ou medido entre 0 e 5% de f_{cI} , C_{OX1} é a capacitância de óxido do indutor, $\Im[Z_{P1}]_k$ é a parte imaginária de

cada valor de impedância Z_{PI} simulado ou medido entre 0 e 5% de f_{c1} e f_k é cada valor de frequência simulado ou medido entre 0 e 5% de f_{c1} .

A estimativa de C_{SUB1} aplica os valores de R_s , L_s e C_s , f_{c1} , R_{SUB1} e C_{OX1} em (24), observando que:

$$(\omega_{c1} R_{SUB1} (C_{OX1} + C_{SUB1}))^2 \ll 1 \quad (29)$$

e que:

$$\frac{1}{(C_{OX1} + C_{SUB1})(\omega_{c1} R_{SUB1})^2} \ll 1 \quad (30)$$

devido à ordem de grandeza da frequência f_{c1} e dos componentes envolvidos. Desse modo (24) torna-se:

$$\frac{L_s}{R_s^2 + (\omega_{c1} L_s)^2} - C_s = C_{OX1} + \frac{C_{OX1} C_{SUB1}}{(C_{OX1} + C_{SUB1})} \quad (31)$$

Fazendo

$$C_{eq} = \frac{L_s}{R_s^2 + (\omega_{c1} L_s)^2} - C_s - C_{OX1} \quad (32)$$

Onde C_{eq} é a capacitância equivalente da associação série entre C_{OX1} e C_{SUB1} , que garante a frequência de ressonância de Y_{11} , f_{c1} , em (31).

Assim, de (31) e (32) resulta em:

$$C_{SUB1} = \frac{C_{OX1} C_{eq}}{C_{OX1} - C_{eq}} \quad (33)$$

Analogamente, através dos mesmos procedimentos estimam-se os valores para f_{c2} , R_{SUB2} , C_{SUB2} e C_{OX2} da porta P_2 .

Desse modo, o valor de todos os nove componentes do circuito elétrico equivalente para o indutor – L_s , R_s , C_s , C_{OX1} , R_{SUB1} , C_{SUB1} , C_{OX2} , R_{SUB2} , C_{SUB2} – são estimáveis, permitindo a elaboração de circuitos equivalentes para indutores já projetados, ou fabricados, observando que o circuito elétrico equivalente para o indutor possui apenas componentes discretos e com valor constante, permitindo a simulação em *softwares* compatíveis com SPICE.

O fluxograma da Figura 17 apresenta o passo-a-passo para estimativa dos valores dos componentes do circuito equivalente de nove elementos da Figura 11 para um indutor planar.

Figura 17: Fluxograma para Cálculo dos Elementos do Circuito Equivalente

Fonte: Autor

3 MODELAGEM DOS INDUTORES PLANARES

Neste capítulo são apresentadas as estruturas indutivas – indutor espiral, indutor *cross* original e *cross* estendido – e discutidos os aspectos necessários à sua modelagem. Em seguida, desenvolvem-se processos algorítmicos que permitam projetar um indutor *cross* a partir da largura e quantidade das trilhas e do espaçamento entre elas. Na sequência, através de planejamento de experimentos, usam-se os algoritmos para projetar diversos indutores com diferentes dimensões, os quais serão simulados para extração dos valores dos componentes do circuito equivalente de nove elementos. Por fim, as equações de projeto são elaboradas a partir dos valores dos componentes do circuito equivalente de nove elementos, através de regressão linear multivariada. Essas equações relacionam as dimensões geométricas do indutor às grandezas elétricas dos componentes do circuito equivalente.

3.1 ESTRUTURAS DOS INDUTORES MODELADOS

Neste trabalho foram modeladas três estruturas para os indutores: estrutura espiral, estrutura *cross* original e estrutura *cross* estendida.

A estrutura espiral é uma estrutura tradicional, típica para indutores planares e muito estudada [13] [16] [17] [35] e foi modelada para esta pesquisa com o objetivo de produzir resultados de referência para comparação com as demais estruturas.

A estrutura *cross* original foi modelada como um dos objetivos deste trabalho, vez que não há modelos, nem equações de projeto que viabilizem o uso deste tipo de indutor em projetos de circuitos integrados.

A estrutura *cross* estendida é outra contribuição deste trabalho, pois a estrutura *cross* original é limitada quanto à quantidade de trilhas, enquanto que a estrutura estendida admite quantidades variáveis de trilhas.

3.1.1 INDUTOR ESPIRAL

Os indutores espirais modelados neste trabalho possuem formato quadrado, conforme mostra a Figura 18. Trata-se de uma estrutura tradicional usada para construir indutores planares, havendo extensa literatura sobre os modelos elétricos para ela, como os propostos em [13] [16] [17] [35].

Figura 18: Indutores Espirais Modelados - (a) terminais em lados opostos; (b) terminais no mesmo lado

Fonte: Autor

Neste tipo de indutor, a corrente elétrica flui na mesma direção nos segmentos do mesmo lado da espiral e em direções opostas nos segmentos de lados opostos da espiral, contribuindo com a indutância total desta estrutura, a qual possui três componentes: autoindutância, indutância mútua positiva e indutância mútua negativa. A autoindutância está relacionada às dimensões geométricas de cada segmento, já a indutância mútua positiva é devida à soma dos campos magnéticos dos segmentos no mesmo lado da estrutura, enquanto que a indutância mútua negativa ocorre devido ao campo magnético nos segmentos em lados opostos da estrutura.

Para minimizar a indutância mútua negativa da estrutura, constrói-se esse tipo de indutor com uma área livre, ou um *gap*, no centro da espiral, aumentando a distância entre os segmentos dos lados opostos e, conseqüentemente, reduzindo a contribuição do campo magnético dos segmentos de um lado da estrutura para os segmentos do lado oposto da estrutura. O aspecto negativo desta forma de projeto é aumentar a área ocupada pelo indutor, encarecendo o custo do circuito. Por outro lado, este tipo de indutor usa poucos segmentos metálicos, por isso apresenta uma menor resistência parasitária e, como consequência, um fator de qualidade maior.

3.1.2 INDUTOR CROSS

O indutor *cross* ^[28], mostrado na Figura 19, tem uma estrutura que necessita de três camadas de metal na sua implementação e seus segmentos formam dois grupos: os

segmentos do núcleo e os segmentos de conexão. O núcleo é a parte central da estrutura, a qual usa duas camadas adjacentes, separadas por uma camada isolante, sendo que os segmentos de uma das camadas são arranjados perpendicularmente em relação aos da outra. Os segmentos de conexão são posicionados para formar ângulos de 45° em relação aos segmentos do núcleo e são dispostos em três camadas de metal criando um circuito para a corrente elétrica que minimiza a indutância mútua negativa e conecta os segmentos do núcleo.

Figura 19: Indutores Cross Modelados - (a) terminais em lados opostos; (b) terminais no mesmo lado

Fonte: Autor

Do mesmo modo que a estrutura espiral, a indutância da estrutura *cross* é composta por três partes: autoindutância, indutância mútua positiva e indutância mútua negativa, mas elas têm um comportamento diferente de seus análogos da estrutura espiral. Devido à sua geometria, a corrente elétrica flui em direções perpendiculares nos segmentos do núcleo que estão em camadas de metais diferentes, cancelando a indutância mútua negativa entre eles ao mesmo tempo em que flui na mesma direção nos segmentos do núcleo que estão na mesma camada de metal, aumentando a indutância mútua positiva entre eles.

A disposição dos segmentos de conexão faz com que a corrente elétrica flua no mesmo sentido nos lados opostos da estrutura, aumentando a indutância mútua positiva de cada segmento conector para os demais e, ao mesmo tempo em que cancela parte da indutância mútua negativa entre estes segmentos. A inclinação de

45° entre os segmentos de conexão e os segmentos do núcleo também reduz a indutância mútua negativa entre estes segmentos.

O aspecto negativo da estrutura *cross* é a quantidade de metal e contatos necessária para sua construção, o que aumenta os efeitos resistivos e parasitários, reduzindo o fator de qualidade do indutor [37]. A estrutura do indutor *cross* é complexa quando comparada com a estrutura do indutor espiral quadrado, assim há a necessidade de um modelo elétrico simplificado para facilitar sua aplicação aos projetos de rádio frequência e micro-ondas.

3.1.3 INDUTOR CROSS ESTENDIDO

A estrutura original proposta por Moreira [28], representada na Figura 20(a), tem a quantidade de trilhas do núcleo fixa em 5, pois as trilhas auxiliares, que conectam as trilhas do núcleo, foram elaboradas *ad-hoc*, de modo que, ao variar a quantidade de trilhas do núcleo, o formato simétrico do indutor se perde, impedindo uma solução algorítmica.

Para contornar esta limitação, permitindo uma solução algorítmica com uma quantidade de trilhas variável, optou-se por estender as trilhas do núcleo para à esquerda e à direita a partir das trilhas centrais. Esta modificação foi implementada para simplificar o projeto das trilhas auxiliares, conforme mostra a Figura 20(b).

Fonte: Autor

O projeto das trilhas auxiliares inicia na própria camada das trilhas do núcleo, com o desenho dos *stubs* – trilhas auxiliares a 45° em relação às trilhas do núcleo – como

mostra a Figura 21(a), de modo que as vias de conexão fiquem nas suas extremidades, conforme se observa na Figura 21(b), que mostra o indutor *cross* com arquitetura estendida completa, na qual observa-se que a conexão entre as trilhas do núcleo é feita através da camada mais alta alternada com a camada mais baixa.

A arquitetura original – Figura 20(a) – possui área cerca de 10% menor que a arquitetura estendida – Figura 21(b) – mas não permite variar a quantidade de trilhas do núcleo, assim, o aumento da área traz maior flexibilidade à nova estrutura.

Figura 21: Indutor Cross - (a) Núcleo com Stubs, (b) Arquitetura Estendida

Fonte: Autor

3.2 ALGORITMOS PARA GERAÇÃO DO *LAYOUT* DOS INDUTORES

O processo de modelagem usado nesta tese necessita de muitos indutores com dimensões variadas para que se capture o comportamento das grandezas elétricas como função das dimensões físicas dos indutores, assim, sempre que possível, desenvolveu-se soluções algorítmicas para o desenho do *layout* dos indutores, as quais permitem produzir quantos indutores forem necessários nas configurações desejadas.

A exceção foi o indutor *cross* original, que por sua configuração *ad-hoc*, impede a elaboração de uma solução algorítmica eficiente.

A elaboração dos algoritmos inicia com a exposição das hipóteses de projeto, seguida pelo algoritmo para geração de indutores espirais e, na sequência, *cross* estendidos. Os códigos fonte em Python para os algoritmos estão no apêndice C.

3.2.1 HIPÓTESES DE PROJETO

O objetivo da modelagem é relacionar as grandezas elétricas – resistência, capacitância e indutância – do circuito equivalente do indutor às dimensões físicas dos indutores, produzindo equações de projeto em que as grandezas elétricas são calculadas a partir das dimensões físicas, ou vice-versa.

Os indutores modelados nesta tese são estruturas quase simétricas, mas para que isso seja possível, duas condições são necessárias:

- A área do *gap*/núcleo do indutor espiral/*cross* deve ser obrigatoriamente quadrada;
- A quantidade de voltas no indutor espiral é sempre par mais $\frac{3}{4}$ de volta, ou a quantidade de trilhas horizontais ou verticais do núcleo do indutor *cross* deve ser ímpar.

Além disso, é necessário incluir condições de projeto impostas pelas *foundries* – fabricantes de circuitos integrados – como:

- Comprimento mínimo e máximo de cada trilha;
- Largura mínima e máxima de cada trilha;
- Distância mínima e máxima de cada trilha.

Assim, a análise da estrutura dos indutores na Figura 22 mostra as variáveis relacionadas às dimensões geométricas que um projetista tem acesso e controle na execução do projeto:

- w : largura das trilhas do indutor;
- d : espaço entre as trilhas do indutor;
- n : quantidade de trilhas da espiral/núcleo para os indutores espirais/*cross*;
- l : comprimento do lado do *gap*/núcleo para os indutores espirais/*cross*, e;
- A : área do indutor.

Figura 22 : Dimensões Geométricas dos Indutores - (a) indutor espiral com 2 ¾ voltas; (b) indutor cross com 5 trilhas no núcleo

Fonte: Autor

A partir destas considerações, é possível representar o lado do *gap*/núcleo (l) dos indutores como uma função da largura das trilhas (w), distância entre as trilhas (d) e quantidade de trilhas (n):

$$l(w, d, n) = \frac{2 * w + (n - 1) * (w + d)}{\sqrt{2}} \quad (34)$$

Valendo o mesmo para a área (A), que no caso do indutor quadrado fica:

$$A(w, d, n) = (l + 2 * w + (n - 2) * (w + d)) * (l + 2 * w + (n - 1) * (w + d)) \quad (35)$$

E no caso do indutor *cross* fica:

$$A(w, d, n) = (l + (n - 1) * (w + d)) * (l + 2 * m * (w + d)) \quad (36)$$

Onde l em (35) e (36) é dado por (34) e m em (36) é dado por:

$$m = \text{int}\left(\frac{n + 1}{4}\right) + (n + 1) \% 2 \quad (37)$$

Sendo $\text{int}(x)$ a parte inteira de x e $x \% y$ o resto da divisão de x por y .

Os indutores da Figura 22(b) usam trilhas metálicas em camadas diferentes, as quais são interligadas por feixes de vias. Conforme exigências das tecnologias das *foundries*, as vias dos feixes são muito próximas e curtas, de modo que os efeitos dos campos

magnético e elétrico são desprezíveis quando comparados com os efeitos da resistência elétrica. A Figura 23 ilustra a disposição de um feixe de vias conectando trilhas de largura w em camadas diferentes. As *foundries* especificam três parâmetros para definição das vias:

- Lado da via, a ;
- Distância entre vias, b ;
- Distância da via à borda da trilha, c .

Figura 23: Parâmetros de um Feixe de Vias

Fonte: Autor

Se a espessura da camada entre as trilhas é s , então a resistência de apenas uma via do feixe é:

$$R_{via} = \rho * \frac{s}{a^2} \quad (38)$$

Onde ρ é a resistividade do material da via e s é o comprimento da via, que é igual à espessura da camada de semicondutor entre as trilhas, assim, para um feixe com v vias, a resistência equivalente é dada por:

$$\frac{1}{R_{eq}} = \sum_{i=1}^v \frac{1}{R_{via}} \quad (39)$$

Todas as vias do feixe podem ser consideradas iguais, desse modo, substituindo (38) em (39) resulta:

$$\frac{1}{R_{eq}} = \sum_{i=1}^v \frac{1}{\rho * \frac{s}{a^2}} \quad (40)$$

Como a resistência da via pode ser considerada constante, então a resistência

equivalente do feixe de vias resulta em:

$$R_{eq} = \rho * \frac{s}{v * a^2} \quad (41)$$

E o lado da via com resistência equivalente ao feixe de vias é:

$$a_{eq} = a * \sqrt{v} \quad (42)$$

Desse modo, o feixe de vias pode ser substituído por uma única via equivalente, simplificando os cálculos do processo de simulação, bastando definir a quantidade de vias por linha ou coluna do feixe de vias, n_f , o que se faz supondo trilhas de largura w e vias quadradas de largura a , espaçadas de b e distantes das bordas de c , agrupadas em um feixe de formato quadrado, como aquele da Figura 23. Destas hipóteses resulta que:

$$w = 2 * c + n_f * b + (n_f + 1) * a \quad (43)$$

Isolando n_f em (43),

$$n_f = \text{int} \left(\frac{w - 2 * c - a}{a + b} \right) \quad (44)$$

Assim, o lado da via com resistência equivalente ao feixe de vias é:

$$a_{eq} = a * (n_f + 1) \quad (45)$$

Cabe ressaltar que a substituição do feixe de vias por uma única via com as dimensões equivalentes não altera os resultados da simulação eletromagnética dos indutores, conforme mostra o apêndice A.

Para montar os indutores usando o *software ADS* da Keysight, explora-se o fato que o *ADS* usa um sistema de coordenadas cartesianas bidimensional para alocar as trilhas na tela de projeto, assim, os algoritmos desenvolvidos consideram que o centro do indutor coincide com a origem do sistema de coordenadas cartesianas do *ADS* da Keysight e são fornecidos a largura das trilhas (w), a distância entre as trilhas (d) e a quantidade de trilhas (n) e definem as posições do vértice inferior esquerdo, (x_i^{inf}, y_i^{inf}) , e vértice superior direito, (x_i^{sup}, y_i^{sup}) , de cada um dos segmentos das trilhas que compõem as espiras, no caso do indutor espiral, ou trilhas, no caso do indutor *cross*, conforme mostra a Figura 24.

Figura 24: Coordenadas dos Vértices das Trilhas

Fonte: Autor

Desse modo, as hipóteses de projeto que estabelecem as condições para implementar os algoritmos para elaboração do *layout* dos indutores, consideram que o projetista tem acesso e pode fornecer as medidas:

- Largura das trilhas (w),
- Distância entre as trilhas (d),
- Quantidade de trilhas (n),
- Largura das vias quadradas (a),
- Espaço entre as vias (b), e
- Distância da via até as bordas (c).

Isto permite que os algoritmos determinem as coordenadas dos vértices inferior esquerdo e superior direito de cada trilha do indutor para o projeto no ADS da Keysight.

3.2.2 ALGORITMO PARA INDUTOR ESPIRAL

No caso dos indutores espirais da Figura 18(b), as coordenadas das trilhas são definidas através do Algoritmo 1:

Algoritmo 1: Definição das Coordenadas das Trilhas dos Indutores Espirais

```
// dimensões da via equivalente
n_f = int((w-2*c-a)/(a+b))
a = (n_f+1)*a
c = (w-a)/2

// lado do gap do indutor
l = (2*w+(n+1)*(w+d))/√2

// coordenadas da via equivalente
(x_i^{inf}, y_i^{inf}) = (l/2-(w+d)+c, -l/2-w+c)
(x_i^{sup}, y_i^{sup}) = (l/2-(w+d)+a+c, -l/2-w+a+c)
```

Definição das Coordenadas das Trilhas dos Indutores Espirais – continuação

```

m = int((n-1)/2)
// coordenadas da trilha de conexão
(xinf, yinf) = (l/2-(w+d), -l/2-(w+d))
(xsup, ysup) = (l/2+w+m*(w+d), -l/2)

// coordenadas das trilhas da espiral
para i de 0 até m+1:
// trilhas de baixo
(xinfi, yinfi) = (-l/2-w-i*(w+d), -l/2-w-i*(w+d))
(xsupi, ysupi) = (l/2-d+i*(w+d), -l/2-i*(w+d))
// trilhas da esquerda
(xinfi, yinfi) = (-l/2-w-i*(w+d), -l/2-w-i*(w+d))
(xsupi, ysupi) = (-l/2-i*(w+d), l/2+w+i*(w+d))
// trilhas de cima
(xinfi, yinfi) = (-l/2-w-i*(w+d), l/2+i*(w+d))
(xsupi, ysupi) = (l/2+w+i*(w+d), l/2+w+i*(w+d))
// trilhas da direita
se (i<m) então:
(xinfi, yinfi) = (l/2+i*(w+d), -l/2-w-(i+1)*(w+d))
(xsupi, ysupi) = (l/2+w+i*(w+d), l/2+w+i*(w+d))

```

3.2.3 ALGORITMO PARA INDUTOR CROSS ESTENDIDO

O indutor *cross* apresenta uma arquitetura mais complexa que o indutor espiral, assim, a apresentação do algoritmo para projeto deste tipo de indutor será dividida em três partes: núcleo, lado direito e lado esquerdo.

O núcleo do indutor *cross* é formado por duas camadas de trilhas perpendiculares que diminuam de tamanho na medida que se afastam da trilha central da camada para garantir que a distância entre as trilhas seja constante. A Figura 25 ilustra este aspecto do projeto.

Para determinar o decréscimo às coordenadas do vértice inferior das trilhas verticais à esquerda da trilha central vertical é necessário determinar o valor do ângulo θ – indicado em vermelho na Figura 25 – pois as coordenadas x^{inf}_i e y^{inf}_i são dadas por:

$$(x^{inf}_i, y^{inf}_i) = \left(-\frac{w}{2} - i * (w + d), -\frac{l}{2} - i * (w + d) * \tan \theta \right) \quad (46)$$

Enquanto que o acréscimo às coordenadas do vértice superior das trilhas verticais à direita da trilha central vertical é dado por:

$$(x_i^{sup}, y_i^{sup}) = \left(\frac{w}{2} + i * (w + d), \frac{l}{2} + i * (w + d) * \tan \theta \right) \quad (47)$$

Figura 25: Detalhe das Trilhas do Núcleo do Indutor Cross

Fonte: Autor

Analogamente, as coordenadas dos vértices para as trilhas horizontais são dadas por:

$$(x_i^{inf}, y_i^{inf}) = \left(-\frac{l}{2} - i * (w + d) * \tan \theta, -\frac{w}{2} - i * (w + d) \right) \quad (48)$$

$$(x_i^{sup}, y_i^{sup}) = \left(\frac{l}{2} + i * (w + d) * \tan \theta, \frac{w}{2} + i * (w + d) \right) \quad (49)$$

O valor do ângulo θ é determinado através da análise da junção entre as trilhas do núcleo e seus *stubs*, que conectam as trilhas do núcleo às trilhas auxiliares. A Figura 26(a) mostra estas conexões.

As características da arquitetura do indutor *cross* faz com que os *stubs* sejam conectados em ângulos de 45° às trilhas do núcleo formando um quadrilátero que dividido por uma reta que liga os vértices superiores das trilhas do núcleo e é paralela à reta que define o ângulo θ , resulta em dois triângulos retângulos idênticos, pois possuem um lado em comum, um lado coincidente com a largura da trilha e um ângulo

reto, conforme a Figura 26(b) mostra em detalhe.

Figura 26: Conexão das Trilhas do Núcleo e Stubs - (a) Conexões; (b) Detalhe da Conexão

Fonte: Autor

No detalhe da conexão mostrado na Figura 26(b), o ângulo $\angle(DAB)$ tem 45° por construção, do mesmo modo que os ângulos $\angle(ABC)$ e $\angle(ADC)$ que possuem 90° , conseqüentemente, o ângulo $\angle(DCB)$ possui 135° , pois a soma dos ângulos internos de qualquer quadrilátero é 360° , como consequência, o ângulo $\angle(ECF)$ também tem 135° , pois é oposto pelo vértice ao ângulo $\angle(DCB)$.

Os triângulos $\Delta(ECG)$ e $\Delta(FCG)$ são idênticos pois os lados EG e FG tem comprimento igual à largura da trilha w , o lado CG é comum aos dois triângulos e os ângulos $\angle(CEG)$ e $\angle(CFG)$ possuem 90° , desse modo, os ângulos $\angle(ECG)$ e $\angle(FCG)$ são iguais à metade do ângulo $\angle(ECF)$, ou seja, são iguais a $67,5^\circ$ e o ângulo $\angle(EGC)$ tem $22,5^\circ$, pois o valor dos ângulos internos de qualquer triângulo soma 180° , assim o ângulo $\angle(EGC)$ e o ângulo θ que são definidos por paralelas cortadas por uma transversal, também são iguais, assim, o ângulo $\theta = 22,5^\circ = \pi/8$ radianos.

Uma vez definido o valor do ângulo θ , o Algoritmo 2, que define as coordenadas dos vértices inferior e superior das trilhas do núcleo de um indutor *cross* estendido – Figura 19(b) – pode ser implementado, observando que a implementação deve considerar as características da linguagem de programação escolhida para inserir e armazenar as coordenadas das trilhas em ordem, ou seja, trilhas verticais da esquerda para a direita

e trilhas horizontais de baixo para cima

Algoritmo 2: Definição das Coordenadas das Trilhas do Núcleo dos Indutores Cross

```
// dimensões da via equivalente
 $n_f = \text{int}((w - 2 * c - a) / (a + b))$ 
 $a = (n_f + 1) * a$ 
 $c = (w - a) / 2$ 

// lado do núcleo do indutor
 $l = (2 * w + (n + 1) * (w + d)) / \sqrt{2}$ 

// definição das trilhas centrais do núcleo
 $m = \text{int}((n - 1) / 2)$ 
// trilha vertical - camada A
 $(x_{m+1}^{inf-A}, y_{m+1}^{inf-A}) = (-w/2, -l/2)$ 
 $(x_{m+1}^{sup-A}, y_{m+1}^{sup-A}) = (w/2, l/2)$ 
// trilha horizontal - camada B
 $(x_{m+1}^{inf-B}, y_{m+1}^{inf-B}) = (-l/2, -w/2)$ 
 $(x_{m+1}^{sup-B}, y_{m+1}^{sup-B}) = (l/2, w/2)$ 

// definição das trilhas e vias do núcleo
para  $i$  de 1 até  $m+1$ :
// trilha vertical da direita - camada A
 $(x_{m+1-i}^{inf-A}, y_{m+1-i}^{inf-A}) = (-w/2 + i * (w + d), -l/2 + i * (w + d))$ 
 $(x_{m+1-i}^{sup-A}, y_{m+1-i}^{sup-A}) = (w/2 + i * (w + d), l/2 + i * (w + d) * \text{tg}(\pi/8))$ 
// trilha vertical da esquerda - camada A
 $(x_{m+1+i}^{inf-A}, y_{m+1+i}^{inf-A}) = (-w/2 - i * (w + d), -l/2 - i * (w + d) * \text{tg}(\pi/8))$ 
 $(x_{m+1+i}^{sup-A}, y_{m+1+i}^{sup-A}) = (w/2 - i * (w + d), l/2 - i * (w + d))$ 
// via da trilha vertical para a trilha horizontal - via AB
 $(x_i^{inf-AB}, y_i^{inf-AB}) = (w/2 - i * (w + d) - (a + c), l/2 - i * (w + d) - (a + c))$ 
 $(x_i^{sup-AB}, y_i^{sup-AB}) = (w/2 - i * (w + d) - c, l/2 - i * (w + d) - c)$ 
// trilha horizontal de cima - camada B
 $(x_{m+1+i}^{inf-B}, y_{m+1+i}^{inf-B}) = (-l/2 + i * (w + d), -w/2 + i * (w + d))$ 
 $(x_{m+1+i}^{sup-B}, y_{m+1+i}^{sup-B}) = (l/2 + i * (w + d) * \text{tg}(\pi/8), w/2 + i * (w + d))$ 
// trilha horizontal de baixo - camada B
 $(x_{m+1-i}^{inf-B}, y_{m+1-i}^{inf-B}) = (-l/2 - i * (w + d) * \text{tg}(\pi/8), -w/2 - i * (w + d))$ 
 $(x_{m+1-i}^{sup-B}, y_{m+1-i}^{sup-B}) = (l/2 - i * (w + d), w/2 - i * (w + d))$ 
// via da trilha horizontal para a trilha vertical - via AB
 $(x_{i+1}^{inf-AB}, y_{i+1}^{inf-AB}) = (l/2 - i * (w + d) - (a + c), w/2 - i * (w + d) - (a + c))$ 
 $(x_{i+1}^{sup-AB}, y_{i+1}^{sup-AB}) = (l/2 - i * (w + d) - c, w/2 - i * (w + d) - c)$ 
```

Na estrutura da Figura 19(b), o núcleo do indutor foi rotacionado de -45° em relação à origem do sistema de coordenadas cartesianas. Genericamente, a rotação das coordenadas de um ponto (x, y) em um sistema de coordenadas cartesiano por um ângulo α é definida por:

$$x^{rot} = x * \cos \alpha + y * \sin \alpha \quad (50)$$

$$y^{rot} = -x * \sin \alpha + y * \cos \alpha \quad (51)$$

No caso do indutor *cross*, α é igual a -45° , assim:

$$(x^{rot}, y^{rot}) = \left(\frac{x - y}{\sqrt{2}}, \frac{x + y}{\sqrt{2}} \right) \quad (52)$$

Logo, cada segmento de trilha do núcleo do indutor deve ser corrigido conforme (52) para que o núcleo todo rode de -45° em relação à origem do sistema de coordenadas cartesianas do ADS da Keysight.

Os algoritmos para a conexão das trilhas do núcleo produzem os segmentos de trilhas na seguinte ordem: os *stubs*, as trilhas de conexão entre os *stubs* e por fim as vias entre os *stubs* e as trilhas de conexão.

Assim, o Algoritmo 3 define as coordenadas dos *stubs* e as trilhas auxiliares do lado direito do núcleo:

Algoritmo 3: Definição dos Stubs e Trilhas Auxiliares do Lado Direito do Núcleo do Indutor Cross

```
// controle do comprimento dos stubs do lado direito
m_t = int((n+1)/4)+(int((n+1)/2))%2
k_d = m_t
// stubs de saída da camada A
x_r = (x^{inf-A}_0 - y^{inf-A}_0) / \sqrt{2}
y_r = (x^{inf-A}_0 + y^{inf-A}_0) / \sqrt{2}
(x^{inf-A}_{n_t}, y^{inf-A}_{n_t}) = (x_r, y_r)
(x^{sup-A}_{n_t}, y^{sup-A}_{n_t}) = (l/2 + (k_d+1) * (w+d), y_r+w)
// stub de saída da camada B
x_r = (x^{sup-B}_0 - y^{sup-B}_0) / \sqrt{2}
y_r = (x^{sup-B}_0 + y^{sup-B}_0) / \sqrt{2}
(x^{inf-B}_{n_t}, y^{inf-B}_{n_t}) = (x_r, y_r-w)
(x^{sup-B}_{n_t}, y^{sup-B}_{n_t}) = (l/2 + (k_d+1) * (w+d), y_r)
// trilhas auxiliares e demais stubs do lado direito
para i de 1 até m+2:
    j = m+i
    se (j=n) : j = m
//stubs da camada A
x_r = (x^{inf-A}_i - y^{inf-A}_i) / \sqrt{2}
y_r = (x^{inf-A}_i + y^{inf-A}_i) / \sqrt{2}
(x^{inf-A}_{n+i}, y^{inf-A}_{n+i}) = (x_r, y_r)
(x^{sup-A}_{n+i}, y^{sup-A}_{n+i}) = (l/2 + k_d * (w+d), y_r+w)
```

Definição dos Stubs e Trilhas Auxiliares do Lado Direito do Núcleo do Indutor Cross - continuação

```

// stubs da camada B
 $x_r = (x^{sup-B_j} - y^{sup-B_j}) / \sqrt{2}$ 
 $y_r = (x^{sup-B_j} + y^{sup-B_j}) / \sqrt{2}$ 
 $(x^{inf-B_{n+i}}, y^{inf-B_{n+i}}) = (x_r, y_r - w)$ 
 $(x^{sup-B_{n+i}}, y^{sup-B_{n+i}}) = (l/2 + k_d * (w + d), y_r)$ 

// trilhas e vias de conexão - camadas A e C
se ((m-i) é ímpar):
 $(x^{inf-AB_{n+i}}, y^{inf-AB_{n+i}}) = (x^{sup-A_{n+i}-(a+c)}, y^{sup-A_{n+i}-(a+c)})$ 
 $(x^{sup-AB_{n+i}}, y^{sup-AB_{n+i}}) = (x^{sup-A_{n+i}-c}, y^{sup-A_{n+i}-c})$ 
 $(x^{inf-BC_i}, y^{inf-BC_i}) = (x^{inf-AB_{n+i}}, y^{inf-AB_{n+i}})$ 
 $(x^{sup-BC_i}, y^{sup-BC_i}) = (x^{sup-AB_{n+i}}, y^{sup-AB_{n+i}})$ 
 $(x^{inf-BC_{i+1}}, y^{inf-BC_{i+1}}) = (x^{sup-B_{n+i}-(a+c)}, y^{sup-B_{n+i}-(a+c)})$ 
 $(x^{sup-BC_{i+1}}, y^{sup-BC_{i+1}}) = (x^{sup-B_{n+i}-c}, y^{sup-B_{n+i}-c})$ 
// trilha auxiliar camada C
 $(x^{inf-C_i}, y^{inf-C_i}) = (x^{sup-A_{n+i}-w}, y^{inf-A_{n+i}})$ 
 $(x^{sup-C_i}, y^{sup-C_i}) = (x^{sup-A_{n+i}}, y^{sup-B_{n+i}})$ 
senão:
 $(x^{inf-AB_{n+i}}, y^{inf-AB_{n+i}}) = (x^{sup-B_{n+i}-(a+c)}, y^{sup-B_{n+i}-(a+c)})$ 
 $(x^{sup-AB_{n+i}}, y^{sup-AB_{n+i}}) = (x^{sup-B_{n+i}-c}, y^{sup-B_{n+i}-c})$ 
// trilha auxiliar camada A
 $(x^{inf-A_{n+i+1}}, y^{inf-A_{n+i+1}}) = (x^{sup-A_{n+i}-w}, y^{inf-A_{n+i}})$ 
 $(x^{sup-A_{n+i+1}}, y^{sup-A_{n+i+1}}) = (x^{sup-A_{n+i}}, y^{sup-B_{n+i}})$ 
 $k_d = k_d - 1$ 

```

Devido a sequência de conexões para formar a estrutura do indutor *cross*, o Algoritmo 4, que define as coordenadas para os *stubs* e trilhas auxiliares do lado esquerdo do núcleo, é diferente daquele para o lado direito:

Algoritmo 4: Definição dos Stubs e Trilhas Auxiliares do Lado Esquerdo do Núcleo do Indutor Cross

```

// controle do comprimento dos stubs do lado esquerdo
 $k_e = m_t - 1$ 
// trilhas auxiliares e demais stubs do lado esquerdo
para i de 0 até m+1:
    k = m+i
    se (i=0): j = m
    senão: j = i%m
// stubs da camada A
 $x_r = (x^{sup-A_k} - y^{sup-A_k}) / \sqrt{2}$ 
 $y_r = (x^{sup-A_k} + y^{sup-A_k}) / \sqrt{2}$ 
 $(x^{inf-A_{n+m+i}}, y^{inf-A_{n+m+i}}) = (-l/2 - (m_t - k_e) * (w + d), y_r - w)$ 
 $(x^{sup-A_{n+m+i}}, y^{sup-A_{n+m+i}}) = (x_r, y_r)$ 

```

Definição dos Stubs e Trilhas Auxiliares do Lado Esquerdo do Núcleo do Indutor Cross – continuação

```

// stubs da camada B
 $x_r = (x^{inf-B}_j - y^{inf-B}_j) / \sqrt{2}$ 
 $y_r = (x^{inf-B}_j + y^{inf-B}_j) / \sqrt{2}$ 
 $(x^{inf-B}_{n+m+i}, y^{inf-B}_{n+m+i}) = (-l/2 - (m_t - k_e) * (w+d), y_r)$ 
 $(x^{sup-B}_{n+m+i}, y^{sup-B}_{n+m+i}) = (x_r, y_r + w)$ 
// trilhas e vias de conexão - camadas A e C
se (i é par):
// via AB
 $(x^{inf-AB}_{n+m+i}, y^{inf-AB}_{n+m+i}) = (x^{inf-B}_{n+m+i+c}, y^{inf-B}_{n+m+i+c})$ 
 $(x^{sup-AB}_{n+m+i}, y^{sup-AB}_{n+m+i}) = (x^{inf-B}_{n+m+i+(a+c)}, y^{inf-B}_{n+m+i+(a+c)})$ 
// trilha auxiliar camada A
 $(x^{inf-A}_{n+m+i+1}, y^{inf-A}_{n+m+i+1}) = (x^{inf-B}_{n+m+i}, y^{inf-B}_{n+m+i})$ 
 $(x^{sup-A}_{n+m+i+1}, y^{sup-A}_{n+m+i+1}) = (x^{inf-B}_{n+m+i+w}, y^{sup-A}_{n+m+i})$ 
senão:
// via AB
 $(x^{inf-AB}_{n+m+i}, y^{inf-AB}_{n+m+i}) = (x^{inf-A}_{n+m+i+c}, y^{inf-A}_{n+m+i+c})$ 
 $(x^{sup-AB}_{n+m+i}, y^{sup-AB}_{n+m+i}) = (x^{inf-A}_{n+m+i+(a+c)}, y^{inf-A}_{n+m+i+(a+c)})$ 
// vias BC
 $(x^{inf-BC}_{m+i}, y^{inf-BC}_{m+i}) = (x^{inf-AB}_{n+m+i}, y^{inf-AB}_{n+m+i})$ 
 $(x^{sup-BC}_{m+i}, y^{sup-BC}_{m+i}) = (x^{sup-AB}_{n+m+i}, y^{sup-AB}_{n+m+i})$ 
 $(x^{inf-BC}_{m+i+1}, y^{inf-BC}_{m+i+1}) = (x^{inf-B}_{n+m+i+c}, y^{inf-B}_{n+m+i+c})$ 
 $(x^{sup-BC}_{m+i+1}, y^{sup-BC}_{m+i+1}) = (x^{inf-B}_{n+m+i+(a+c)}, y^{inf-B}_{n+m+i+(a+c)})$ 
// trilha auxiliar camada C
 $(x^{inf-C}_{m+i}, y^{inf-C}_{m+i}) = (x^{inf-B}_{n+m+i}, y^{inf-B}_{n+m+i})$ 
 $(x^{sup-C}_{m+i}, y^{sup-C}_{m+i}) = (x^{inf-B}_{n+m+i+w}, y^{sup-A}_{n+m+i})$ 
 $k_e = k_e - 1$ 

```

3.3 EQUAÇÕES DE PROJETO

As equações de projeto permitem que o projetista estime as características do indutor a projetar baseado nas condições de contorno disponíveis no projeto, como: área e frequências de operação para o circuito, índice de mérito e indutância para o indutor, entre outras, pois tais equações relacionam as grandezas elétricas do circuito equivalente ao indutor com as dimensões geométricas deste, permitindo que o projetista teste e ajuste as dimensões do indutor antes de desenhá-lo.

A metodologia para elaboração das equações de projeto usada nesta tese aplica o planejamento de experimentos ^[41] em conjunto com análise de regressão multivariada ^[42], cujos detalhes estão no apêndice B, assim, seguem apenas alguns conceitos necessários ao desenvolvimento das equações de projeto.

Um experimento, do ponto de vista da estatística, é uma forma controlada de verificar a influência de um ou mais fatores – as variáveis cujos valores são conhecidos e controlados – sobre o comportamento da resposta – a variável cujo valor é desconhecido e objeto de predição – sendo que cada valor que um fator pode assumir é chamado de nível do fator, enquanto que nos modelos de regressão linear multivariada uma resposta, $\hat{y}$, é descrita como uma função linear de um conjunto de fatores, x_k , ou seja:

$$\hat{y} = \alpha_0 + \alpha_1 x_1 + \alpha_2 x_2 + \dots + \alpha_n x_n \quad (53)$$

O termo independente é α_0 e os demais α_k , $k > 0$, são os coeficientes dos fatores x_k , sendo que todos os α_k , $k > 0$, são calculados através do método dos mínimos quadrados.

3.3.1 PLANEJAMENTO DE EXPERIMENTOS

Nesta tese, os experimentos tem o objetivo de verificar a influência das dimensões geométricas dos indutores sobre o comportamento das grandezas elétricas dos mesmos, assim, os fatores são a largura das trilhas (w), a distância entre as trilhas (d), a quantidade de trilhas (n), e as interações destes no comprimento do lado do núcleo/gap (l) e na área do indutor (A), enquanto que as respostas são os valores dos componentes do circuito equivalente de nove elementos: a resistência em série entre as portas 1 e 2 (R_s), a indutância em série entre as portas 1 e 2 (L_s), a capacitância em série entre as portas 1 e 2 (C_s), a capacitância do óxido da porta 1 (C_{OX1}), a resistência do substrato para o plano terra da porta 1 (R_{SUB1}), a capacitância do substrato para o plano terra da porta 1 (C_{SUB1}), a capacitância do óxido da porta 2 (C_{OX2}), a resistência do substrato para o plano terra da porta 2 (R_{SUB2}), a capacitância do substrato para o plano terra da porta 2 (C_{SUB2}).

Por simplicidade, o desenvolvimento é baseado em experimentos fatoriais aleatórios completos, nos quais os níveis de todos fatores são combinados, produzindo diferentes indutores cujos resultados das simulações eletromagnéticas, ou medições em laboratório, produzem as respostas para cada combinação.

Os experimentos para modelagem de indutores com terminais opostos contam com dois fatores com quatro níveis cada e um fator fixo – com apenas um nível – resultando em dezesseis experimentos, enquanto que os experimentos para indutores com

terminais paralelos contam com dois fatores com três níveis cada e um fator com cinco níveis, resultando em quarenta e cinco experimentos.

No caso dos indutores com terminais opostos, cujo *layout* está na Figura 27, as dimensões usadas para modelagem foram baseadas na documentação das *foundries* para construção de indutores [38] [43]:

- Largura das trilhas (w): 5, 8, 12 e 15 micrometros;
- Distância entre trilhas (d): 5, 8, 12 e 15 micrometros;
- Quantidade de trilhas (n): 5 trilhas.

Figura 27: Layout dos Indutores com Terminais Opostos – (a) Espiral, (b) Cross

Fonte: Autor

Enquanto que no caso dos indutores com terminais paralelos, cujo *layout* é mostrado na Figura 28, as dimensões também foram baseadas na documentação das *foundries* [38] [43]:

- Largura das trilhas (w): 5, 15 e 25 micrometros;
- Distância entre trilhas (d): 5, 10 e 15 micrometros;
- Quantidade de trilhas (n): 3, 5, 7, 9 e 11 trilhas.

Figura 28: Layout dos Indutores com Terminais Paralelos – (a) Espiral, (b) Cross

Fonte: Autor

Com o objetivo de avaliar a generalidade do procedimento de modelagem desenvolvido nesta pesquisa consideram-se duas tecnologias distintas de fabricação para cada um dos indutores simulados. As tecnologias consideradas foram: AMS, que disponibiliza a tecnologia CMOS de 0,35 μm com quatro camadas de metal e uma de polissilício e substrato com resistividade de 19 $\Omega\cdot\text{cm}$ [38] e IBM, que disponibiliza a tecnologia CMOS de 0,13 μm com oito camadas de metal e uma de polissilício e substrato com resistividade de 1,5 $\Omega\cdot\text{cm}$ [43]. A Figura 29 mostra a configuração das tecnologias consideradas.

Figura 29: Configuração das Tecnologias Consideradas – (a) AMS 0,35 μm , (b) IBM 0,13 μm

Fonte: Autor (Reprodução da Tela do ADS)

Ressalta-se que as diferenças nas tecnologias de fabricação desses dois processos disponibilizados por *foundries* comerciais afetam as características dos indutores.

3.3.2 DESENVOLVIMENTO DAS EQUAÇÕES DE PROJETO

Nas equações de projeto, conforme explicado no item 3.3.1, os fatores são as dimensões geométricas do indutor, definidos no planejamento de experimentos, enquanto que as respostas são as grandezas elétricas, obtidas pelo procedimento de extração de valores dos componentes do circuito equivalente, descrito no item 2.3, o qual usa os parâmetros de admitância resultantes das simulações eletromagnéticas dos indutores cujos *layouts* foram elaborados com as dimensões geométricas anteriormente informadas usando os algoritmos descritos no item 3.2

O fluxograma da Figura 30 ilustra as etapas do processo de desenvolvimento das equações de projeto.

Figura 30: Etapas do Processo de Desenvolvimento das Equações de Projeto

Fonte: Autor

$$C_S = e^{\left(-7.246 - \frac{3.128d}{100} + \frac{72.394}{l}\right)} w^{0.909} l^{1.970} \quad (65)$$

$$R_{SUB1} = e^{\left(\frac{117.410}{l}\right)} l^{1.297} \quad (66)$$

$$C_{OX1} = e^{\left(-5.419 + \frac{43.830}{l}\right)} w^{0.432} A^{0.879} \quad (67)$$

$$C_{SUB1} = e^{\left(34.539 + \frac{3.081l}{100} - \frac{802.40}{l} + \frac{33710.4}{A}\right)} l^{-13.474} A^{3.154} \quad (68)$$

$$R_{SUB2} = e^{\left(-\frac{3.159l}{100}\right)} l^{2.278} \quad (69)$$

$$C_{OX2} = e^{\left(34.539 - \frac{1142.35}{l} + \frac{63237.85}{A}\right)} l^{-4.481} \quad (70)$$

$$C_{SUB2} = e^{\left(34.539 + 0.140l - \frac{1.015A}{10000} - \frac{248.99}{l}\right)} l^{-15.470} A^{2.866} \quad (71)$$

3.3.2.3 EQUAÇÕES DE PROJETO PARA INDUTORES ESPIRAIS COM TERMINAIS PARALELOS – AMS 035 µm

Os dados da simulação dos indutores espirais com terminais paralelos na tecnologia AMS 0,35 µm estão na Tabela 4, contendo as dimensões físicas de cada um dos indutores usados no experimento, bem como os valores dos nove elementos do modelo de circuito elétrico para cada um deles.

Tabela 4: Dados para Modelagem - Indutor Espiral com Terminais Paralelos – AMS 0,35 µm

Dimensões do Indutor					Valores Simulados								
w (µm)	d (µm)	n (un)	l (µm)	A (µm ²)	R_s (Ω)	L_s (nH)	C_s (fF)	R_{sub1} (Ω)	C_{ox1} (fF)	C_{sub1} (fF)	R_{sub2} (Ω)	C_{ox2} (fF)	C_{sub2} (fF)
5	5	3	35,4	3617,7	3,10	0,27	1,71	2463,34	12,74	8,74	2796,90	11,03	6,54
5	5	5	49,5	8904,7	6,89	0,87	2,05	1834,69	28,65	16,64	2158,21	24,98	11,75
5	5	7	63,6	16523,3	12,21	2,05	2,81	1422,93	50,20	20,59	1637,60	44,19	14,37
5	5	9	77,8	26473,0	19,06	3,98	8,15	1195,55	77,95	23,00	1348,27	70,35	13,34
5	5	11	91,9	38754,1	27,48	6,86	9,60	1059,80	109,32	32,14	1162,10	99,29	18,76
5	10	3	49,5	6667,3	4,23	0,39	2,08	1931,90	19,77	9,03	2053,14	17,43	7,17
5	10	5	70,7	17688,9	9,69	1,29	3,15	9832,50	49,55	16,58	9443,16	40,65	12,73
5	10	7	91,9	33956,0	17,43	3,04	3,76	949,45	85,01	29,19	1075,27	78,54	19,08
5	10	9	113,1	55468,6	27,58	6,02	9,32	682,53	132,97	34,81	768,30	123,97	21,02
5	10	11	134,4	82226,7	39,94	10,54	11,55	640,30	193,18	48,92	706,09	180,76	28,39
5	15	3	63,6	10641,3	5,36	0,52	2,57	1487,65	25,46	12,32	1629,65	23,74	9,11
5	15	5	91,9	29457,9	12,52	1,76	3,68	919,18	64,85	18,35	963,63	60,29	13,54
5	15	7	120,2	57599,9	22,74	4,14	5,80	684,09	121,36	34,92	727,39	112,75	23,00
5	15	9	148,5	95067,3	36,07	8,18	10,90	623,02	192,52	46,91	612,50	181,67	28,43
5	15	11	176,8	141860,9	52,45	13,93	15,72	425,33	278,87	70,22	462,67	265,12	38,67
15	5	3	77,8	18883,9	2,30	0,60	5,40	1267,69	51,49	18,65	1314,50	49,37	13,68
15	5	5	106,1	42363,2	4,94	1,91	13,47	848,52	114,66	24,42	918,27	109,38	14,70
15	5	7	134,4	75167,9	8,60	4,34	20,63	619,99	201,23	41,85	670,86	189,56	24,69
15	5	9	162,6	117298,7	13,32	8,58	27,80	527,66	307,35	60,16	565,87	286,91	33,31
15	5	11	190,9	168754,4	19,02	14,37	40,03	397,45	437,75	89,45	456,08	413,92	43,91
15	10	3	91,9	25259,8	2,69	0,72	5,35	1131,36	66,35	19,31	1066,78	61,21	14,62
15	10	5	127,3	59760,5	5,88	2,29	14,39	685,82	150,01	29,05	730,34	143,60	17,33
15	10	7	162,6	108832,9	10,35	5,40	20,42	521,44	265,96	50,28	553,17	253,23	29,70

Dados para Modelagem - Indutor Espiral com Terminais Paralelos – AMS 0,35 μm - continuação
Dimensões do Indutor **Valores Simulados**

w (μm)	d (μm)	n (un)	l (μm)	A (μm^2)	R_s (Ω)	L_s (nH)	C_s (fF)	R_{sub1} (Ω)	C_{ox1} (fF)	C_{sub1} (fF)	R_{sub2} (Ω)	C_{ox2} (fF)	C_{sub2} (fF)
15	10	9	198,0	172475,7	16,13	10,22	30,98	441,85	415,71	79,26	461,94	395,59	42,40
15	10	11	233,4	250689,5	23,19	18,07	45,83	342,55	593,82	116,60	354,28	567,46	53,57
15	15	3	106,1	32559,9	3,05	0,84	5,71	1088,45	76,63	20,10	1130,19	74,03	15,36
15	15	5	148,5	80142,7	6,81	2,70	15,34	611,75	183,19	34,01	598,29	175,00	20,42
15	15	7	190,9	148708,5	12,11	6,40	21,64	477,00	328,57	60,29	457,19	313,76	35,39
15	15	9	233,4	238255,8	18,93	12,34	34,52	331,07	514,57	96,93	345,58	494,41	49,83
15	15	11	275,8	348786,6	27,39	21,50	55,56	292,80	742,05	152,91	302,21	713,82	64,84
25	5	3	120,2	46089,5	2,14	0,94	12,45	860,35	118,85	24,11	854,04	115,31	17,58
25	5	5	162,6	100667,0	4,55	2,90	28,40	526,63	259,84	45,21	544,88	250,16	27,32
25	5	7	205,1	176226,2	7,88	6,89	43,26	409,50	451,71	71,67	424,89	432,45	39,81
25	5	9	247,5	272767,7	12,17	13,17	66,27	323,40	691,41	114,44	344,36	662,96	54,13
25	5	11	289,9	390292,5	17,33	22,54	100,35	272,35	977,50	183,58	278,42	933,92	71,17
25	10	3	134,4	55791,7	2,36	1,05	11,37	812,49	149,52	25,31	763,01	138,52	18,39
25	10	5	183,9	126677,7	5,11	3,29	27,71	513,37	311,35	50,40	467,00	300,03	30,37
25	10	7	233,4	226122,2	8,93	7,69	44,71	342,29	547,27	85,00	347,56	525,06	46,24
25	10	9	282,8	354127,0	13,85	14,84	72,15	276,25	845,70	140,76	284,44	813,48	63,09
25	10	11	332,3	510690,0	19,85	25,75	114,66	221,07	1209,26	231,39	235,83	1168,67	83,21
25	15	3	148,5	66418,1	2,58	1,17	11,68	670,28	153,60	26,97	673,88	150,06	19,12
25	15	5	205,1	155673,2	5,67	3,68	28,04	395,59	355,64	56,31	402,43	343,87	33,91
25	15	7	261,6	282230,5	9,97	8,73	46,39	286,13	632,04	96,85	287,98	610,59	51,43
25	15	9	318,2	446088,6	15,55	16,70	79,96	211,66	987,34	168,61	218,27	952,50	71,25
25	15	11	374,8	647249,9	22,35	29,06	132,77	186,86	1422,51	288,40	186,73	1373,38	97,41

Fonte: Autor

A modelagem das equações de projeto para os indutores da Tabela 4 produz as seguintes equações:

$$R_s = e^{\left(-2.500 + \frac{0.883}{n}\right)} w^{-0.993} n^{1.031} l^{0.452} A^{0.267} \quad (72)$$

$$L_s = e^{\left(-7.787 + \frac{1.528}{n}\right)} w^{-0.058} n^{1.981} l^{1.090} \quad (73)$$

$$C_s = e^{\left(34.539 + 0.095n + 0.019l - \frac{4.980}{n} - \frac{666.2}{l} + \frac{26771.5}{A}\right)} w^{1.078} l^{-6.595} \quad (74)$$

$$R_{SUB1} = e^{\left(-0.178w + \frac{27.650}{w}\right)} w^{4.993} l^{-1.261} \quad (75)$$

$$C_{OX1} = e^{\left(-5.024 + \frac{11.721}{l}\right)} w^{0.290} n^{0.375} A^{0.779} \quad (76)$$

$$C_{SUB1} = e^{\left(34.539 + 0.6113w - \frac{3.694d}{100} - \frac{95.922}{w} + \frac{91.177}{l}\right)} w^{-17.522} l^{2.729} \quad (77)$$

$$R_{SUB2} = e^{\left(-0.184w + \frac{27.796}{w}\right)} w^{4.933} A^{-0.530} \quad (78)$$

$$C_{OX2} = e^{\left(-4.518 + \frac{8.464w}{1000}\right)} w^{0.209} n^{0.381} A^{0.742} \quad (79)$$

$$C_{SUB2} = e^{\left(34.539 + 0.571w - \frac{2.232d}{100} - \frac{87.847}{w} + \frac{50.910}{l}\right)} w^{-16.085} l^{1.891} \quad (80)$$

3.3.2.4 EQUAÇÕES DE PROJETO PARA INDUTORES CROSS COM TERMINAIS PARALELOS – AMS 035 μm

Os dados para modelagem dos indutores cross com terminais paralelos simulados na tecnologia AMS 0,35 μm estão na Tabela 5, a qual mostra as dimensões físicas de cada um dos indutores usados no experimento, bem como os valores dos nove elementos do modelo de circuito elétrico para cada um deles.

Tabela 5: Dados para Modelagem - Indutor Cross com Terminais Paralelos – AMS 0,35 μm

Various Simulations														
w (μm)	d (μm)	n (un)	l (μm)	A (μm^2)	R_s (Ω)	L_s (nH)	C_s (fF)	R_{sub1} (Ω)	C_{ox1} (fF)	C_{sub1} (fF)	R_{sub2} (Ω)	C_{ox2} (fF)	C_{sub2} (fF)	
5	5	3	35,4	3064,2	6,83	0,29	6,24	3124,62	14,90	8,10	3078,44	14,90	8,67	
5	5	5	49,5	8009,7	13,95	0,91	13,85	2250,34	33,78	10,67	2091,74	34,81	12,35	
5	5	7	63,6	12814,1	25,23	2,10	25,63	1508,21	58,49	13,46	1419,47	60,20	15,80	
5	5	9	77,8	21739,5	38,13	4,18	38,35	1242,47	88,76	17,57	1128,79	91,63	21,06	
5	5	11	91,9	29157,9	55,77	7,29	54,14	999,69	126,42	21,44	942,59	129,92	25,45	
5	10	3	49,5	6319,8	9,37	0,48	7,85	3159,91	27,85	11,40	3182,68	25,41	11,87	
5	10	5	70,7	17085,4	20,11	1,49	18,30	1574,84	61,60	12,80	1528,97	60,79	14,80	
5	10	7	91,9	27638,6	36,63	3,52	29,40	985,37	106,45	20,27	906,94	106,18	23,06	
5	10	9	113,1	47358,8	55,65	6,80	45,95	1096,12	169,73	26,00	721,99	160,75	31,04	
5	10	11	134,4	63793,9	81,57	11,53	67,20	653,40	231,78	33,08	636,30	234,55	39,41	
5	15	3	63,6	10741,3	12,13	0,70	8,08	1459,22	38,94	15,80	1530,76	37,00	15,72	
5	15	5	91,9	29557,9	26,29	2,11	21,08	1010,42	90,42	18,12	971,65	89,36	20,72	
5	15	7	120,2	48091,6	47,98	5,01	32,78	820,39	156,28	26,87	786,80	155,42	30,18	
5	15	9	148,5	82827,6	73,27	9,50	53,54	476,55	243,13	34,93	456,55	243,82	41,75	
5	15	11	176,8	111818,8	107,52	16,37	78,17	499,09	346,64	43,48	494,96	347,95	52,61	
15	5	3	77,8	13872,6	4,35	0,57	33,17	1695,56	65,52	13,80	1555,44	65,42	14,00	
15	5	5	106,1	34620,6	9,17	1,80	74,24	1142,69	140,61	23,26	919,58	145,87	27,29	
15	5	7	134,4	54519,9	16,55	4,39	130,05	753,10	240,84	30,55	652,77	247,50	36,20	
15	5	9	162,6	91187,9	25,00	8,30	210,20	548,50	366,58	43,91	450,43	376,60	55,12	
15	5	11	190,9	121544,2	36,60	13,97	311,98	423,99	524,29	65,51	404,79	538,40	81,86	
15	10	3	91,9	20142,4	5,26	0,74	39,30	1324,63	87,57	14,58	1263,29	84,79	14,41	
15	10	5	127,3	51655,7	11,23	2,32	81,96	820,58	194,66	28,13	737,35	195,94	32,65	
15	10	7	162,6	82108,9	20,33	5,38	148,69	539,96	336,34	39,95	508,81	335,60	46,96	
15	10	9	198,0	138496,5	30,88	10,57	231,45	437,32	505,75	57,14	381,67	515,41	71,53	
15	10	11	233,4	185287,9	45,20	18,08	336,58	591,65	722,39	87,40	570,24	737,62	108,67	
15	15	3	106,1	27577,9	6,19	0,93	43,14	1151,52	112,65	17,33	1001,40	105,09	16,79	
15	15	5	148,5	72088,0	13,27	2,86	87,99	668,09	241,23	34,23	650,77	244,49	38,95	
15	15	7	190,9	115325,8	24,08	7,17	147,57	408,96	418,33	44,90	401,55	422,44	52,52	
15	15	9	233,4	195654,8	36,77	13,42	240,23	307,64	646,67	68,76	300,09	655,32	86,15	
15	15	11	275,8	262420,8	53,87	22,54	356,43	330,91	925,56	110,85	273,94	937,06	139,68	
25	5	3	120,2	32474,9	3,85	0,85	83,00	1091,50	151,48	26,16	977,58	151,11	26,63	
25	5	5	162,6	79882,5	8,15	2,76	180,86	717,97	314,10	38,40	669,21	328,82	45,91	
25	5	7	205,1	125168,3	14,70	6,10	354,53	465,85	548,10	60,13	417,28	560,52	74,77	
25	5	9	247,5	208394,4	22,40	12,82	514,77	275,54	822,83	92,30	265,39	846,99	119,67	
25	5	11	289,9	277208,9	32,79	21,54	759,34	295,29	1187,56	179,19	286,06	1208,43	226,04	
25	10	3	134,4	41758,9	4,40	1,05	89,36	950,80	183,88	27,86	836,66	179,68	27,80	
25	10	5	183,9	104877,5	9,39	3,30	192,54	613,50	397,80	43,62	506,07	397,84	51,98	
25	10	7	233,4	165520,6	16,97	7,38	367,57	379,37	677,51	69,04	352,82	687,02	85,87	
25	10	9	282,8	277393,2	25,81	15,38	538,19	290,26	1029,59	113,03	281,40	1053,78	146,86	
25	10	11	332,3	370060,3	37,93	25,75	789,28	216,26	1477,75	227,25	204,53	1493,68	286,70	

Dados para Modelagem - Indutor Cross com Terminais Paralelos – AMS 0,35 μm - continuação

Dimensões do Indutor				Valores Simulados									
w (μm)	d (μm)	n (un)	l (μm)	A (μm^2)	R_s (Ω)	L_s (nH)	C_s (fF)	R_{sub1} (Ω)	C_{ox1} (fF)	C_{sub1} (fF)	R_{sub2} (Ω)	C_{ox2} (fF)	C_{sub2} (fF)
25	15	3	148,5	52208,6	4,96	1,23	95,46	925,43	217,78	30,52	779,12	211,07	29,89
25	15	5	205,1	133269,5	10,63	3,85	201,65	551,20	468,40	49,94	451,37	470,04	59,07
25	15	7	261,6	211502,3	19,22	9,03	365,88	354,65	807,21	76,37	310,19	814,54	94,80
25	15	9	318,2	356240,9	29,39	17,16	583,42	278,82	1236,41	142,33	240,94	1255,30	185,37
25	15	11	374,8	476301,2	43,09	28,82	847,55	246,30	1767,53	293,00	240,57	1795,47	372,33

Fonte: Autor

As equações de projeto resultantes da modelagem dos dados através da regressão linear multivariada para este tipo de indutor são:

$$R_s = e^{\left(3.636 + \frac{3.966l}{1000} - \frac{46.940}{l}\right)} w^{-1.048} n^{0.933} \quad (81)$$

$$L_s = e^{\left(-9.305 + \frac{3.381}{n}\right)} w^{-0.226} n^{2.003} A^{0.636} \quad (82)$$

$$C_s = e^{\left(-1.030 + \frac{2.292l}{1000} - \frac{22.129}{l}\right)} w^{1.218} n^{1.291} \quad (83)$$

$$R_{SUB1} = e^{\left(-0.184w + \frac{27.936}{w}\right)} w^{5.129} A^{-0.582} \quad (84)$$

$$C_{OX1} = e^{\left(0.689 + \frac{7.948l}{1000} - \frac{2.230A}{1000000} - \frac{38.139}{l}\right)} w^{0.233} n^{0.420} A^{0.245} \quad (85)$$

$$C_{SUB1} = e^{\left(34.539 + 0.459w + \frac{1.042l}{100} - \frac{71.0289}{w}\right)} w^{-12.833} \quad (86)$$

$$R_{SUB2} = e^{\left(-0.182w + \frac{27.928}{w}\right)} w^{5.070} A^{-0.580} \quad (87)$$

$$C_{OX2} = e^{\left(-2.651 + \frac{3.098n}{100} - \frac{1.932}{n}\right)} w^{0.277} l^{1.529} \quad (88)$$

$$C_{SUB2} = e^{\left(34.539 + 0.454w + \frac{1.147l}{100} - \frac{70.837}{w}\right)} w^{-12.818} \quad (89)$$

3.3.2.5 EQUAÇÕES DE PROJETO PARA INDUTORES ESPIRAIS COM TERMINAIS PARALELOS – IBM 013 μm

A modelagem dos indutores espirais com terminais paralelos simulados na tecnologia IBM 0,13 μm usa os dados da Tabela 6, que exhibe as dimensões físicas de cada um dos indutores usados no experimento, além dos valores dos nove elementos do modelo de circuito elétrico para cada um deles.

Tabela 6: Dados para Modelagem - Indutor Espiral com Terminais Paralelos – IBM 0,13 μm

Dimensões do Indutor				Valores Simulados									
w (μm)	d (μm)	n (un)	l (μm)	A (μm^2)	R_s (Ω)	L_s (nH)	C_s (fF)	R_{sub1} (Ω)	C_{ox1} (fF)	C_{sub1} (fF)	R_{sub2} (Ω)	C_{ox2} (fF)	C_{sub2} (fF)
5	5	3	35,4	3617,7	0,82	0,22	2,47	499,93	7,37	22,91	368,72	9,02	8,07
5	5	5	49,5	8904,7	1,55	0,77	3,83	4998,53	16,63	30,80	5912,36	14,59	16,91
5	5	7	63,6	16523,3	2,54	1,86	4,77	4268,98	29,88	47,90	7107,54	24,69	27,87
5	5	9	77,8	26473,0	3,70	3,71	5,51	1303,18	41,79	92,33	2063,05	34,12	53,08
5	5	11	91,9	38754,1	5,14	6,50	6,32	10676,13	57,69	144,20	11768,31	47,59	85,99
5	10	3	49,5	6667,3	0,97	0,33	2,70	710,27	12,91	14,37	230,54	13,05	9,26

Dados para Modelagem - Indutor Espiral com Terminais Paralelos – IBM 0,13 μm - continuação
Dimensões do Indutor **Valores Simulados**

w (μm)	d (μm)	n (un)	l (μm)	A (μm^2)	R_s (Ω)	L_s (nH)	C_s (fF)	R_{sub1} (Ω)	C_{ox1} (fF)	C_{sub1} (fF)	R_{sub2} (Ω)	C_{ox2} (fF)	C_{sub2} (fF)
5	10	5	70,7	17688,9	1,97	1,15	4,40	846,95	27,51	34,99	977,38	25,48	21,87
5	10	7	91,9	33956,0	3,30	2,82	6,12	1327,06	52,51	63,19	1378,36	38,05	51,13
5	10	9	113,1	55468,6	5,04	5,58	8,10	5456,13	71,85	140,11	8961,23	61,18	94,32
5	10	11	134,4	82226,7	7,19	9,74	10,35	5022,90	101,72	217,73	7171,66	87,50	155,17
5	15	3	63,6	10641,3	1,16	0,45	3,26	308,03	18,62	14,43	617,43	20,67	9,84
5	15	5	91,9	29457,9	2,41	1,55	5,69	336,83	39,78	42,60	404,77	35,96	29,83
5	15	7	120,2	57599,9	4,18	3,77	8,65	2533,89	71,21	99,34	3754,03	62,82	72,74
5	15	9	148,5	95067,3	6,48	7,44	12,15	2867,24	107,87	198,39	3783,76	95,87	151,96
5	15	11	176,8	141860,9	9,35	12,97	15,80	1784,20	153,64	311,00	1977,55	137,86	237,98
15	5	3	77,8	18883,9	0,57	0,52	7,48	211,82	33,54	21,74	134,76	23,90	19,63
15	5	5	106,1	42363,2	1,10	1,74	11,47	22025,72	129,42	40,50	18328,21	40,50	10,64
15	5	7	134,4	75167,9	1,73	4,12	14,51	2601,96	94,54	162,82	3083,54	86,92	105,32
15	5	9	162,6	117298,7	2,57	8,05	17,27	2868,21	148,12	273,56	5435,21	126,83	212,37
15	5	11	190,9	168754,4	3,49	13,86	20,43	766,83	197,14	458,17	433,26	180,52	327,21
15	10	3	91,9	25259,8	0,61	0,63	7,11	149,09	34,72	24,66	96,21	35,90	17,96
15	10	5	127,3	59760,5	1,22	2,10	12,13	264,24	75,50	75,81	255,05	71,04	52,96
15	10	7	162,6	108832,9	1,97	5,04	17,06	4570,93	128,79	193,24	4248,98	117,80	144,54
15	10	9	198,0	172475,7	2,96	9,82	22,20	3995,83	190,10	381,50	4606,04	176,51	289,42
15	10	11	233,4	250689,5	4,14	17,23	27,30	837,13	267,50	561,38	948,12	247,53	441,95
15	15	3	106,1	32559,9	0,67	0,75	7,57	1391,51	41,88	25,76	1243,18	43,83	19,21
15	15	5	148,5	80142,7	1,33	2,49	13,95	334,46	91,63	90,88	327,02	89,14	65,89
15	15	7	190,9	148708,5	2,23	5,92	21,08	2785,70	160,76	249,33	2831,89	152,56	195,87
15	15	9	233,4	238255,8	3,39	11,65	28,20	403,86	246,45	460,06	435,86	235,05	365,79
15	15	11	275,8	348786,6	4,82	20,21	36,00	5077,63	559,76	404,00	4055,98	543,41	343,38
25	5	3	120,2	46089,5	0,53	0,83	14,26	1261,08	58,27	40,23	1119,68	60,58	29,27
25	5	5	162,6	100667,0	1,01	2,70	22,05	858,66	138,05	118,64	60,65	109,85	95,23
25	5	7	205,1	176226,2	1,59	6,36	28,47	2302,20	198,23	349,38	3215,48	187,42	245,96
25	5	9	247,5	272767,7	2,30	12,30	34,54	1368,88	322,93	539,36	1023,96	303,91	410,62
25	5	11	289,9	390292,5	3,15	21,09	42,03	1170,38	415,01	966,44	1523,41	376,63	795,54
25	10	3	134,4	55791,7	0,54	0,92	13,72	124,16	68,07	39,24	103,95	69,74	29,38
25	10	5	183,9	126677,7	1,04	3,09	23,03	1415,09	140,13	149,10	1209,45	139,34	105,26
25	10	7	233,4	226122,2	1,70	7,24	32,43	322,56	241,31	397,76	362,70	232,94	302,48
25	10	9	282,8	354127,0	2,53	14,06	41,66	2184,19	361,00	743,95	2266,72	348,66	571,92
25	10	11	332,3	510690,0	3,51	24,00	52,90	2886,92	1078,77	529,99	3112,09	1023,75	464,73
25	15	3	148,5	66418,1	0,59	1,06	13,96	958,82	206,48	29,37	846,03	29,37	21,25
25	15	5	205,1	155673,2	1,13	3,44	25,87	292,97	163,22	171,18	268,99	161,29	131,74
25	15	7	261,6	282230,5	1,84	8,19	37,49	3312,63	319,09	388,49	1419,73	342,29	294,94
25	15	9	318,2	446088,6	2,78	15,87	49,64	333,33	445,56	814,15	341,82	425,74	677,18
25	15	11	374,8	647249,9	3,95	27,23	64,22	2625,70	618,83	1328,82	2823,69	594,76	1094,99

Fonte: Autor

Para este tipo de indutor, a modelagem dos dados através da regressão linear multivariada gera as equações de projeto:

$$R_s = e^{\left(-3.119 + \frac{8.126n}{100}\right)} w^{-0.930} l^{-1.342} A^{1.085} \quad (90)$$

$$L_s = e^{\left(-6.957 + \frac{0.909}{n} - \frac{8.204}{l}\right)} n^{2.085} l^{1.708} A^{-0.367} \quad (91)$$

$$C_s = e^{\left(-4.418 + \frac{3.611l}{1000}\right)} d^{-0.140} n^{-1.054} l^{-4.305} A^{2.667} \quad (92)$$

$$R_{SUB1} = e^{\left(-\frac{1.227l}{100}\right)} n^{1.818} l^{1.172} \quad (93)$$

$$C_{OX1} = e^{\left(34.539 + 0.573w - \frac{86.014}{w}\right)} w^{-15.594} A^{0.842} \quad (94)$$

$$C_{SUB1} = e^{\left(-6.993 + \frac{6680.21}{A}\right)} n^{1.141} A^{0.851} \quad (95)$$

$$R_{SUB2} = e^{\left(-\frac{1.301l}{100}\right)} n^{2.370} l^{0.984} \quad (96)$$

$$C_{OX2} = e^{\left(34.539 - \frac{4.418d}{100} + \frac{6.871l}{100} - \frac{1.374A}{100000} - \frac{314.91}{l}\right)} w^{-0.456} l^{-7.077} \quad (97)$$

$$C_{SUB2} = e^{\left(34.539 + 0.597w - \frac{85.015}{w}\right)} w^{-15.663} n^{1.506} l^{1.271} \quad (98)$$

3.3.2.6 EQUAÇÕES DE PROJETO PARA INDUTORES CROSS COM TERMINAIS PARALELOS – IBM 013 μm

Para os indutores *cross* de terminais paralelos simulados na tecnologia IBM 0,13 μm , os dados oriundos da simulação usados na modelagem estão na Tabela 7, que mostra as dimensões físicas de cada um dos indutores usados no experimento e os valores dos nove elementos do modelo de circuito elétrico para cada um deles

Tabela 7: Dados para Modelagem - Indutor Cross com Terminais Paralelos – IBM 0,13 μm

w (μm)	d (μm)	n (un)	l (μm)	A (μm^2)	R_s (Ω)	L_s (nH)	C_s (fF)	R_{sub1} (Ω)	C_{ox1} (fF)	C_{sub1} (fF)	R_{sub2} (Ω)	C_{ox2} (fF)	C_{sub2} (fF)
5	5	3	35,4	3064,2	5,10	0,25	4,22	2086,76	12,42	9,82	1067,54	13,78	13,24
5	5	5	49,5	8009,7	8,01	0,80	7,79	1049,98	19,27	14,04	959,50	22,94	23,05
5	5	7	63,6	12814,1	17,64	1,86	12,77	1315,78	33,64	23,65	1130,34	36,99	37,86
5	5	9	77,8	21739,5	22,67	3,57	18,87	1581,06	46,69	43,18	1209,26	52,12	68,21
5	5	11	91,9	29157,9	37,03	6,19	25,95	1366,75	70,10	79,10	1460,64	73,10	130,81
5	10	3	49,5	6319,8	6,20	0,42	5,77	663,77	17,21	11,94	475,93	20,27	14,88
5	10	5	70,7	17085,4	9,64	1,31	11,31	587,98	34,02	20,36	510,01	38,75	33,44
5	10	7	91,9	27638,6	23,02	3,01	19,46	808,74	60,28	45,15	566,63	65,22	77,79
5	10	9	113,1	47358,8	30,08	5,72	29,18	1201,98	87,20	99,74	1236,98	94,10	166,25
5	10	11	134,4	63793,9	50,43	10,23	39,32	863,99	132,18	160,72	1208,16	133,53	278,68
5	15	3	63,6	10741,3	7,25	0,60	7,53	687,00	27,19	13,28	351,43	28,06	17,43
5	15	5	91,9	29557,9	11,55	1,87	15,40	1412,49	58,02	26,92	2912,58	51,74	52,72
5	15	7	120,2	48091,6	28,49	4,45	25,78	534,38	91,58	72,13	576,54	97,24	125,80
5	15	9	148,5	82827,6	37,50	8,37	39,53	483,41	136,34	168,41	439,09	143,76	276,11
5	15	11	176,8	111818,8	63,68	14,11	56,68	503,32	205,11	298,38	644,25	202,50	534,09
15	5	3	77,8	13872,6	2,40	0,47	15,97	512,06	39,71	12,68	375,82	42,08	16,27
15	5	5	106,1	34620,6	3,81	1,57	30,05	1401,48	79,38	28,94	705,78	87,21	44,27
15	5	7	134,4	54519,9	8,07	3,78	48,76	911,65	128,34	90,89	461,73	134,61	155,15
15	5	9	162,6	91187,9	10,26	7,43	69,79	1755,50	183,84	231,93	1768,70	194,35	368,89
15	5	11	190,9	121544,2	16,70	12,85	99,04	674,34	270,48	495,82	667,27	275,56	883,96
15	10	3	91,9	20142,4	2,69	0,64	18,90	612,03	54,03	15,78	279,47	56,54	19,66
15	10	5	127,3	51655,7	4,28	2,09	37,64	914,65	100,64	44,08	427,23	111,10	70,28
15	10	7	162,6	82108,9	9,53	4,95	62,64	448,09	178,98	152,76	510,46	180,38	287,78
15	10	9	198,0	138496,5	12,19	9,53	92,40	1391,31	264,27	376,60	918,63	276,82	608,20
15	10	11	233,4	185287,9	20,12	16,59	130,47	520,23	379,81	766,77	515,69	383,62	1451,82
15	15	3	106,1	27577,9	3,05	0,79	22,73	262,34	61,39	20,84	201,04	68,46	24,68
15	15	5	148,5	72088,0	4,83	2,63	44,99	758,17	130,35	60,58	668,95	137,33	104,77
15	15	7	190,9	115325,8	10,95	6,43	73,15	520,42	231,76	209,12	452,58	231,83	390,02
15	15	9	233,4	195654,8	14,20	11,82	113,15	445,06	340,58	547,83	479,36	348,37	941,25
15	15	11	275,8	262420,8	23,53	20,42	161,84	602,16	505,56	1012,74	637,97	499,98	1973,66

Dados para Modelagem - Indutor Cross com Terminais Paralelos – IBM 0,13 μm - continuação

Dimensões do Indutor						Valores Simulados							
w (μm)	d (μm)	n (un)	l (μm)	A (μm^2)	R_s (Ω)	L_s (nH)	C_s (fF)	R_{sub1} (Ω)	C_{ox1} (fF)	C_{sub1} (fF)	R_{sub2} (Ω)	C_{ox2} (fF)	C_{sub2} (fF)
25	5	3	120,2	32474,9	2,08	0,70	33,66	691,63	96,45	18,74	185,41	97,37	23,19
25	5	5	162,6	79882,5	3,21	2,38	62,26	614,97	152,38	59,99	229,54	169,64	100,84
25	5	7	205,1	125168,3	6,92	5,82	99,80	669,89	282,45	231,52	519,24	290,02	455,44
25	5	9	247,5	208394,4	8,84	11,37	145,48	734,34	403,89	658,88	504,29	426,19	1142,44
25	5	11	289,9	277208,9	14,50	19,85	209,87	542,59	597,77	1488,35	624,77	603,41	3271,86
25	10	3	134,4	41758,9	2,21	0,87	38,42	235,94	96,68	24,10	139,64	103,29	28,52
25	10	5	183,9	104877,5	3,42	2,87	74,52	440,10	191,30	84,84	288,39	208,57	153,88
25	10	7	233,4	165520,6	7,69	6,98	120,78	218,70	350,37	342,27	158,33	353,91	705,04
25	10	9	282,8	277393,2	9,94	13,58	177,33	669,96	508,98	891,26	666,03	523,66	1651,55
25	10	11	332,3	370060,3	16,46	23,41	257,91	359,00	757,39	1871,07	429,34	756,28	4247,14
25	15	3	148,5	52208,6	2,38	1,04	42,77	286,07	113,32	28,62	159,03	122,65	33,03
25	15	5	205,1	133269,5	3,75	3,45	83,64	465,97	239,73	108,41	275,35	246,22	209,74
25	15	7	261,6	211502,3	8,57	8,10	141,03	238,94	425,83	457,49	282,99	424,64	992,08
25	15	9	318,2	356240,9	11,10	15,69	209,07	331,87	632,88	1123,82	370,16	644,44	2068,59
25	15	11	374,8	476301,2	18,51	28,61	286,96	416,65	935,12	1865,30	558,78	907,65	3938,77

Fonte: Autor

A modelagem dos dados através de regressão linear multivariada resulta nas equações de projeto para este tipo de indutor:

$$R_s = e^{\left(\frac{1.745w}{100} + \frac{13.305}{l}\right)} w^{-1.564} n^{1.375} l^{4.993} A^{-1.943} \quad (99)$$

$$L_s = e^{\left(-1.699 + \frac{1.071l}{100} - \frac{2.957A}{1000000} - \frac{42.247}{l}\right)} w^{-0.334} n^{1.508} \quad (100)$$

$$C_s = e^{\left(-4.085 + \frac{3.190n}{100}\right)} w^{0.462} n^{0.428} l^{1.159} \quad (101)$$

$$R_{SUB1} = e^{\left(\frac{132.279}{l}\right)} l^{-4.176} A^{2.359} \quad (102)$$

$$C_{OX1} = e^{\left(5.340 + \frac{5.659l}{1000} - \frac{1.423}{n} - \frac{158.692}{l} + \frac{5995.16}{A}\right)} \quad (103)$$

$$C_{SUB1} = e^{\left(1.734 - 0.110w - \frac{7.812d}{100} + \frac{4.044l}{100} - \frac{1.095A}{100000}\right)} \quad (104)$$

$$R_{SUB2} = e^{\left(\frac{95.319}{l}\right)} l^{-7.550} A^{3.881} \quad (105)$$

$$C_{OX2} = e^{\left(-4.165 + \frac{1245.05}{A}\right)} w^{0.165} n^{0.377} l^{1.606} \quad (106)$$

$$C_{SUB2} = e^{\left(34.539 - 0.122w + 0.103l - \frac{2.999A}{100000} - \frac{255.331}{l}\right)} l^{-7.853} \quad (107)$$

3.3.3 FREQUÊNCIAS DE RESSONÂNCIA E FATORES DE QUALIDADE

A partir dos valores dos componentes do circuito de nove elementos gerados pelas equações de projeto, outros valores, como a frequência de ressonância e o fator de qualidade, ou índice de mérito, interessam ao projeto e podem ser estimados a partir das equações do item 2.3.

A frequência de ressonância pode ser estimada entre as portas, f_r , ou para cada porta

em separado, f_{c1} e f_{c2} .

No caso entre as portas, usa-se (14) e (16) resultando em:

$$f_r = \frac{1}{2\pi L_S} \sqrt{\frac{L_S}{C_S} - R_S^2} \quad (108)$$

Já, para a porta P_1 , usa-se (23) e (31) o que produz:

$$f_{c1} = \frac{1}{2\pi L_S} \sqrt{\frac{L_S(C_{OX1} + C_{SUB1})}{(C_S + C_{OX1})(C_{OX1} + C_{SUB1}) + C_{OX1}C_{SUB1}} - R_S^2} \quad (109)$$

A frequência de ressonância para a porta P_2 , é obtida de forma análoga.

De modo semelhante, o fator de qualidade também pode ser estimado entre as portas, Q_r , ou para cada porta separadamente, Q_{c1} e Q_{c2} .

Para o cálculo do fator de qualidade entre as portas, inicia-se com (15), separa-se a parte real e a parte imaginária e divide-se a parte imaginária pela parte real, produzindo:

$$Q_r = \frac{\omega(C_S(R_S^2 + (\omega L_S)^2) - L_S)}{R_S} \quad (110)$$

No caso do fator de qualidade para a porta P_1 , divide-se (22) por (21), resultando em:

$$\begin{aligned} Q_{c1} &= \\ &= \frac{\omega \left(C_S(R_S^2 + (\omega L_S)^2) \left(1 + (\omega R_{SUB1}(C_{OX1} + C_{SUB1}))^2 \right) \right)}{R_S \left(1 + (\omega R_{SUB1}(C_{OX1} + C_{SUB1}))^2 \right) + R_{SUB1}(\omega C_{OX1})^2(R_S^2 + (\omega L_S)^2)} \\ &+ \frac{\omega \left(C_{OX1} \left(R_S^2 + (\omega L_S)^2 - L_S \left(1 + (\omega R_{SUB1}(C_{OX1} + C_{SUB1}))^2 \right) \right) \right)}{R_S \left(1 + (\omega R_{SUB1}(C_{OX1} + C_{SUB1}))^2 \right) + R_{SUB1}(\omega C_{OX1})^2(R_S^2 + (\omega L_S)^2)} \end{aligned} \quad (111)$$

De modo análogo, obtém-se o fator de qualidade para a porta P_2 .

Assim definem-se os conjuntos de equações de projeto para quatro arquiteturas de indutores – espiral, *cross* com terminais opostos e *cross* com terminais paralelos – em duas tecnologias CMOS – AMS 0,35 μm e IBM 0,13 μm – relacionando as dimensões geométricas dos indutores com os valores dos componentes de seus circuitos equivalentes para indutores com área variando entre 3000 e 650000 μm^2 , mostrando a escalabilidade das equações de projeto obtidas.

Os conjuntos de equações de projeto podem ser aplicados diretamente à uma metodologia de projeto de indutores baseada no conhecimento das dimensões geométricas disponíveis, o fluxograma para o projeto dos indutores representado na Figura 31 ilustra essa metodologia.

Nesta tese não será desenvolvida qualquer metodologia inversa para estimar as dimensões geométricas do indutor a partir dos valores dos componentes de seu circuito equivalente, pois, as necessidades e as condições de contorno disponíveis variam conforme o tipo de aplicação, fugindo do escopo desta pesquisa.

Figura 31: Fluxograma para Projeto de Indutores

Fonte: Autor

4 VALIDAÇÃO DO PROCESSO DE EXTRAÇÃO E DAS EQUAÇÕES DE PROJETO

O objetivo do processo de validação é produzir evidências do correto funcionamento dos modelos. Assim, na primeira parte deste capítulo faz-se uma breve introdução aos conceitos estatísticos necessários ao processo de validação estatística, cujos detalhes encontram-se no apêndice B. Em seguida comparam-se os resultados da simulação eletromagnética do *layout* dos indutores projetados com os resultados da simulação do circuito equivalente de nove elementos usando valores obtidos do processo de extração do item 2.3, com o objetivo de validar o procedimento de extração dos valores dos componentes modelo de circuito elétrico de novo elementos.

Na terceira parte do capítulo, os resultados da simulação eletromagnética do *layout* dos indutores projetados são comparados com a simulação do circuito equivalente de nove componentes, cujos valores foram calculados através das equações de projeto do item 3.3.2, com o objetivo de validá-las. Por fim, discutem-se os resultados do processo de validação.

4.1 VALIDAÇÃO ESTATÍSTICA

O objetivo do processo de validação é produzir evidências do correto funcionamento dos modelos, comparando os resultados obtidos através de dois ou mais processos diferentes, sempre em pares de processos, em que as variáveis comparadas estão relacionadas à algum parâmetro de referência.

O procedimento mais simples para efetuar uma comparação visando a validação estatística é o teste t pareado ^[42], no qual, genericamente, testa-se a hipótese de que a média das diferenças entre N valores medidos ou simulados, y_i , e o respectivo valor calculado através do modelo, $\hat{y}_i$, é nula, sendo a referida média dada por (112).

$$\bar{d} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (y_i - \hat{y}_i) \quad (112)$$

O teste t pareado também necessita do desvio padrão para as diferenças entre os valores medidos e calculados, definido em (113).

$$s_d = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (d_i - \bar{d})^2}{N - 1}} \quad (113)$$

onde $d_i = y_i - \hat{y}_i$.

Assim, de (112) e (113), a variável do teste t, T_d , fica:

$$T_d = \frac{\bar{d}}{\frac{s_d}{\sqrt{N}}} \quad (114)$$

A interpretação do teste t, neste caso é: “se $-t_{(N-1)} \leq T_d \leq t_{(N-1)}$, onde $t_{(N-1)}$ é o valor da distribuição t-Student com $N-1$ graus de liberdade ao nível de confiança escolhido, então a média da diferença é nula, caso contrário, não é nula.”

O valor da distribuição t-Student, $t_{(N-1)}$ é obtido em tabelas estatísticas, como a Tabela 21, disponível no apêndice B.

O processo de validação preparado para esta tese efetua uma comparação que emprega o teste t pareado ao nível de confiança de 95%, usando a frequência simulada na faixa de frequências que vai de CC a 90% da frequência de ressonância do indutor como parâmetro de referência para comparação das variáveis, verificando um conjunto de 10 variáveis para cada um dos indutores do estudo, nas duas tecnologias usadas na tese – AMS 0,35 μm e IBM 0,13 μm .

As variáveis que formam o conjunto de validação são:

- *reS12* – parte real do parâmetro S_{12}
- *imS12* – parte imaginária do parâmetro S_{12}
- *reS11* – parte real do parâmetro S_{11}
- *imS11* – parte imaginária do parâmetro S_{11}
- *reY12* – parte real do parâmetro Y_{12}
- *imY12* – parte imaginária do parâmetro Y_{12}
- *reY11* – parte real do parâmetro Y_{11}
- *imY11* – parte imaginária do parâmetro Y_{11}
- *L11* – indutância do indutor
- *Q11* – fator de qualidade do indutor

Desse modo, o teste de validação verifica todas as etapas, tanto do processo de extração, como também as equações de projeto, pois abrange a produção dos dados,

através dos parâmetros S , transformações intermediárias, através dos parâmetros Y e resultados, através da indutância e do fator de qualidade.

Os resultados da comparação para variáveis da porta P_2 (S_{22} , Y_{22} , L_{22} e Q_{22}) não são mostrados, porque os indutores são dipolos simétricos, de modo que os resultados obtidos para a porta P_1 são praticamente idênticos àqueles.

4.2 VALIDAÇÃO DO PROCESSO DE EXTRAÇÃO DO CIRCUITO EQUIVALENTE

Para a validação do processo de extração dos valores dos componentes do circuito equivalente de nove elementos, comparam-se os resultados da simulação eletromagnética do *layout* dos indutores projetados com os resultados da simulação do circuito equivalente de nove elementos, em que os valores dos componentes foram obtidos através do processo de extração descrito no item 2.3.

O resumo dos testes t pareados está na Tabela 8, cujas linhas indicadas por “menor”, “igual” e “maior” listam, respectivamente, a quantidade de testes em que os resultados obtidos pela simulação do circuito equivalente com valores extraídos são estatisticamente menores, iguais, ou maiores que os resultados obtidos pela simulação do *layout*, ou seja, o valor na linha da Tabela 8 indica se cada parâmetro analisado apresenta valor abaixo, dentro ou acima do intervalo de valores para o teste t para considerar os resultados iguais.

Tabela 8: Resultados dos Testes Comparativos para Processo de Extração												
Configuração do Indutor			Resultado dos Testes Comparativos									
tecnologia	arquitetura	resultado	reS12	imS12	reS11	imS11	reY12	imY12	reY11	imY11	L11	Q11
AMS 0,35um	espiral oposto	menor	12	15	0	6	16	1	1	18	17	2
		igual	7	3	15	10	2	0	3	0	2	4
		maior	0	1	4	3	1	18	15	1	0	13
	cross oposto	menor	15	16	1	6	8	3	5	5	17	2
		igual	2	2	2	2	7	10	7	11	2	0
		maior	2	1	16	11	4	6	7	3	0	17
AMS 0,35um	espiral paralelo	menor	7	2	1	37	42	32	1	15	15	36
		igual	6	2	8	5	7	7	10	6	34	4
		maior	36	45	40	7	0	10	38	28	0	9
	cross paralelo	menor	26	17	8	36	30	35	15	3	21	29
		igual	4	3	2	3	6	9	7	8	17	3
		maior	19	29	39	10	13	5	27	38	11	17
IBM 0,13um	espiral paralelo	menor	22	0	0	0	7	26	3	7	9	11
		igual	13	0	0	3	38	22	41	40	39	2
		maior	13	48	48	45	3	0	4	1	0	35
	cross paralelo	menor	27	0	0	0	5	48	41	7	45	3
		igual	11	0	0	0	7	0	5	22	3	3
		maior	10	48	48	48	36	0	2	19	0	42

Fonte: Autor

Por exemplo, se para uma dada configuração de indutor, por exemplo: AMS 0,35 μm , espiral paralelo e uma dada variável, por exemplo: reS12, as quantidades de testes a menor, igual e a maior são, respectivamente, 7, 6 e 36, significa que o processo de extração possui uma tendência de produzir valores maiores que os obtidos pela simulação do *layout*.

Exemplificando a capacidade do circuito equivalente usando valores de componentes obtidos pelo processo de extração em representar a simulação eletromagnética do *layout* dos indutores, são apresentados a seguir resultados obtidos para parâmetros S e Y em função da frequência, para indutores *cross* e espiral. Os indutores foram escolhidos para representar a amplitude das dimensões usadas, e estão listados na Tabela 9, contendo a configuração dos indutores com sua tecnologia e arquitetura, as principais dimensões do indutor e os valores obtidos através do processo de extração para o circuito equivalente de nove elementos.

Tabela 9: Amostra do Processo de Extração

Configuração do Indutor		Dimensões do Indutor			Valores Obtidos através do Processo de Extração								
<i>Tecn.</i>	<i>Arquit.</i>	<i>w</i> (μm)	<i>d</i> (μm)	<i>n</i> (un)	<i>R_s</i> (Ω)	<i>L_s</i> (nH)	<i>C_s</i> (fF)	<i>R_{sub1}</i> (Ω)	<i>C_{ox1}</i> (fF)	<i>C_{sub1}</i> (fF)	<i>R_{sub2}</i> (Ω)	<i>C_{ox2}</i> (fF)	<i>C_{sub2}</i> (fF)
AMS 035um	<i>cross</i> oposto	12,0	8,0	5	8,93	1,66	98,48	1158,94	146,15	2,30	1.077,16	158,36	3,88
AMS 035um	<i>espiral</i> paralelo	5,0	15,0	9	36,07	8,18	10,90	623,02	192,52	46,91	612,50	181,67	28,43
IBM 013um	<i>cross</i> paralelo	25,0	10,0	7	7,69	6,98	120,78	218,70	350,37	342,27	158,33	353,91	705,04

Fonte: Autor

As simulações efetuadas cobrem a faixa de frequência que vai de CC a 90% da frequência de ressonância e os resultados são apresentados nos gráficos da Figura 32 até a Figura 37. Estes gráficos trazem duas linhas: a linha vermelha sólida corresponde à simulação eletromagnética do *layout* do indutor e vêm indicadas com o sufixo **_Lay** e a linha azul pontilhada corresponde à simulação do circuito equivalente de nove elementos usando componentes cujos valores foram estimados através do processo de extração e são indicadas com o sufixo **_Ext**.

O desempenho global do modelo de circuito elétrico depende do conjunto de valores de seus elementos, e pode ser melhor visualizado comparando-se os parâmetros S ou Y do indutor obtidos da simulação eletromagnética do *layout* com os fornecidos pelo modelo, assim, os gráficos da Figura 32 e Figura 33 evidenciam a aderência do processo de extração através do circuito equivalente com nove elementos descrito no

item 2.3 e a simulação eletromagnética do *layout* de indutores *cross* com terminais opostos na tecnologia AMS 0,35 μm .

Figura 32: Validação Indutor Cross com Terminais Opostos AMS 035um – (a) S_{12} ; (b) parte real Y_{12} ; (c) parte imaginária Y_{12}

Fonte: Autor

Figura 33: Validação Indutor Cross com Terminais Opostos AMS 035um – (a) S_{11} ; (b) parte real Y_{11} ; (c) parte imaginária Y_{11}

Fonte: Autor

É interessante observar que há um descolamento nas curvas dos parâmetros S obtidas a partir da simulação do *layout* do indutor e da simulação do circuito elétrico equivalente – Figura 32(a) e Figura 33(a) – nas frequências mais altas, causado por limitações do modelo de circuito usado nesta tese, que não contempla correntes de Foucault, nem efeito pelicular.

Para os indutores espirais com terminais paralelos em tecnologia AMS 0,35 μm também se observa uma boa aderência entre os resultados do processo de extração e a simulação eletromagnética do *layout*, com um descolamento das curvas dos parâmetros S – Figura 34(a) e Figura 35(a) – nas frequências mais altas.

**Figura 34: Validação Indutor Espiral com Terminais Paralelos
AMS 035um – (a) S_{12} ; (b) parte real Y_{12} ; (c) parte imaginária Y_{12}**

Fonte: Autor

**Figura 35: Validação Indutor Espiral com Terminais Paralelos
AMS 035um – (a) S_{11} ; (b) parte real Y_{11} ; (c) parte imaginária Y_{11}**

Fonte: Autor

A Figura 36 e a Figura 37 mostram o comportamento do processo de extração em relação à simulação eletromagnética do *layout* quando se usa a tecnologia IBM 0,13 μm , que possui substrato com baixa resistividade em comparação ao processo AMS 0,35 μm .

**Figura 36: Validação Indutor Cross com Terminais Paralelos
IBM 013um – (a) S_{12} ; (b) parte real Y_{12} ; (c) parte imaginária Y_{12}**

Fonte: Autor

**Figura 37: Validação Indutor Cross com Terminais Paralelos
IBM 013um – (a) S_{11} ; (b) parte real Y_{11} ; (c) parte imaginária Y_{11}**

Fonte: Autor

A aderência das curvas dos parâmetros Y é excelente, conforme se observa nos gráficos (b) e (c) da Figura 32 até a Figura 37. Assim, os resultados apresentados validam o processo de extração do valor dos componentes para o circuito equivalente do indutor apresentado no item 2.3.

4.3 VALIDAÇÃO DAS EQUAÇÕES DE PROJETO

Do mesmo modo que na validação do processo de extração, é necessário validar as equações de projeto propostas no item 3.3.2, que permitem calcular os valores dos componentes do circuito elétrico equivalente do indutor em função das dimensões geométricas do mesmo.

A validação das equações de projeto segue o mesmo procedimento usado na validação do processo de extração, relatado no item 4.2, e os resultados estão resumidos na Tabela 10, análoga à Tabela 8.

Configuração do Indutor		Resultado dos Testes Comparativos										
<i>tecnologia</i>	<i>arquitetura</i>	<i>previsão</i>	<i>reS12</i>	<i>imS12</i>	<i>reS11</i>	<i>imS11</i>	<i>reY12</i>	<i>imY12</i>	<i>reY11</i>	<i>imY11</i>	<i>L11</i>	<i>Q11</i>
AMS 0,35um	espiral oposto	menor	12	15	3	5	17	2	2	16	14	0
		igual	6	1	10	12	0	1	1	1	5	5
		maior	1	3	6	2	2	16	16	2	0	14
	<i>cross</i> oposto	menor	9	13	2	5	7	5	6	7	16	2
		igual	8	6	1	2	8	6	8	6	3	1
		maior	2	0	16	12	4	8	5	6	0	16
AMS 0,35um	espiral paralelo	menor	9	2	0	35	39	37	1	11	15	35
		igual	5	2	1	5	9	6	10	10	34	4
		maior	35	45	48	9	1	6	38	28	0	10
	<i>cross</i> paralelo	menor	26	16	14	40	25	33	15	11	20	34
		igual	4	4	2	1	9	4	11	2	15	2
		maior	19	29	33	8	15	12	23	36	14	13
IBM 0,13um	espiral paralelo	menor	21	0	0	1	6	27	3	7	15	9
		igual	9	0	0	1	41	21	39	38	33	1
		maior	18	48	48	46	1	0	6	3	0	38
	<i>cross</i> paralelo	menor	30	0	0	0	8	39	31	17	36	4
		igual	4	0	1	1	14	7	14	12	10	6
		maior	14	48	47	47	26	2	3	19	2	38

Fonte: Autor

A seguir são apresentados os resultados obtidos para os parâmetros S e Y em função da frequência para indutores espiral e cross, ilustrando a capacidade do circuito equivalente de nove componentes, cujos valores foram calculados pelas equações de projeto do item 3.3.2, em reproduzir os resultados da simulação eletromagnética do *layout* dos indutores. A Tabela 11 relaciona os indutores escolhidos para validar as equações de projeto, que objetivam cobrir a variedade de dimensões empregadas na modelagem, listando a configuração dos indutores com sua tecnologia de fabricação e arquitetura, as principais dimensões do indutor e os valores calculados através das equações de projeto para os nove elementos do circuito equivalente.

Os resultados das simulações efetuadas, que cobrem a faixa de frequência que vai de CC a 90% da frequência de ressonância, são apresentados nos gráficos da Figura

38 até a Figura 43. Estes gráficos trazem duas linhas: as linhas vermelhas sólidas correspondem à simulação eletromagnética do *layout* do indutor e vêm indicadas com o sufixo **_Lay** e as linhas verdes com pontos e traços correspondem à simulação do circuito equivalente de nove elementos usando componentes cujos valores foram estimados através das equações de projeto e são indicadas com o sufixo **_Eqn**.

Tabela 11: Amostra das Equações de Projeto

Configuração do Indutor		Dimensões do Indutor			Valores Calculados através das Equações de Projeto								
<i>Tecn.</i>	<i>Arquit.</i>	<i>w</i> (<i>um</i>)	<i>d</i> (<i>um</i>)	<i>n</i> (<i>un</i>)	R_s (Ω)	L_s (nH)	C_s (fF)	R_{sub1} (Ω)	C_{ox1} (fF)	C_{sub1} (fF)	R_{sub2} (Ω)	C_{ox2} (fF)	C_{sub2} (fF)
AMS 035um	espiral oposto	5,0	15,0	5	11,72	1,53	5,96	1064,88	81,76	3,90	1080,87	79,77	1,92
AMS 035um	<i>cross</i> paralelo	25,0	5,0	11	32,76	20,97	715,22	307,80	1181,58	133,10	278,61	1184,33	168,63
IBM 013um	espiral paralelo	15,0	10,0	9	2,96	9,84	21,26	2350,59	206,18	334,31	2485,67	160,93	231,76

Fonte: Autor

A evidência da aderência dos resultados das equações de projeto desenvolvidas no item 3.3.2 aplicados ao circuito equivalente com nove elementos e a simulação eletromagnética do *layout* de indutores *cross* com terminais opostos na tecnologia AMS 0,35 μm . é registrada na Figura 38 e Figura 39, nas quais verifica-se que o descolamento nas curvas dos parâmetros S – Figura 38(a) e Figura 39(a) – em alta frequência existe, porém, no caso do indutor em questão, é menor que o descolamento nas frequências mais altas observado nas Figura 32(a) e Figura 33(a).

Figura 38: Validação Indutor Espiral com Terminais Opostos AMS 035um – (a) S_{12} ; (b) parte real Y_{12} ; (c) parte imaginária Y_{12}

Fonte: Autor

Figura 39: Validação Indutor Espiral com Terminais Opostos
AMS 035um – (a) S_{11} ; (b) parte real Y_{11} ; (c) parte imaginária Y_{11}

Fonte: Autor

Os indutores *cross* com terminais paralelos em tecnologia AMS 0,35 μm também apresentaram boa aderência entre os resultados das equações de projeto e a simulação eletromagnética do *layout*, com um descolamento das curvas dos parâmetros S – Figura 40(a) e Figura 41(a) – nas frequências mais altas, maior que o observado no caso anterior.

Figura 40: Validação Indutor Cross com Terminais Paralelos
AMS 035um – (a) S_{12} ; (b) parte real Y_{12} ; (c) parte imaginária Y_{12}

Fonte: Autor

**Figura 41: Validação Indutor Cross com Terminais Paralelos
AMS 035um – (a) S_{11} ; (b) parte real Y_{11} ; (c) parte imaginária Y_{11}**

Fonte: Autor

Mudando a tecnologia para IBM 013 μm , verifica-se que o descolamento das curvas dos parâmetros S – Figura 42(a) e Figura 43(a) – nas altas frequências torna-se mais acentuado, tanto como decorrência das diferenças entre as tecnologias, como também em decorrência do tamanho dos indutores.

**Figura 42: Validação Indutor Espiral com Terminais Paralelos
IBM 013um – (a) S_{12} ; (b) parte real Y_{12} ; (c) parte imaginária Y_{12}**

Fonte: Autor

Do mesmo modo que na validação do processo de extração – item 4.2 – a aderência das curvas dos parâmetros Y é excelente, conforme se observa nos gráficos (b) e (c) da Figura 38 até a Figura 43. Assim, os resultados apresentados validam as equações de projeto do item 3.3.2, assim, é possível utilizá-las para estimar os valores dos

componentes do circuito equivalente do indutor apresentado no item 2.3.

Figura 43: Validação Indutor Espiral com Terminais Paralelos IBM 013um – (a) S11; (b) parte real Y11; (c) parte imaginária

Fonte: Autor

4.4 DISCUSSÃO DOS RESULTADOS DA VALIDAÇÃO

A validação do processo de extração dos valores dos componentes do circuito equivalente e das equações de projeto foi realizada considerando indutores do tipo espiral e do tipo *cross*, para uma ampla variedade de dimensões geométricas que resultou em indutâncias de baixa frequência de décimos a dezenas de nanohenrys, cobrindo a faixa de valores usais para circuitos integrados de radiofrequência. Visando generalidade, os indutores foram projetados considerando duas tecnologias de fabricação de circuitos integrados de radiofrequência disponibilizadas por *foundries*, as quais se diferenciam significativamente pela resistividade do substrato, o que permitiu avaliar a influência desse parâmetro.

De modo geral, à medida que a frequência de operação e o tamanho dos indutores cresce, verifica-se menor precisão dos modelos. Esse comportamento já era esperado, dado que o circuito equivalente adotado atende a um compromisso entre precisão e complexidade, não considerando fenômenos de efeito pelicular e de correntes de Foucault. Nos indutores maiores o desvio entre resultados de simulação do circuito equivalente e do *layout* é mais acentuado devido às características distribuídas dos fenômenos parasitários que exigem modelos mais complexos para serem representados em altas frequências [44].

Observou-se através da validação que os circuitos equivalentes obtidos pelo processo de extração e pelas equações de projeto representaram o comportamento dos indutores projetados em ambas as tecnologias consideradas – na tecnologia AMS 0,35 μm , que possui substrato com alta resistividade, e daqueles modelados na tecnologia IBM 0,13 μm , que possui substrato com baixa resistividade – sem diferenças significativas no comportamento dos indutores projetados, conforme mostram os gráficos das Figura 32 até Figura 37 e das Figura 40 até Figura 43.

Assim, dentro das limitações do circuito equivalente usado para indutores, o processo de validação permite concluir que tanto o processo de extração de valores dos componentes do circuito equivalente, como as equações de projeto podem ser utilizados no projeto de indutores planares espirais e *cross* tratados nesta tese.

5 APLICAÇÕES DA MODELAGEM

Neste capítulo são mostradas e discutidas aplicações do modelo de indutores desenvolvido anteriormente e das equações propostas para calcular os elementos do modelo em função dos parâmetros geométricos do indutor.

As aplicações de modelagem aqui apresentadas foram elaboradas de modo a testar se as equações de projeto são capazes de gerar modelos de circuito elétrico para indutores diferentes dos usados para propor tais equações. No entanto, as dimensões geométricas dos indutores das aplicações – largura e espaçamento entre trilhas, número de espiras/trilhas e outras, foram restritas ao domínio de valores usados no procedimento de elaboração das equações de projeto, evitando a extrapolação para valores nos quais os resultados das equações de projeto tornam-se imprevisíveis devido à sua característica não linear.

O primeiro conjunto de testes comparou os resultados apresentados em [45] para um indutor espiral e um *cross*, ambos com terminais opostos, com seus análogos projetados através das equações de projeto, enquanto que o segundo teste envolveu o projeto de indutores espirais e *cross* de terminais paralelos com dimensões diferentes daquelas usadas na elaboração das equações de projeto.

5.1 TESTES DE INDUTORES COM TERMINAIS OPOSTOS

Um dos objetivos desta tese é prover um conjunto de equações de projeto para o indutor *cross* proposto por Moreira [28], assim, neste teste serão comparados os resultados das equações de projeto para um indutor espiral e um indutor *cross* com as mesmas dimensões, arquitetura e tecnologia de fabricação dos indutores apresentados em [45] e seus respectivos resultados.

De acordo com [45], dois indutores com terminais opostos foram fabricados em tecnologia AMS 0,35 μm , um na arquitetura espiral e outro na arquitetura *cross*, conforme ilustra a Figura 44, a qual mostra a fotografia do *chip*.

A Figura 45 mostra os *layouts* com as respectivas dimensões dos indutores de [45], cujas dimensões foram usadas nas equações do itens 3.3.2.1 e 3.3.2.2 para calcular os valores dos nove componentes do circuito equivalente para o indutor espiral e para

o indutor *cross*, respectivamente. Os resultados das equações estão na Tabela 12.

Figura 44: Indutores Fabricados em Tecnologia AMS 0.35 μm
(a) Indutor Cross; (b) Indutor Espiral

Fonte: Luiz Carlos Moreira

Figura 45: Dimensões dos Indutores Fabricados [45]
(a) Indutor Cross; (b) Indutor Espiral

Fonte: Autor

Tabela 12: Valores dos Componentes do Circuito Elétrico Equivalente
Calculados através das Equações de Projeto para os Indutores de [45]

	Dimensões do Indutor					Valores Calculados através das Equações de Projeto								
Arquit.	w (μm)	d (μm)	n (un)	l (μm)	$A(\mu\text{m}^2)$	R_s (Ω)	L_s (nH)	C_s (fF)	R_{sub1} (Ω)	C_{ox1} (fF)	C_{sub1} (fF)	R_{sub2} (Ω)	C_{ox2} (fF)	C_{sub2} (fF)
espiral oposto	10,0	10,0	5	99,0	35619,0	6,40	1,56	12,43	932,14	121,61	3,88	996,39	114,38	1,63
cross oposto	10,0	10,0	5	99,0	24879,4	10,58	1,71	74,97	1268,94	135,80	2,34	1542,08	141,13	3,75

Fonte: Autor

A partir dos valores calculados pelas equações de projeto, os circuitos equivalentes para os indutores foram simulados na faixa de frequências entre 1 e 10 GHz gerando dados para produzir as curvas da indutância e do fator de qualidade para o indutor *cross* – Figura 46(a) e Figura 46(b) – e para o indutor espiral – Figura 47(a) e Figura 47(b). Os valores do fator de qualidade máximo, Q , e da indutância para o fator de qualidade máximo, L_Q , extraídos dessas figuras foram comparados com os resultados apresentados em ^[45] na Tabela 13. Os valores de indutância e do índice de mérito fornecidos pelo circuito equivalente resultante das equações de projeto está em destaque, permitindo a comparação com os resultados das três amostras de ^[45].

Figura 46: Resultados da Simulação do Circuito Equivalente com Equações de Projeto Indutor Cross - (a) Indutância (nH); (b) Fator de Qualidade

Fonte: Autor

Figura 47: Resultados da Simulação do Circuito Equivalente com Equações de Projeto Indutor Espiral - (a) Indutância (nH); (b) Fator de Qualidade

Fonte: Autor

Tabela 13: Comparação do Resultado do Circuito Equivalente com Equações de Projeto com os Resultados Experimentais de [45]

	Equações de Projeto			Amostra 1			Amostra 2			Amostra 3		
Arquitetura	f_0 (GHz)	L_0 (nH)	Q	f_0 (GHz)	L_0 (nH)	Q	f_0 (GHz)	L_0 (nH)	Q	f_0 (GHz)	L_0 (nH)	Q
espiral oposto	7,20	1,62	5,85	5,50	1,90	5,50	4,80	1,98	4,70	5,00	2,00	4,40
cross oposto	6,22	2,11	3,75	5,20	2,10	3,30	5,00	2,05	3,75	5,00	2,20	3,60

Fonte: Autor

Os resultados da Tabela 13 corroboram a validade das equações de projeto e as estimativas previstas pela Tabela 10, pois os valores obtidos usando a simulação do circuito equivalente com componentes calculados através as equações de projeto, tanto para a indutância, que está abaixo dos resultados de [45], quanto para o fator Q , que está acima dos valores medidos em [45], estão de acordo com as indicações da Tabela 10.

5.2 TESTES DE INDUTORES COM TERMINAIS PARALELOS SIMULADOS

Através das equações de projeto do item 3.3.2 foram projetados dois indutores espirais planares com terminais paralelos e dois indutores *cross* com terminais paralelos, com dimensões diferentes dos indutores usados na elaboração das equações de projeto. Como o objetivo é testar a habilidade das equações de projeto para gerar os valores dos elementos do circuito equivalente desses indutores, optou-se por avaliar componentes que ocupem áreas consideravelmente diferentes, que por simplicidade, serão chamados de **Indutor Pequeno** e **Indutor Grande**. A Figura 48

Figura 48: Tamanho dos Indutores Testados

Fonte: Autor

mostra na mesma escala os indutores *cross* pequeno e grande, permitindo visualizar a diferença da área ocupada pelo o *layout* dos indutores *cross* testados.

A Tabela 14 mostra configuração dos indutores com sua tecnologia, sua arquitetura e tamanho, além de suas dimensões de projeto: largura de trilha (w), distância entre trilhas (d), quantidade de trilhas (n), comprimento do lado do *gap*/núcleo (l) e área ocupada no *chip* (A).

Tabela 14: Dimensões dos Indutores do Experimento

Configuração do Indutor			Dimensões do Indutor				
<i>Tecnologia</i>	<i>Arquitetura</i>	<i>Tamanho</i>	w (um)	d (um)	n (un)	l (um)	A (um ²)
AMS 035um ou IBM 013um	espiral paralelo	Pequeno	7,0	9,0	3	55,15	8613,67
		Grande	17,0	13,0	9	236,17	244972,29
	<i>cross</i> paralelo	Pequeno	7,0	9,0	3	55,15	7595,82
		Grande	17,0	13,0	9	236,17	198171,24

Fonte: Autor

Os valores para o circuito equivalente de nove elementos calculados através das equações de projeto são listados na Tabela 15, que também traz a configuração dos indutores simulados. Os *layouts* dos indutores do teste foram elaborados usando os algoritmos do item 3.2 e as dimensões da Tabela 14, foram simulados no ADS da Keysight. Os resultados das simulações eletromagnéticas do *layout* e do circuito equivalente de nove elementos usando os valores calculados pelas equações de projeto e listados na Tabela 15 foram comparados.

Tabela 15: Valores do Circuito Equivalente dos Indutores do Experimento

Configuração do Indutor			Valores Calculados através das Equações de Projeto								
<i>Tecnologia</i>	<i>Arquitetura</i>	<i>Tamanho</i>	R_s (Ω)	L_s (nH)	C_s (fF)	R_{sub1} (Ω)	C_{ox1} (fF)	C_{sub1} (fF)	R_{sub2} (Ω)	C_{ox2} (fF)	C_{sub2} (fF)
AMS 035um	espiral paralelo	Pequeno	3,40	0,43	2,48	1581,83	25,00	27,45	1771,68	22,08	19,84
		Grande	16,95	12,53	40,28	351,76	562,06	87,95	368,15	527,71	42,77
	<i>cross</i> paralelo	Pequeno	7,32	0,48	11,97	1779,21	33,97	24,77	1643,71	32,14	26,82
		Grande	31,69	13,24	299,90	382,61	690,56	71,52	346,80	703,07	88,89
IBM 013um	espiral paralelo	Pequeno	0,79	0,37	3,39	411,41	34,83	15,57	339,36	17,06	17,26
		Grande	3,05	11,77	28,06	1809,34	243,11	445,47	1793,38	251,53	262,62
	<i>cross</i> paralelo	Pequeno	4,43	0,41	7,60	836,35	21,96	11,10	458,23	23,91	20,52
		Grande	12,48	11,39	119,65	672,13	356,50	506,63	651,21	369,87	967,34

Fonte: Autor

Os resultados dos experimentos são listados nos gráficos do item 5.2.1 até o item 5.2.4. Estes gráficos possuem duas linhas: a linha vermelha sólida corresponde à simulação eletromagnética do *layout* do indutor e é indicada com o sufixo **_Lay**, e a linha verde com traços e pontos que corresponde à simulação do circuito equivalente de nove elementos com componentes cujos valores foram calculados através das equações de projeto e cuja indicação é através do sufixo **_Eqn**.

5.2.1 RESULTADOS PARA INDUTORES ESPIRAIS AMS 0,35 μm

Os resultados do experimento para os indutores espirais AMS 0,35 μm com terminais paralelos estão nos gráficos das Figura 49, para o indutor pequeno, e Figura 50, para o indutor grande, onde os gráficos (a) e (b) referem-se aos parâmetros de espalhamento, S_{11} e S_{12} , respectivamente. Os gráficos (c) ilustram o comportamento da indutância no *layout* e no circuito equivalente e os gráficos (d) exibem o fator de qualidade para o *layout* e para o circuito equivalente.

A análise dos gráficos do indutor pequeno – Figura 49 – indica apenas um leve descolamento entre as curvas dos parâmetros S, mostradas nas Figura 49(a) e (b), e que o circuito equivalente possui uma frequência de ressonância menor que a indicada pela simulação do *layout*. Esse resultado é consequência de interações eletromagnéticas no substrato obtidas pela simulação do *layout* que o circuito equivalente não consegue reproduzir. Tais interações fazem a indutância aumentar com a frequência mais lentamente que o previsto pelo circuito equivalente do indutor,

Figura 49: Comparativo Layout x Equações - Indutor Espiral Pequeno
AMS 035um Terminais Paralelos - (a) S_{11} , (b) S_{12} , (c) Indutância, (d) Fator Q

Fonte: Autor

conforme mostra a Figura 49(c), aumentando a frequência de ressonância. Por esse motivo, a curva do fator de qualidade obtida a partir da simulação do *layout* – Figura 49(d) – apresenta o mesmo valor máximo que o previsto pelo circuito equivalente do indutor, mas esse máximo ocorre em uma frequência mais elevada.

**Figura 50: Comparativo Layout x Equações - Indutor Espiral Grande
AMS 035um Terminais Paralelos - (a) S_{11} , (b) S_{12} , (c) Indutância, (d) Fator Q**

Fonte: Autor

No caso do indutor grande, o comportamento previsto pelo circuito equivalente é mais próximo do comportamento da simulação do *layout*, conforme mostra a Figura 50, havendo apenas um leve descolamento nas curvas dos parâmetros S – Figura 50(a) e (b). Observa-se que nas curvas da indutância – Figura 50(c) – e do fator de qualidade – Figura 50(d) – os valores máximos previstos pelo circuito equivalente ficaram abaixo daqueles observados na simulação do *layout*, contudo, a frequência em que os valores máximos ocorrem foi prevista corretamente pelo circuito equivalente.

5.2.2 RESULTADOS PARA INDUTORES CROSS AMS 0,35 μm

O comportamento do indutor *cross* pequeno é semelhante ao indutor espiral pequeno,

porém, menos acentuado, conforme mostra a Figura 51, ocorrendo apenas um descolamento nas curvas dos parâmetros S em alta frequência – Figura 51 (a) e (b). Nas curvas da indutância – Figura 51 (c) – a interação eletromagnética no substrato faz a frequência de ressonância do *layout* ficar maior que a prevista pelo circuito equivalente. Quanto ao fator de qualidade – Figura 51 (d) – os valores máximos previstos pelo circuito equivalente ficaram acima daqueles observados na simulação do *layout*, contudo, a frequência em que os valores máximos ocorrem foi prevista corretamente pelo circuito equivalente.

Figura 51: Comparativo Layout x Equações - Indutor Cross Pequeno
AMS 035um Terminais Paralelos - (a) S_{11} , (b) S_{12} , (c) Indutância, (d) Fator Q

Fonte: Autor

Os resultados previstos pelo circuito equivalente para o indutor grande apresentam valores menores que os resultados da simulação do *layout*, principalmente nas frequências mais altas, conforme mostra a Figura 52. Os parâmetros S – Figura 52(a) e (b) – também se descolam em alta frequência. Nas curvas da indutância – Figura 52(c) – e do fator de qualidade – Figura 52(d) – os valores máximos previstos pelo circuito equivalente ficaram abaixo daqueles observados na simulação do *layout*,

notadamente nas frequências mais altas. Contudo, o circuito equivalente indica corretamente a frequência em que os valores máximos desses parâmetros ocorrem.

Figura 52: Comparativo Layout x Equações - Indutor Cross Grande
AMS 035um Terminais Paralelos - (a) S_{11} , (b) S_{12} , (c) Indutância, (d) Fator Q

Fonte: Autor

Figura 53: Comparativo Layout x Equações - Indutor Espiral Pequeno IBM 013um Terminais Paralelos - (a) S_{11} , (b) S_{12} , (c) Indutância, (d) Fator Q

Fonte: Autor

5.2.3 RESULTADOS PARA INDUTORES ESPIRAIS IBM 0,13 μm

O indutor espiral pequeno na tecnologia IBM 0,13 μm também apresenta o mesmo comportamento que seu análogo na tecnologia AMS 0,35 μm , conforme mostra a Figura 53, com apenas um descolamento nas curvas dos parâmetros S em alta frequência – Figura 53 (a) e (b). Nas curvas da indutância – Figura 53 (c) – a interação eletromagnética no substrato foi mais evidente, causando uma maior diferença entre o final das curvas do *layout* e do circuito. Contudo, as curvas do fator de qualidade – Figura 53 (d) – apresentaram um bom ajuste, com os valores máximos previstos pelo circuito equivalente um pouco menores que aqueles observados na simulação do *layout*, o mesmo acontece com frequência em que os valores máximos ocorrem.

No caso do indutor grande, a diferença entre as curvas dos parâmetros S em alta frequência – Figura 54(a) e (b) – é maior que no caso do indutor pequeno da Figura 53 por conta dos efeitos eletromagnéticos no substrato. Nas curvas da indutância –

Figura 54(c) – os resultados são bastante próximos, porém, para as curvas do fator de qualidade – Figura 54(d) – há diferença entre os máximos previstos pelo circuito equivalente e os observados na simulação do *layout*, notadamente na faixa de frequências mais altas, como provável consequência da imprecisão na estimativa da resistência do indutor.

Figura 54: Comparativo Layout x Equações - Indutor Espiral Grande
IBM 013um Terminais Paralelos - (a) S_{11} , (b) S_{12} , (c) Indutância, (d) Fator Q

5.2.4 RESULTADOS PARA INDUTORES CROSS IBM 0,13 μm

A diferença entre as curvas dos parâmetros S previstas pelo circuito equivalente e àquelas resultantes da simulação do *layout* do indutor *cross* pequeno em alta frequência é semelhante às diferenças observadas nos experimentos anteriores, conforme mostram as Figura 55(a) e (b). A curva da indutância, exibida na Figura 55(c), por outro lado, apresenta diferenças da ordem de 10% em baixa frequência, com valores previstos pelo circuito equivalente a menor que os valores observados na simulação do *layout*. O fator de qualidade da Figura 55(d) tem os valores máximos

previstos pelo circuito equivalente acima daqueles observados na simulação do *layout*, contudo, a frequência em que os valores máximos ocorrem foi corretamente prevista.

Figura 55: Comparativo Layout x Equações - Indutor Cross Pequeno
IBM 013um Terminais Paralelos - (a) S_{11} , (b) S_{12} , (c) Indutância, (d) Fator Q

O comportamento previsto pelo circuito equivalente para o indutor grande é semelhante ao do indutor pequeno, com valores menores que na simulação do *layout* nas frequências mais altas, conforme mostram os parâmetros S das Figura 56(a) e (b), que se descolam em alta frequência. A Figura 56(c), que mostra a curva da indutância, tem boa aderência entre os valores previstos pelo circuito equivalente e a simulação do *layout*, com os maiores desvios em alta frequência. A curva do fator de qualidade, Figura 56(d), é similar à do indutor pequeno com valores máximos previstos pelo circuito equivalente acima daqueles observados na simulação do *layout*, mas indica corretamente a frequência em que os valores máximos ocorrem.

Figura 56: Comparativo Layout x Equações - Indutor Cross Grande
IBM 013um Terminais Paralelos - (a) S_{11} , (b) S_{12} , (c) Indutância, (d) Fator Q

Fonte: Autor

Os resultados dos experimentos dos itens 5.2.1 a 5.2.4 estão resumidos na Tabela 16, em que se compara o máximo fator de qualidade, Q , a frequência em que este ocorre, f_Q , e a indutância nesta frequência, L_Q para os valores resultantes das simulações do *layout* e do circuito equivalente com equações de projeto.

Tabela 16: Comparação entre Simulação do *Layout* e do Circuito Equivalente

Configuração do Indutor			Layout			Equações de Projeto		
Tecnologia	Arquitetura	Tamanho	Q	f_Q (GHz)	L_Q (nH)	Q	f_Q (GHz)	L_Q (nH)
AMS 035um	espiral paralelo	Pequeno	13,7	41,82	0,58	14,2	29,21	0,55
		Grande	3,0	1,04	13,50	2,6	0,94	13,20
	cross paralelo	Pequeno	5,0	22,77	0,58	6,2	23,58	0,66
		Grande	1,5	1,01	13,55	1,3	0,90	13,41
IBM 013um	espiral paralelo	Pequeno	27,1	16,04	0,39	26,2	13,41	0,39
		Grande	16,5	1,23	13,69	23,0	1,56	14,89
	cross paralelo	Pequeno	6,6	22,84	0,49	8,3	24,55	0,48
		Grande	3,7	1,16	13,95	4,7	1,31	15,05

Fonte: Autor

A aplicação de testes t pareados por configuração de indutor, comparando as respectivas colunas dos resultados da simulação do *layout* às colunas dos resultados

da simulação do circuito equivalente obtido das equações de projeto, indica que, estatisticamente, os resultados da simulação do *layout* e do circuito equivalente com equações de projeto são iguais ao nível de confiança de 95%, corroborando a validação das equações de projeto exposta no item 4.3.

Outro aspecto a observar é a diferença no máximo fator de qualidade, o qual é sempre maior nos indutores espirais que nos indutores *cross* com mesma área, independente da tecnologia de fabricação, do tamanho e da posição dos terminais – opostos ou paralelos.

5.3 COMPARAÇÃO DAS ARQUITETURAS

As arquiteturas espiral e *cross* causam diferenças no desempenho dos indutores. Para comparar essas diferenças, verificou-se a influência da arquitetura no desempenho dos indutores, extraíndo-se os valores das frequência de ressonância, frequência de Q máximo, fator Q e indutância de Q máximo dos resultados das simulações eletromagnéticas, pois são fatores críticos nos projetos de radiofrequência com indutores. Além destes fatores, a área usada pelo indutor também é um fator de interesse, por impactar no custo do projeto.

Baseado nestas considerações, o estudo da influência da arquitetura no desempenho dos indutores considerou o comportamento médio dos fatores de projeto – frequência de ressonância, frequência de Q máximo, fator Q e indutância de Q máximo – como função da área dos indutores. Tal comportamento médio foi obtido através do modelo de regressão linear mostrado no apêndice B.

A Figura 57 ilustra a comparação entre as frequências de ressonância como função da área dos indutores *cross* – indicados pela linha vermelha, e dos indutores espirais – indicados pela linha azul. Verifica-se na Figura 57 que a frequência de ressonância dos indutores *cross* é menor que a frequência de ressonância dos indutores espirais de mesma área, sendo, em média, 2,8 vezes menor para indutores *cross* com terminais opostos – Figura 57(a) – 2,1 vezes menor para indutores *cross* com terminais paralelos – Figura 57(b) – em tecnologia AMS 0,35 μm , e 1,6 vezes menor para indutores *cross* com terminais paralelos – Figura 57(c) – em tecnologia IBM 0,13 μm .

Figura 57: Comparação Espiral x Cross – Frequência de Ressonância (GHz) em função da Área ($10^3 \mu\text{m}^2$)
 (a) AMS 0.35 μm Terminais Opostos; (b) AMS 0.35 μm Terminais Paralelos; (c) IBM 0.13 μm Terminais Paralelos

Fonte: Autor

A Figura 58 ilustra a frequência na qual o fator Q é máximo em função da área dos indutores. Os resultados obtidos para essa frequência tem comportamento semelhante aos da frequência de ressonância, porém com valores e diferenças menores. Os indutores *cross* apresentam menor área para a mesma frequência de fator Q máximo quando comparados a indutores espirais, em média, 1,5 vezes menor para indutores *cross* com terminais opostos – Figura 58(a) – 1,4 vezes menor para indutores *cross* com terminais paralelos – Figura 58(b) – em tecnologia AMS 0,35 μm , e 1,1 vezes menor para indutores *cross* com terminais paralelos – Figura 58(c) – em tecnologia IBM 0,13 μm .

Figura 58: Comparação Espiral x Cross – Frequência de Q Máximo (GHz) em função da Área ($10^3 \mu\text{m}^2$)
 (a) AMS 0.35 μm Terminais Opostos; (b) AMS 0.35 μm Terminais Paralelos; (c) IBM 0.13 μm Terminais Paralelos

Fonte: Autor

No caso dos indutores simulados com a tecnologia IBM 0,13 μm , da Figura 58(c), é importante ressaltar que a frequência de Q máximo para os indutores *cross* é maior

que para os indutores espirais até a área de $21700 \mu\text{m}^2$, isso ocorre porque a tecnologia também influência nos resultados.

Com relação ao fator Q, a Figura 59, que mostra o comportamento deste em relação às áreas dos indutores, deixa evidente que os indutores espirais possuem fatores Q maiores que os indutores *cross*, sendo que, em média, o fator de qualidade é 1,8 vezes menor para indutores *cross* com terminais opostos – Figura 59(a) – 2.3 vezes menor para indutores *cross* com terminais paralelos – Figura 59(b) – em tecnologia AMS $0,35 \mu\text{m}$, e 4.7 vezes menor para indutores *cross* com terminais paralelos – Figura 59(c) – em tecnologia IBM $0,13 \mu\text{m}$.

Figura 59: Comparação Espiral x Cross – Fator Q Máximo em função da Área ($10^3 \mu\text{m}^2$)
(a) AMS $0,35 \mu\text{m}$ Terminais Opostos; (b) AMS $0,35 \mu\text{m}$ Terminais Paralelos; (c) IBM $0,13 \mu\text{m}$ Terminais Paralelos

Fonte: Autor

A indutância equivalente do indutor na frequência em que ocorre o fator Q máximo é maior para indutores *cross* que para indutores espirais de mesma área, ou seja, o indutor *cross* permite obter maiores indutâncias em menores áreas, como pode ser observado na Figura 60, na qual, em média, a indutância é 1.4 vezes maior para indutores *cross* com terminais opostos – Figura 60(a) – 1.25 vezes maior para indutores *cross* com terminais paralelos – Figura 60(b) – em tecnologia AMS $0,35 \mu\text{m}$, e 1.24 vezes maior para indutores *cross* com terminais paralelos – Figura 60(c) – em tecnologia IBM $0,13 \mu\text{m}$.

Estes resultados mostram o desempenho médio dos indutores *cross* e espiral, nos quais verifica-se que os indutores *cross* possuem menor fator Q, menor frequência de ressonância e maior indutância que os indutores espirais de mesma área.

Figura 60: Comparação Espiral x Cross – Indutância de Q Máximo (nH) em função da Área ($10^3 \mu\text{m}^2$)
 (a) AMS 0.35 μm Terminais Opostos; (b) AMS 0.35 μm Terminais Paralelos; (c) IBM 0.13 μm Terminais Paralelos

Fonte: Autor

5.4 DISCUSSÃO DOS RESULTADOS

Os resultados apresentados nos testes do item 5.1, para indutores com terminais opostos, e item 5.2, para indutores com terminais paralelos, corroboram a validação das equações de projeto exposta no item 4.3. No aspecto intuitivo, são notórias as semelhanças entre as curvas obtidas através de simulação eletromagnética do *layout* dos indutores, com aquelas produzidas pela simulação do circuito equivalente com os componentes calculados pelas equações de projeto. No aspecto estatístico, a corroboração se deu pelos resultados de testes de comparação que indicam a igualdade dos resultados dentro dos intervalos de confiança considerados.

No item 5.3, os resultados indicam que o indutor *cross* é uma opção interessante para aplicações com restrições de área que demandam indutâncias maiores, mas não demandam fator Q elevado.

Reiterando o exposto no item 4.4, os resultados das aplicações da modelagem mostram que o circuito equivalente de nove elementos utilizado nesta tese atende a um compromisso entre precisão e complexidade, não contemplando efeitos parasitários de alta frequência como correntes de Foucault e efeito pelicular. Em consequência desta relação de compromisso, verifica-se, de modo geral, que à medida que a frequência de operação e a área dos indutores cresce, diminui a precisão das estimativas efetuadas pelo circuito equivalente. No caso do aumento da frequência de operação, as imprecisões são causadas, basicamente, pelas correntes de Foucault e efeito pelicular. No caso do aumento da área, outros efeitos associados à necessidade de considerar o indutor como um componente distribuído exigem o uso

de um modelo de circuito elétrico com mais componentes e configuração mais complexa ^[44], o que aumenta tanto a precisão, quanto a complexidade do circuito equivalente.

6 CONCLUSÕES

Neste capítulo são apresentadas as conclusões deste trabalho e sugestões para os próximos trabalhos.

6.1 CONCLUSÕES

Considerando os objetivos pretendidos pela proposta deste trabalho:

- Elaborar estudos sobre a modelagem de indutores planares integrados para frequências de micro-ondas;
- Desenvolver uma metodologia de projeto para indutores com arquitetura *cross* em frequências de micro-ondas;
- Estender a arquitetura *cross* em escalabilidade e para outras tecnologias;
- Analisar os resultados teóricos obtidos e experimentais existentes, comparando-os entre si e explicando as vantagens e desvantagens da metodologia e configurações propostas para os indutores com arquitetura *cross*.

Conclui-se que foram atingidos, pois:

- Foram conduzidos estudos sobre a modelagem para quatro arquiteturas de indutores planares integrados – espiral e *cross* com terminais opostos e espiral e *cross* com terminais paralelos – em duas tecnologias *CMOS* – AMS 0,35 μm e IBM 0,13 μm – cujas simulações cobrem o desempenho dos indutores na faixa de frequências que vai de CC até frequências de micro-ondas.
- Apresentou-se uma metodologia de projeto para indutores tanto com arquitetura espiral, como com arquitetura *cross*, a qual permite estimar os parâmetros de um circuito equivalente para o indutor em frequências de até 90% de sua frequência de ressonância.
- A arquitetura *cross* original foi estendida através da apresentação de uma nova arquitetura mais flexível e que permite tratamento algorítmico, além de ter sido portada da tecnologia AMS 0,35 μm para a tecnologia IBM 0,13 μm , evidenciando que é aplicável a outras tecnologias *CMOS*.
- A comparação dos resultados teóricos entre as arquiteturas indica que as vantagens da arquitetura *cross* sobre a arquitetura espiral são possuir maior indutância por área, enquanto que as desvantagens são possuir menor fator Q

por área e desenho mais complexo, portanto, pode ser uma alternativa atraente para aplicações em que os requisitos de área são limitados e que o fator Q não é o principal requisito. A comparação com resultados teóricos e experimentais existentes mostrou a validade das equações de projeto, bem como da metodologia empregada na sua elaboração, testes e validação.

- O processo de modelagem desenvolvido, devido a sua generalidade, é uma contribuição a destacar nesta pesquisa. Esse processo pode ser aplicado ao desenvolvimento de outros modelos de circuito elétrico para indutores, ou mesmo para modelagem de outros componentes passivos concentrados, como indutores, resistores e transformadores integrados.

6.2 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

O processo de modelagem empregado neste trabalho permite desenvolver equações de projeto baseadas nos parâmetros geométricos dos indutores, porém devido às limitações do circuito equivalente utilizado, tais modelos apresentam resultados indicativos do comportamento dos indutores com desvios em altas frequências. Assim, uma possibilidade para trabalho futuro é utilizar um circuito equivalente mais complexo, que considere outros efeitos parasitários que afetam os indutores, como correntes de Foucault e efeito pelicular, permitindo uma modelagem com maior precisão.

Outro aspecto a considerar para trabalhos futuros é a fabricação e medição de um conjunto de indutores nas tecnologias aqui empregadas para assegurar a acuracidade e precisão dos resultados teóricos.

Tratando-se de uma arquitetura pouco explorada, um trabalho futuro envolverá a comparação do desempenho da arquitetura *cross* com arquiteturas tradicionais em aplicações de circuitos, como: VCOs, LNAs e filtros.

Por fim, outra possibilidade para trabalho futuro envolverá a modelagem e testes de transformadores e baluns na arquitetura *cross*, bem como sua comparação com arquiteturas tradicionais em aplicações de circuitos.

6.3 ARTIGOS EM PERIÓDICOS CONGRESSOS E SIMPÓSIOS

Como resultado das pesquisas realizadas nesta tese foram publicados em conferências e simpósios os artigos listados a seguir, cujas as amostras são apresentadas no apêndice D.

FONTEBASSO NETO, J.; MOREIRA, L. C.; CORRERA, F. S. Modelo de Circuito Elétrico Equivalente para Indutores Planares em BCB/Cobre para Micro-Ondas. In: MOMAG2016 - 17º SBMO - Simpósio Brasileiro Micro-ondas e 12º CBMag - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo, 2016, Porto Alegre. MOMAG2016 - 17º SBMO - Simpósio Brasileiro Micro-ondas e 12º CBMag - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo, 2016

J. F. Neto, L. C. Moreira and F. S. Correra, "An equivalent electrical circuit model for spiral and cross inductors on 0.35 μm CMOS technology," 2016 IEEE MTT- S Latin America Microwave Conference (LAMC), Puerto Vallarta, 2016, pp. 1- 3. doi: 10.1109/LAMC.2016.7851296

Adicionalmente, foi aceito para publicação no periódico JMOe – Journal of Microwaves, Optoelectronics and Eletromagnetic Applications, ISSN: 2179-1074, o artigo:

J. Fontebasso Neto, L. C. Moreira, F. S. Correra, Design equations for spiral and scalable cross inductors on 0.35 μm CMOS technology

REFERÊNCIAS

- [1] A. Lidow, J. Strydom, M. d. Rooij e D. Reusch, GaN transistors for efficient power conversion, Second Edition ed., Chichester, West Sussex: John Wiley & Sons Ltd, 2014.
- [2] J. Baker, CMOS : circuit design, layout, and simulation, 3rd ed. ed., I. the Institute of Electrical and Electronics Engineers, Ed., Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2010.
- [3] R. G. Pesel, "Impedance Matching Networks for Wireless Applications," University of Waterloo, Waterloo, Ontario, Canada, 2015.
- [4] J. Fritzin, T. Johansson e A. Alvandpour, "Impedance Matching Techniques in 65nm CMOS Power Amplifiers for 2.4GHz 802.11n WLAN," em *2008 38th European Microwave Conference*, Amsterdam, Netherlands, 2008.
- [5] H. C. Luong e J. Yin, Transformer-Based Design Techniques for Oscillators and Frequency Dividers, 1 ed., Cham, Zug, Switzerland: Springer International Publishing, 2016, p. 205.
- [6] O. Casha e e. al., "Utilization of MEMS Tunable Inductors in the design of RF voltage-controlled oscillators," em *2008 15th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems*, St. Julien's, 2008.
- [7] Y. S. Lin, C. C. Wang, T. M. Tsai e W. C. Wen, "A low power and high conversion gain 60-GHz CMOS up-conversion mixer using current injection and dual negative resistance compensation techniques," em *2013 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Denver, Colorado, USA, 2013.
- [8] Y.-C. Lee e e. al., "A CMOS doubly balanced monolithic ring mixer with an advanced IF extraction," em *2012 IEEE International Conference on Electron Devices and Solid State Circuit (EDSSC)*, Bangkok, Thailand, 2012.
- [9] Z. Xu e e. al., "Integrated D-band transmitter and receiver for wireless data communication in 65 nm CMOS," *Analog Integr Circ Sig Process*, vol. 82, nº 1, p. 171–179, 2015.
- [10] S. Arshad, F. Zafar, R. Ramzan e Q. Wahab, "Wideband and multiband CMOS LNAs: State-of-the-art and future prospects," *Microelectronics Journal*, Vols. 1 de

244-9, pp. 774-786, Sep 2013.

- [11] S. Kumari, S. Gupta, N. Pandey, R. Pandey e R. Anurag, "LC-ladder filter systematic implementation by OTRA," *Engineering Science and Technology, an International Journal*, vol. 19, nº 4, pp. 1808-1814, 2016.
- [12] A. Taslimi e K. Mouthaan, "Design of Optimized Minimum Inductor Bandpass Filters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 65, nº 2, pp. 484-495, 2017.
- [13] H. Greenhouse, "Design of Planar Rectangular Microelectronic Inductors," *IEEE Transactions on Parts, Hybrids, and Packaging*, Vols. 1 de 210-2, pp. 101-109, Jun 1974.
- [14] A. Olivei, "Optimized Miniature Thin-Film Planar Inductors, Compatible with Integrated Circuits," *IEEE Transactions on Parts, Materials and Packaging*, vol. 5, nº 2, pp. 71-88, Jun 1969.
- [15] N. P. Aryan, Design and Modeling of Inductors, Capacitors and Coplanar Waveguides at Tens of GHz, Cham, Zug: Springer International Publishing, 2015.
- [16] A. M. Niknejad, "Analysis, Simulation, and Applications of Passive Devices on Conductive Substrates," University of California, Berkeley, 2000.
- [17] L. Aluigi, F. Alimenti, D. Pepe, L. Roselli e D. Zito, "MIDAS: Automated Approach to Design Microwave Integrated Inductors and Transformers on Silicon," *Radioengineering*, vol. 22, nº 3, pp. 714-723, 2013.
- [18] L. Moreira, W. Van Noije, D. Silveira, S. Kofuji e C. Sasaki, "A small area 2.8pJ/pulse 7th derivative Gaussian pulse generator for IR-UWB," em *2011 China-Japan Joint Microwave Conference Proceedings (CJMW)*, Hangzhou, 2011.
- [19] H. Patel, M. H., L. Dunleavy e B. Goodhue, "Conical inductor modeling using equivalent circuit technique," em *2015 IEEE 16th Annual Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON)*, Cocoa Beach, Florida, USA, 2015.
- [20] D. S. Gardner e e. al., "Forming inductor and transformer structures with magnetic materials using damascene processing for integrated circuits". USA Patente US8513750 B2, 20 Aug 2013.
- [21] J. Long, "Monolithic transformers for silicon RF IC design," *IEEE Journal of Solid-*

State Circuits, Vols. 1 de 235-9, pp. 1368-1382, Sep 2000.

- [22] L. Moreira, C. Sassaki, W. Van Noije e S. Kofuji, "A 2nd derivative Gaussian UWB pulse transmitter design using a cross inductor," em *2010 International Conference on Microelectronics (ICM)*, 2010.
- [23] R. Kaunisto, "Monolithic active resonator filters for high frequencies," Helsinki University of Technology, Helsinki, 2000.
- [24] R. Thüringer, "Characterization of integrated Lumped inductors and Transformers," Technischen Universität Wien, Wien, 2002.
- [25] D. Gallach e e. al., "Properties of bilayer contacts to porous silicon," *Applied Physics A*, Vols. 1 de 2107-2, pp. 293-300, May 2012.
- [26] G. Subramanyam, E. Shin, D. Brown e H. Yue, "Thermally controlled vanadium dioxide thin film microwave devices," em *2013 IEEE 56th International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS)*, 2013.
- [27] L. Xu e J. Wei, "Characterization and analysis of patterned shields for millimeter-wave broadside-coupled balun in CMOS technology," em *2012 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, 2012.
- [28] L. Moreira, W. Van Noije, A. Farfan-Pelaez e A. dos Anjos, "Small area cross type integrated inductor in CMOS Technology," em *IMOC 2007 - Microwave and Optoelectronics Conference*, 2007.
- [29] F. W. Grover, *Inductance Calculations*, New York: D. Van Nostrand, 1946.
- [30] E. Pettenpaul e e. al., "CAD models of lumped elements on GaAs up to 18 GHz," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 36, nº 2, pp. 294-304, 1988.
- [31] J. R. Long e M. A. Copeland, "Modeling of monolithic inductors and transformers for silicon RFIC design," em *Technologies for Wireless Applications Digest, 1995., MTT-S Symposium on, Vancouver, Vancouver, British Columbia, Canada, 1995.*
- [32] Y. Cao e e. al., "Frequency-independent equivalent-circuit model for on-chip spiral inductors," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 38, nº 3, pp. 419-426, Mar 2003.
- [33] C. Wang e e. al., "A Wideband Predictive "Double-Pi " Equivalent-Circuit Model

- for On-Chip Spiral Inductors,” *EEE Transactions on Electron Devices*, vol. 56, nº 4, pp. 609-619, 2009.
- [34] J. Gil e H. Shin, “Simple wide-band on-chip inductor model for silicon-based RFICs,” em *International Conference on Simulation of Semiconductor Processes and Devices, SISPAD 2003*, Boston, Massachusetts, USA, 2003.
- [35] L. Sun, J. Wen, J. Yan e J. Hu, “Modeling and parameters extraction of spiral inductors for silicon-based RFICs,” em *Proceedings. 7th International Conference on Solid-State and Integrated Circuits Technology, 2004.*, 2004.
- [36] J. W. Jeong e e. al., “Modeling of T-model equivalent circuit for spiral inductors in 90 nm CMOS technology,” em *Proceedings of the 2015 International Conference on Microelectronic Test Structures*, Tempe, Arizona, USA, 2015.
- [37] E. Rios, S. Garcia, L. Moreira, R. Torres e W. Van Noije, “Analysis of the effects of coupling through substrate and the calculus of the Q factor,” em *2013 IEEE Fourth Latin American Symposium on Circuits and Systems (LASCAS)*, 2013.
- [38] ams AG, ENG - 182 Rev 8.0 - 0.35µm CMOS C35 Process Parameters, Unterpremstätten: ams AG, 2014.
- [39] D. A. Frickey, “Conversions between S, Z, Y, H, ABCD, and T parameters which are valid for complex source and load impedances,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 42, nº 2, pp. 205-211, Feb 1994.
- [40] H. H. Chen, H. W. Zhang, S. J. Chung, J. T. Kuo e T. C. Wu, “Accurate Systematic Model-Parameter Extraction for On-Chip Spiral Inductors,” *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 55, nº 11, pp. 3267-3273, Nov 2008.
- [41] R. L. Mason, R. F. Gunst e J. L. Hess, *Statistical Design and Analysis of Experiments, with Applications to Engineering and Science*, New York: John Wiley & Sons, 1989, p. 720.
- [42] D. G. Kleinbaum, L. L. Kupper, K. E. Muller e A. Nizam, *Applied Regression Analysis and Other Multivariable Methods*, 3 ed., Pacific Grove, California, USA: Duxbury Press, 1997, p. 798.
- [43] IBM Mixed Signal Technology Development Solutions, CMOS8RF (CMRF8SF) Design Manual V 1.8.0.0, Essex Junction: IBM Corporation, 2010.
- [44] A. C. Watson, D. Melendy, P. Francis, K. Hwang e A. Weisshaar, “A

comprehensive compact-modeling methodology for spiral inductors in silicon-based RFICs,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, nº 3, pp. 849-857, March 2004.

- [45] L. C. Moreira, W. A. M. Van Noije, A. A. Pabón e A. Andrés Farfán-Peláez, “Comparison of small cross inductors and rectangular inductors designed in 0.35um CMOS technology,” em *Proceedings of the 22nd Annual Symposium on Integrated Circuits and System Design: Chip on the Dunes (SBCCI '09)*, Natal, Brazil , 2009.
- [46] N.-J. Oh e S.-G. Lee, “A Simple Model Parameter Extraction Methodology for an On-Chip Spiral Inductor,” *ETRI Journal*, vol. 28, p. 115–118, 2006.
- [47] R. F. Harrington, *Field Computation by Moment Methods*, New York, Wiley-IEEE Press, p. 225, 1993, ISBN 0-7803-1014-4.

APÊNDICE A – COMPARAÇÃO FEIXE DE VIAS E VIA EQUIVALENTE

Este apêndice compara simulações eletromagnéticas de indutores projetados com feixes de vias, segundo as regras de projeto das *foundries*, com outros indutores projetados com vias equivalentes, conforme descrito no item 3.2.1. Todas as simulações foram feitas no ADS da Keysight usando o método dos momentos ^[47] e sob as mesmas condições.

De forma simplificada, o método dos momentos, proposto por Harrington ^[47], consiste em escrever as equações de Maxwell relativas ao problema na forma integral, aplicar o teorema de Green aos potenciais de campo e transformar as integrais em somatórios, discretizando-as para obter uma solução numérica.

A discretização das integrais é a questão chave para o uso de uma via equivalente ao invés de um feixe de vias, conforme descrito no item 3.2.1, pois o processo consiste em dividir a superfície da estrutura em elementos pequenos o suficiente para que as menores partes da estrutura os contenham, produzindo uma malha de elementos. Assim, em decorrência da diferença de tamanho, o uso do feixe de vias nos indutores produz malhas com uma quantidade de elementos para simulação muito maior do que o uso da via equivalente, conforme ilustra a Figura 61, que reproduz, na mesma escala, o detalhe da interconexão das trilhas metálicas em duas camadas diferentes do indutor.

Figura 61: Comparação do Tamanho dos Elementos – (a) Feixe de Vias; (b) Via Equivalente

Fonte: Autor

A quantidade de elementos na malha impacta diretamente no tempo de simulação e na quantidade de memória requerida. Para evidenciar essa afirmação, um

experimento em que foram simulados oito conjuntos com três indutores cada, quatro conjuntos projetados com vias equivalentes e quatro com feixes de vias. A Tabela 17 mostra as dimensões dos indutores simulados no experimento.

Tabela 17: Dimensões dos Indutores Simulados

Configuração do Indutor			Dimensões do Indutor				
Tecnologia	Arquitetura	Tamanho	w (um)	d (um)	n (un)	l (um)	A (um ²)
AMS 035um ou IBM 013um	espiral paralelo	Pequeno	5	5	3	35,4	3617,7
		Médio	15	10	7	162,6	108832,9
		Grande	25	15	11	374,8	647249,9
	cross paralelo	Pequeno	5	5	3	35,4	3064,2
		Médio	15	10	7	162,6	82108,9
		Grande	25	15	11	374,8	476301,2

Fonte: Autor

O resultado das simulações encontra-se na Tabela 18, na qual a indicação da coluna *Tamanho*, remete às dimensões listadas na Tabela 17.

Tabela 18: Comparação entre Simulação com Via Equivalente e com Feixe de Vias

Tecnologia	Arquitetura	Tipo de Via	Tamanho	Lado Via (um)	Vias Feixe	Elementos Malha	Interações	Duração (min)
AMS 0,35 um	Espirale Paralelo	Via Equivalente	Pequeno	2,5	1	205	29	1,22
			Médio	7,5		301	13	1,02
			Grande	13,0		349	8	1,18
		Feixe de Vias	Pequeno	0,5	25	891	29	5,62
			Médio		225	6.729	13	102,58
			Grande		676	19.897	8	940,72
	Cross Paralelo	Via Equivalente	Pequeno	2,5	1	653	14	2,25
			Médio	7,5		2.174	10	7,17
			Grande	13,0		4.452	9	22,12
		Feixe de Vias	Pequeno	0,5	25	6.017	12	49,08
			Médio		225	106.221	11	16.064,18
			Grande		676	671.912	10	640.551,76
IBM 0,13 um	Espirale Paralelo	Via Equivalente	Pequeno	1,24	1	175	19	1,15
			Médio	4,96		269	7	0,77
			Grande	8,68		351	8	1,17
		Feixe de Vias	Pequeno	1,24	1	175	19	1,05
			Médio		16	689	7	1,3
			Grande		49	1.708	8	5,88
	Cross Paralelo	Via Equivalente	Pequeno	2,5	1	450	19	2,77
			Médio	7,5		2.080	9	7,18
			Grande	13,0		4.260	8	21,02
		Feixe de Vias	Pequeno	1,24	1	450	19	2,77
			Médio		16	8.825	10	102,9
			Grande		49	41.481	8	2.318,76

Fonte: Autor

Os valores destacados em amarelo na Tabela 18 são estimativas baseadas no crescimento quadrático das quantidades de vias nos feixes, pois o tamanho da malha de elementos excedeu a capacidade da memória do computador empregado na simulação.

Tanto os resultados, como as estimativas, obtidos indicam que o tamanho da malha de elementos, quanto o tempo de simulação, quando se usam feixes de vias é

notoriamente maior do que nos casos em que se usam vias equivalentes. No caso da quantidade de elementos da malha de simulação, o uso de feixes de vias pode aumentar em mais de 50 vezes o tamanho da malha. Para o tempo de simulação, os aumentos podem atingir mais de 25000 vezes, conforme as estimativas.

Apesar destas diferenças no domínio computacional, os resultados das simulações eletromagnéticas de CC a 90% da frequência de ressonância apresentam diferenças percentuais médias inferiores a 5%, corroborando as hipóteses usadas no item 3.2.1. A Tabela 19 mostra as médias das diferenças percentuais dos resultados obtidos das simulações eletromagnéticas dos indutores com feixes de vias e com vias equivalentes.

Tabela 19: Diferenças nos Resultados da Simulação com Via Equivalente e com Feixe de Vias											
Configuração do Indutor				S11		S12		S21		S22	
Tecnologia	Arquitetura	Tamanho	Amostras	Mag%	Fase%	Mag%	Fase%	Mag%	Fase%	Mag%	Fase%
AMS 0,35 um	Espiral Paralelo	Pequeno	133	0,521	-0,634	-0,088	0,008	-0,088	0,008	0,548	133
		Médio	145	0,037	-0,065	-0,010	0,025	-0,010	0,025	0,042	145
		Grande	17	0,021	0,039	0,026	0,008	0,026	0,008	0,000	17
	Cross Paralelo	Pequeno	59	0,825	-2,028	-0,736	0,119	-0,736	0,119	0,829	59
IBM 0,13 um	Espiral Paralelo	Pequeno	160	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	160
		Médio	171	0,038	-0,367	-0,023	-0,024	-0,023	-0,024	0,102	171
		Grande	158	0,142	-0,079	-0,019	-0,014	-0,019	-0,014	0,148	158
	Cross Paralelo	Pequeno	133	-0,048	0,066	0,018	-0,043	0,018	-0,043	-0,048	133
		Médio	153	1,540	-4,153	-0,833	-0,722	-0,833	-0,722	1,492	153

Fonte: Autor

Para ilustrar as diferenças, as Figura 62 e Figura 63 trazem a carta de Smith e o gráfico polar cobrindo de CC a 90% da frequência de ressonância para um par de indutores

Figura 62: Comparativo Via Equivalente x Feixe de Vias - Indutor Espiral Médio AMS 0,35um Terminais Paralelos - (a) S₁₁, (b) S₁₂

Fonte: Autor

espirais em tecnologia AMS 0,35 μm e um par de indutores *cross* em tecnologia IBM 0,13 μm , ilustrando a magnitude das diferenças.

Tanto na Figura 62(b), como na Figura 63(b), observa-se que as diferenças nas curvas do parâmetro S_{11} e S_{12} tem um bom ajuste, mostradas nas Figura 62(a) e Figura 63(a). As diferenças são, basicamente, decorrência da minimização do efeito pelicular proporcionada pelo feixe de vias.

**Figura 63: Comparativo Via Equivalente x Feixe de Vias - Indutor Cross Médio
IBM 013um Terminais Paralelos - (a) S_{11} , (b) S_{12}**

Fonte: Autor

APÊNDICE B – ANÁLISE DE REGRESSÃO MULTIVARIADA

Conforme ^[41][42], a análise de regressão multivariada, ou apenas análise de regressão, é uma técnica estatística utilizada, entre outras aplicações, para desenvolver modelos que mostram o comportamento de uma variável dependente, ou variável resposta, ou simplesmente resposta, y – cujo valor é desconhecido e objeto de predição – como função de um conjunto de variáveis controladas, ou fatores, x_k , $k > 0$ – as variáveis cujos valores são conhecidos e controlados, sendo que cada valor de um fator é chamado de nível.

A modelagem admite fatores tomados individualmente, ou combinados em funções com dois ou mais fatores, ou ainda transformados através de funções monotônicas.

As transformações monotônicas mais comuns são: o inverso do fator ($1/x$), o logaritmo do fator ($\log x$), o fator como expoente da base natural (e^x) contudo, outras transformações são possíveis, dependendo da natureza do problema.

Desse modo, nos modelos da análise de regressão uma estimativa para a resposta, $\hat{y}$, é descrita como uma função de um conjunto de fatores, x_k , tomados individualmente, ou combinados, ou transformados, assim:

$$\hat{y} = \alpha_0 + \alpha_1 x_1 + \alpha_2 x_2 + \cdots + \alpha_k x_k \cdots + \alpha_n x_n \quad (115)$$

Sendo que o termo independente é α_0 e os demais α_k , $k > 0$, são os coeficientes dos fatores x_k , e todos os α_k , $k \geq 0$, são valores constantes e calculados de modo a minimizar a soma do erro quadrático.

$$E(\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n) = \sum_{i=1}^n (y_i - \hat{y}_i)^2 \quad (116)$$

Observando que, em (116), cada y_i é um nível para a resposta e $\hat{y}_i$ é uma estimativa para o nível da resposta calculado por (115). Desse modo, substituindo (115) em (116) fica:

$$E(\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n) = \sum_{i=1}^n (y_i - (\alpha_0 + \alpha_1 x_{i1} + \alpha_2 x_{i2} + \cdots + \alpha_n x_{in}))^2 \quad (117)$$

O valor mínimo de $E(\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n)$ ocorre no ponto em que as derivadas parciais são nulas, assim:

$$\frac{\partial E}{\partial \alpha_0} = \frac{\partial E}{\partial \alpha_1} = \frac{\partial E}{\partial \alpha_2} = \dots = \frac{\partial E}{\partial \alpha_k} = \dots = \frac{\partial E}{\partial \alpha_n} = 0 \quad (118)$$

Aplicando (118) a α_0 e a cada α_k em (117) resulta:

- Para α_0 .

$$\frac{\partial E}{\partial \alpha_0} = \sum_{i=1}^n (-y_i + \alpha_0 + \alpha_1 x_{i1} + \alpha_2 x_{i2} + \dots + \alpha_k x_{ik} \dots + \alpha_n x_{in}) = 0 \quad (119)$$

- Para α_k , $1 \leq k \leq n$.

$$\frac{\partial E}{\partial \alpha_k} = \sum_{i=1}^n (-y_i x_{ik} + \alpha_0 x_{ik} + \alpha_1 x_{i1} x_{ik} + \alpha_2 x_{i2} x_{ik} + \dots + \alpha_k x_{ik}^2 \dots + \alpha_n x_{in} x_{ik}) = 0 \quad (120)$$

Distribuindo o somatório e agrupando os termos em (120) e (121), resulta em um sistema linear com $n+1$ equações e $n+1$ variáveis.

$$\begin{aligned} \alpha_0 n + \alpha_1 \sum_{i=1}^n x_{i1} + \alpha_2 \sum_{i=1}^n x_{i2} + \dots + \alpha_k \sum_{i=1}^n x_{ik} \dots + \alpha_n \sum_{i=1}^n x_{in} &= \sum_{i=1}^n y_i \\ \alpha_0 \sum_{i=1}^n x_{i1} + \alpha_1 \sum_{i=1}^n x_{i1}^2 + \alpha_2 \sum_{i=1}^n x_{i1} x_{i2} + \dots + \alpha_k \sum_{i=1}^n x_{i1} x_{ik} \dots + \alpha_n \sum_{i=1}^n x_{i1} x_{in} &= \sum_{i=1}^n y_i x_{i1} \\ \alpha_0 \sum_{i=1}^n x_{i2} + \alpha_1 \sum_{i=1}^n x_{i2} x_{i1} + \alpha_2 \sum_{i=1}^n x_{i2}^2 + \dots + \alpha_k \sum_{i=1}^n x_{i2} x_{ik} \dots + \alpha_n \sum_{i=1}^n x_{i2} x_{in} &= \sum_{i=1}^n y_i x_{i2} \\ &\dots \\ \alpha_0 \sum_{i=1}^n x_{ik} + \alpha_1 \sum_{i=1}^n x_{ik} x_{i1} + \alpha_2 \sum_{i=1}^n x_{ik} x_{i2} + \dots + \alpha_k \sum_{i=1}^n x_{ik}^2 \dots + \alpha_n \sum_{i=1}^n x_{ik} x_{in} &= \sum_{i=1}^n y_i x_{ik} \\ &\dots \\ \alpha_0 \sum_{i=1}^n x_{in} + \alpha_1 \sum_{i=1}^n x_{in} x_{i1} + \alpha_2 \sum_{i=1}^n x_{in} x_{i2} + \dots + \alpha_k \sum_{i=1}^n x_{in} x_{ik} \dots + \alpha_n \sum_{i=1}^n x_{in}^2 &= \sum_{i=1}^n y_i x_{in} \end{aligned} \quad (121)$$

A solução de (121) define os valores para α_k , $0 \leq k \leq n$. que produzem o menor valor para a soma do erro quadrático dado por (117), contudo, apenas definir os coeficientes que minimizam a soma do erro quadrático não é suficiente para garantir um bom modelo.

É necessário verificar se a dispersão dos resultados obtidos através do modelo é menor que a dispersão em torno da média, sendo a dispersão total em torno da média, *SQT* – Soma dos Quadrados Totais – que é a dispersão dos valores observados, y_i , em torno de seu valor médio, $\bar{y}$, é dada por:

$$SQT = \sum_{i=1}^n (y_i - \bar{y})^2 \quad (122)$$

A dispersão total da regressão, **SQR** – Soma dos Quadrados da Regressão – que é a dispersão dos valores estimados pelo modelo, $\hat{y}_i$, em torno do valor médio, $\bar{y}$, é dada por:

$$SQR = \sum_{i=1}^n (\hat{y}_i - \bar{y})^2 \quad (123)$$

Trata-se da parte da dispersão que o modelo consegue reproduzir.

A dispersão total dos resíduos, ou a dispersão total do erro, **SQE** – Soma dos Quadrados dos Erros – é dada por:

$$SQE = \sum_{i=1}^n (y_i - \hat{y}_i)^2 \quad (124)$$

Trata-se da parte da dispersão que o modelo não consegue reproduzir.

Desse modo, a equação geral para a dispersão, que relaciona (122), (123) e (124) é:

$$SQT = SQR + SQE \quad (125)$$

Baseado nestas considerações, a verificação da validade do modelo de regressão, ou seja, se a relação entre a resposta e os fatores é funcional e válida se faz através do teste F, pois a relação entre a dispersão média da regressão, **MQR** – Média dos Quadrados da Regressão – e a dispersão média dos resíduos, **MQE** – Média dos Quadrados dos Erros – segue uma distribuição F com $k-1$ e $n-k$ graus de liberdade, $F_{(k-1),(n-k)}$.

Assim:

$$\frac{MQR}{MQE} \geq F_{(k-1),(n-k)} \quad (126)$$

Onde:

$$MQR = \frac{\sum_{i=1}^n (\hat{y}_i - \bar{y})^2}{k - 1} \quad (127)$$

$$MQE = \frac{\sum_{i=1}^n (y_i - \hat{y}_i)^2}{n - k} \quad (128)$$

A interpretação do teste F define que quanto maior for a relação (126), maior o nível

de ajuste do modelo, ou seja, sua capacidade de reproduzir o comportamento observado, ao nível de confiança definido para $F_{(k-1),(n-k)}$, que é uma probabilidade calculada e tabulada, apresentada em tabelas como a Tabela 20, que mostra $F_{v1,v2}$, para um nível de confiança de 95%.

Tabela 20: Distribuição F com nível de confiança de 95%

$v_2 \backslash v_1$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	12	15	20	24	30	40	60	120	∞
1	161,45	199,50	215,71	224,58	230,16	233,99	236,77	238,88	240,54	241,88	243,90	245,95	248,02	249,05	250,10	251,14	252,20	253,25	254,31
2	18,51	19,00	19,16	19,25	19,30	19,33	19,35	19,37	19,38	19,40	19,41	19,43	19,45	19,45	19,46	19,47	19,48	19,49	19,50
3	10,13	9,55	9,28	9,12	9,01	8,94	8,89	8,85	8,81	8,79	8,74	8,70	8,66	8,64	8,62	8,59	8,57	8,55	8,53
4	7,71	6,94	6,59	6,39	6,26	6,16	6,09	6,04	6,00	5,96	5,91	5,86	5,80	5,77	5,75	5,72	5,69	5,66	5,63
5	6,61	5,79	5,41	5,19	5,05	4,95	4,88	4,82	4,77	4,74	4,68	4,62	4,56	4,53	4,50	4,46	4,43	4,40	4,37
6	5,99	5,14	4,76	4,53	4,39	4,28	4,21	4,15	4,10	4,06	4,00	3,94	3,87	3,84	3,81	3,77	3,74	3,70	3,67
7	5,59	4,74	4,35	4,12	3,97	3,87	3,79	3,73	3,68	3,64	3,57	3,51	3,44	3,41	3,38	3,34	3,30	3,27	3,23
8	5,32	4,46	4,07	3,84	3,69	3,58	3,50	3,44	3,39	3,35	3,28	3,22	3,15	3,12	3,08	3,04	3,01	2,97	2,93
9	5,12	4,26	3,86	3,63	3,48	3,37	3,29	3,23	3,18	3,14	3,07	3,01	2,94	2,90	2,86	2,83	2,79	2,75	2,71
10	4,96	4,10	3,71	3,48	3,33	3,22	3,14	3,07	3,02	2,98	2,91	2,85	2,77	2,74	2,70	2,66	2,62	2,58	2,54
11	4,84	3,98	3,59	3,36	3,20	3,09	3,01	2,95	2,90	2,85	2,79	2,72	2,65	2,61	2,57	2,53	2,49	2,45	2,40
12	4,75	3,89	3,49	3,26	3,11	3,00	2,91	2,85	2,80	2,75	2,69	2,62	2,54	2,51	2,47	2,43	2,38	2,34	2,30
13	4,67	3,81	3,41	3,18	3,03	2,92	2,83	2,77	2,71	2,67	2,60	2,53	2,46	2,42	2,38	2,34	2,30	2,25	2,21
14	4,60	3,74	3,34	3,11	2,96	2,85	2,76	2,70	2,65	2,60	2,53	2,46	2,39	2,35	2,31	2,27	2,22	2,18	2,13
15	4,54	3,68	3,29	3,06	2,90	2,79	2,71	2,64	2,59	2,54	2,48	2,40	2,33	2,29	2,25	2,20	2,16	2,11	2,07
16	4,49	3,63	3,24	3,01	2,85	2,74	2,66	2,59	2,54	2,49	2,42	2,35	2,28	2,24	2,19	2,15	2,11	2,06	2,01
17	4,45	3,59	3,20	2,96	2,81	2,70	2,61	2,55	2,49	2,45	2,38	2,31	2,23	2,19	2,15	2,10	2,06	2,01	1,96
18	4,41	3,55	3,16	2,93	2,77	2,66	2,58	2,51	2,46	2,41	2,34	2,27	2,19	2,15	2,11	2,06	2,02	1,97	1,92
19	4,38	3,52	3,13	2,90	2,74	2,63	2,54	2,48	2,42	2,38	2,31	2,23	2,16	2,11	2,07	2,03	1,98	1,93	1,88
20	4,35	3,49	3,10	2,87	2,71	2,60	2,51	2,45	2,39	2,35	2,28	2,20	2,12	2,08	2,04	1,99	1,95	1,90	1,84
21	4,32	3,47	3,07	2,84	2,68	2,57	2,49	2,42	2,37	2,32	2,25	2,18	2,10	2,05	2,01	1,96	1,92	1,87	1,81
22	4,30	3,44	3,05	2,82	2,66	2,55	2,46	2,40	2,34	2,30	2,23	2,15	2,07	2,03	1,98	1,94	1,89	1,84	1,78
23	4,28	3,42	3,03	2,80	2,64	2,53	2,44	2,37	2,32	2,27	2,20	2,13	2,05	2,01	1,96	1,91	1,86	1,81	1,76
24	4,26	3,40	3,01	2,78	2,62	2,51	2,42	2,36	2,30	2,25	2,18	2,11	2,03	1,98	1,94	1,89	1,84	1,79	1,73
25	4,24	3,39	2,99	2,76	2,60	2,49	2,40	2,34	2,28	2,24	2,16	2,09	2,01	1,96	1,92	1,87	1,82	1,77	1,71
26	4,23	3,37	2,98	2,74	2,59	2,47	2,39	2,32	2,27	2,22	2,15	2,07	1,99	1,95	1,90	1,85	1,80	1,75	1,69
27	4,21	3,35	2,96	2,73	2,57	2,46	2,37	2,31	2,25	2,20	2,13	2,06	1,97	1,93	1,88	1,84	1,79	1,73	1,67
28	4,20	3,34	2,95	2,71	2,56	2,45	2,36	2,29	2,24	2,19	2,12	2,04	1,96	1,91	1,87	1,82	1,77	1,71	1,65
29	4,18	3,33	2,93	2,70	2,55	2,43	2,35	2,28	2,22	2,18	2,10	2,03	1,94	1,90	1,85	1,81	1,75	1,70	1,64
30	4,17	3,32	2,92	2,69	2,53	2,42	2,33	2,27	2,21	2,16	2,09	2,01	1,93	1,89	1,84	1,79	1,74	1,68	1,62
40	4,08	3,23	2,84	2,61	2,45	2,34	2,25	2,18	2,12	2,08	2,00	1,92	1,84	1,79	1,74	1,69	1,64	1,58	1,51
60	4,00	3,15	2,76	2,53	2,37	2,25	2,17	2,10	2,04	1,99	1,92	1,84	1,75	1,70	1,65	1,59	1,53	1,47	1,39
120	3,92	3,07	2,68	2,45	2,29	2,18	2,09	2,02	1,96	1,91	1,83	1,75	1,66	1,61	1,55	1,50	1,43	1,35	1,25
∞	3,84	3,00	2,60	2,37	2,21	2,10	2,01	1,94	1,88	1,83	1,75	1,67	1,57	1,52	1,46	1,39	1,32	1,22	1,01

Fonte: Autor

O nível de ajuste do modelo também pode ser verificado através de um teste t pareado

– explicado no item 4.1 – o qual usa a distribuição t-Student, cuja variável t_n é uma probabilidade calculada e tabulada em tabelas como a Tabela 21.

Tabela 21: Distribuição t-Student

n / α	0,4	0,25	0,1	0,05	0,025	0,01	0,005	0,0025	0,001	0,0005
1	0,325	1,000	3,078	6,314	12,706	31,821	63,656	127,321	318,289	636,578
2	0,289	0,816	1,886	2,920	4,303	6,965	9,925	14,089	22,328	31,600
3	0,277	0,765	1,638	2,353	3,182	4,541	5,841	7,453	10,214	12,924
4	0,271	0,741	1,533	2,132	2,776	3,747	4,604	5,598	7,173	8,610
5	0,267	0,727	1,476	2,015	2,571	3,365	4,032	4,773	5,894	6,869
6	0,265	0,718	1,440	1,943	2,447	3,143	3,707	4,317	5,208	5,959
7	0,263	0,711	1,415	1,895	2,365	2,998	3,499	4,029	4,785	5,408
8	0,262	0,706	1,397	1,860	2,306	2,896	3,355	3,833	4,501	5,041
9	0,261	0,703	1,383	1,833	2,262	2,821	3,250	3,690	4,297	4,781
10	0,260	0,700	1,372	1,812	2,228	2,764	3,169	3,581	4,144	4,587
11	0,260	0,697	1,363	1,796	2,201	2,718	3,106	3,497	4,025	4,437
12	0,259	0,695	1,356	1,782	2,179	2,681	3,055	3,428	3,930	4,318
13	0,259	0,694	1,350	1,771	2,160	2,650	3,012	3,372	3,852	4,221
14	0,258	0,692	1,345	1,761	2,145	2,624	2,977	3,326	3,787	4,140
15	0,258	0,691	1,341	1,753	2,131	2,602	2,947	3,286	3,733	4,073
16	0,258	0,690	1,337	1,746	2,120	2,583	2,921	3,252	3,686	4,015
17	0,257	0,689	1,333	1,740	2,110	2,567	2,898	3,222	3,646	3,965
18	0,257	0,688	1,330	1,734	2,101	2,552	2,878	3,197	3,610	3,922
19	0,257	0,688	1,328	1,729	2,093	2,539	2,861	3,174	3,579	3,883
20	0,257	0,687	1,325	1,725	2,086	2,528	2,845	3,153	3,552	3,850
21	0,257	0,686	1,323	1,721	2,080	2,518	2,831	3,135	3,527	3,819
22	0,256	0,686	1,321	1,717	2,074	2,508	2,819	3,119	3,505	3,792
23	0,256	0,685	1,319	1,714	2,069	2,500	2,807	3,104	3,485	3,768
24	0,256	0,685	1,318	1,711	2,064	2,492	2,797	3,091	3,467	3,745
25	0,256	0,684	1,316	1,708	2,060	2,485	2,787	3,078	3,450	3,725
26	0,256	0,684	1,315	1,706	2,056	2,479	2,779	3,067	3,435	3,707
27	0,256	0,684	1,314	1,703	2,052	2,473	2,771	3,057	3,421	3,689
28	0,256	0,683	1,313	1,701	2,048	2,467	2,763	3,047	3,408	3,674
29	0,256	0,683	1,311	1,699	2,045	2,462	2,756	3,038	3,396	3,660
30	0,256	0,683	1,310	1,697	2,042	2,457	2,750	3,030	3,385	3,646
40	0,255	0,681	1,303	1,684	2,021	2,423	2,704	2,971	3,307	3,551
60	0,254	0,679	1,296	1,671	2,000	2,390	2,660	2,915	3,232	3,460
120	0,254	0,677	1,289	1,658	1,980	2,358	2,617	2,860	3,160	3,373
∞	0,253	0,674	1,282	1,645	1,960	2,326	2,576	2,807	3,090	3,291

Fonte: Autor

Em linhas gerais, a interpretação do nível de confiança de um teste estatístico está relacionada à probabilidade de que o resultado indicado pelo teste seja o mesmo, caso ele seja repetido para uma amostra diferente extraída da mesma população, ou seja,

quando é dito que o teste foi realizado com nível de confiança de 95%, significa que, se o mesmo teste for repetido 100 vezes com outras amostras retiradas da mesma população, então, o resultado indicado pelo teste deve ser o mesmo em, pelo menos, 95 destas repetições.

Outra forma de verificar o nível de ajuste do modelo é dada através do coeficiente de determinação, r^2 :

$$r^2 = \frac{SQR}{SQT} = 1 - \frac{SQE}{SQT} \quad (129)$$

Observando que $0 \leq r^2 \leq 1$, assim, quanto mais próximo de um, maior é o nível de ajuste do modelo, e quanto mais próximo de zero, menor é este nível.

Além de verificar o nível de ajuste do modelo, é importante verificar se os coeficientes dos fatores, α_k , $0 \leq k \leq n$, são, de fato, diferentes de zero, pois é possível que tais valores sejam nulos, mas a regressão indica que não são por uma combinação específica dos valores usados na modelagem, um teste t, dado por (130), cuja hipótese nula é $\alpha_k = 0$, $0 \leq k \leq n$, é o usual para essa verificação [42].

$$T_k = \frac{\alpha_k}{\sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (y_i - \hat{y}_i)^2}{(n-2) \sum_{i=1}^n (x_{ki} - \mu_{x_k})^2}}} \quad (130)$$

onde μ_{x_k} é a média do k -ésimo fator, x_k , dada por:

$$\mu_{x_k} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_{ki} \quad (131)$$

A interpretação do teste t, neste caso é: “se $-t_{(n-2)} \leq T_k \leq t_{(n-2)}$, onde $t_{(n-2)}$ é o valor da distribuição t-Student com $n-2$ graus de liberdade ao nível de confiança escolhido, então α_k , o coeficiente do fator x_k , é nulo, caso contrário, não é nulo.”

APÊNDICE C – CÓDIGO FONTE DOS ALGORITMOS

Os códigos fontes deste apêndice são scripts em Python específicos para montagem dos indutores no *ADS* da Keysight.

Código fonte para montagem do indutor espiral com terminais paralelos

```
#!/usr/bin/python
# coding: latin-1
#=====#
# indutor_v1.py: script para determinar os vértices inferior esquerdo e      #
#               superior direito das trilhas e vias de um indutor            #
#               espiral de terminais paralelos, desenvolvido como ferramenta #
#               para auxiliar na construção dos indutores no ADS 2014.        #
#               #                                                              #
# desenvolvimento: José Fontebasso Neto nUSP: 3192331                        #
# orientadora: Fatima Salete Correra                                         #
#=====#

from datetime import date
import math

def parametrosTecnologia(tec):
    if (tec == 'IBM013um'):
        return [1.50,1.24,2.00,'MA','E1','LY','F1','FT']
    else: #AMS035um
        return [0.20,0.50,0.45,'MET4','MET3','MET2','VIA3','VIA2']

r2 = math.sqrt(2)
arquitetura = 'Quadrado'

tecnologia = 'IBM013um'
#tecnologia = 'AMS035um'

local = <nome do diretório>

# ===== parâmetros da tecnologia ===== #

# d: distância da via até a borda da área (um)
# w: lado da via (um)
# e: distância entre vias (um)
# M1: nome da última camada de metal
# M2: nome da penúltima camada de metal
# M3: nome da antepenúltima camada de metal
# V1: nome da via entre última e penúltima camada de metal
# V2: nome da via entre penúltima e antepenúltima camada de metal

[d,w,e,M1,M2,M3,V1,V2] = parametrosTecnologia(tecnologia)

# ===== parâmetros do indutor ===== #

# W: largura das trilhas (um)
# D: distância entre trilhas (um)
# N: quantidade de trilhas
# E: incremento para os vértices das trilhas (um)
# W: largura da trilha do indutor gabarito (um)
# L: comprimento da trilha diagonal do núcleo do indutor gabarito (um)
# A: área do transformador (um*um)

W = float(input("//Largura das trilhas (um) W: "))
D = float(input("//Distancia entre as trilhas (um) D: "))
N = int(input("//Quantidade de trilhas N: "))
```

```

E = W+D
# ===== definição da diagonal do núcleo e da área do indutor =====#

L = W+(N+1)*E
A = round(((L+W)/r2+2*W+(N-2)*E)*((L+W)/r2+2*W+(N-1)*E),4)

# ===== definição do nome do arquivo de saída ===== #

if(W<10):Wt='W0'+str(int(W))
else:Wt='W'+str(int(W))
if(D<10):Dt='D0'+str(int(D))
else:Dt='D'+str(int(D))
if(N<10):Nt='N0'+str(int(N))
else:Nt='N'+str(int(N))
if(L<10):Lt='L00'+str(int(L))
elif(L<100):Lt='L0'+str(int(L))
else:Lt='L'+str(int(L))

arqout = local+Wt+Dt+Nt+Lt+'.ael'

arq = open(arqout,'w')
arq.write("//load("+arqout+") - "+str(date.today())+"\n")
arq.write("\n//Largura das trilhas (um) W: "+str(W))
arq.write("\n//Distancia entre as trilhas (um) D: "+str(D))
arq.write("\n//Quantidade de trilhas N: "+str(N)+'\n')
arq.write("\n//Comprimento do lado do núcleo do indutor (um) L: "+str(round((L+W)/r2,4)))
arq.write("\n//Area do indutor (umxum) W: "+str(round(A,4)))
arq.write("\n\ndec1 contexto = de_get_current_design_context();")

# ===== definição dos parâmetros para os vértices das vias ===== #

# n: quantidade de vias por linha
# w: lado da via com resistência equivalente (ohm) a n*n vias (um)
# d: distância da via equivalente à borda da trilha (um)
# e: incremento para os vértices das vias equivalentes (um)

n = int((W-2*d-w)/(w+e))+1
w = n*w
d = (W-w)/2
e = d+w

# ===== definição das coordenadas dos vértices das trilhas e vias ===== #

# m: ordem da trilha central
# Ca: matriz com as coordenadas dos vértices da camada superior do primário
# Cb: matriz com as coordenadas dos vértices da camada inferior do primário
# Cv: matriz com as coordenadas dos vértices das vias do primário
# V: vetor auxiliar com as coordenadas dos vértices da forma:
#     [x inferior esquerdo, y inferior esquerdo, x superior direito, y superior
direito]
# i: contador de ordem de trilhas
# v: ordem da trilha vertical escolhida
# h: ordem da trilha horizontal escolhida

# ===== definição das matrizes de coordenadas ===== #

Ca = []
Cb = []
Cv = []

# ===== definição das coordenadas dos vértices das trilhas do núcleo ===== #

m = int((N-1)/2)
L = (L+W)/r2
Cb = [L/2-E, -L/2-W, L/2+W+m*E, -L/2]

```

```

Cv = [L/2-E+d, -L/2-W+d, L/2-E+e, -L/2-W+e]

for i in range(0,m+1):
    V = [-L/2-W-i*E, -L/2-W-i*E, L/2-D+i*E, -L/2-i*E]
    Ca.append(V)
    V = [-L/2-W-i*E, -L/2-W-i*E, -L/2-i*E, L/2+W+i*E]
    Ca.append(V)
    V = [-L/2-W-i*E, L/2+i*E, L/2+W+i*E, L/2+W+i*E]
    Ca.append(V)
    if(i<m):
        V = [L/2+i*E, -L/2-W-(i+1)*E, L/2+W+i*E, L/2+W+i*E]
        Ca.append(V)

# ===== listagem dos resultados ===== #

arq.write('\n\n//Camada Alta\n')
arq.write('decl camada = db_get_layerid(contexto, '"+M1+"', "drawing");')
for i in range(0, len(Ca)):
    arq.write('\ndb_add_rectangle(contexto, camada, ')
    for j in range(0, len(Ca[i])):
        if(j<len(Ca[i])-1):arq.write(str(round(Ca[i][j],4))+", ")
        else:arq.write(str(round(Ca[i][j],4))+");")

arq.write('\ndb_create_pin(contexto, '+ str(round(Ca[-1][2],4))+', '+str(round(Ca[-1][3]-W/2,4))+', 0, camada, 1);')

arq.write("\n\n//Via\n")
arq.write('decl camada = db_get_layerid(contexto, '"+V1+"', "drawing");')
arq.write('\ndb_add_rectangle(contexto, camada, ')
for j in range(0, len(Cv)):
    if(j<len(Cv)-1):arq.write(str(round(Cv[j],4))+", ")
    else:arq.write(str(round(Cv[j],4))+");")

arq.write("\n\n//Camada Baixa\n")
arq.write('decl camada = db_get_layerid(contexto, '"+M2+"', "drawing");')
arq.write('\ndb_add_rectangle(contexto, camada, ')
for j in range(0, len(Cb)):
    if(j<len(Cb)-1):arq.write(str(round(Cb[j],4))+", ")
    else:arq.write(str(round(Cb[j],4))+");")

arq.write('\ndb_create_pin(contexto, '+ str(round(Cb[2],4))+', '+str(round(Cb[3]-W/2,4))+', 0, camada, 2);')

arq.write('\n\nnde_select_all();\nde_union();\nde_deselect_all();')
arq.close()

```

Código fonte para montagem do indutor *cross* com terminais paralelos

```

#!/usr/bin/python
# coding: latin-1
#=====
# indutores_v3.py: script para determinar os vértices inferior esquerdo e      #
#                  superior direito das trilhas e vias de um indutor cross de  #
#                  terminais paralelos, desenvolvido como ferramenta para    #
#                  auxiliar na construção dos indutores no ADS 2014.          #
#                                                                              #
# desenvolvimento: José Fontebasso Neto nUSP: 3192331                      #
# orientadora: Fatima Salete Correra                                         #
#=====

from datetime import date
import math

def parametrosTecnologia(tec):

```



```

    if (tec == 'IBM013um'):
        return [1.50,1.24,2.00,'MA','E1','LY','F1','FT']
    else: #AMS035um
        return [0.20,0.50,0.45,'MET4','MET3','MET2','VIA3','VIA2']

r2 = math.sqrt(2)
tg = math.tan(math.pi/8)
arquitetura = 'Cross'

tecnologia = 'IBM013um'
#tecnologia = 'AMS035um'

local = <nome do diretório>

# ===== parâmetros da tecnologia ===== #

# d: distância da via até a borda da área (um)
# w: lado da via (um)
# e: distância entre vias (um)
# M1: nome da última camada de metal
# M2: nome da penúltima camada de metal
# M3: nome da antepenúltima camada de metal
# V1: nome da via entre última e penúltima camada de metal
# V2: nome da via entre penúltima e antepenúltima camada de metal

[d,w,e,M1,M2,M3,V1,V2] = parametrosTecnologia(tecnologia)

# ===== parâmetros do indutor ===== #

# W: largura das trilhas (um)
# D: distância entre trilhas (um)
# E: incremento para os vértices das trilhas (um)
# A: área quadrada disponível (um*um)
# N: quantidade de trilhas no núcleo
# L: comprimento das trilhas das diagonais do núcleo (um)
# Mt: quantidade de grupos de trilhas auxiliares à direita
# M: quantidade de trilhas auxiliares em cada lado

W = float(input("//Largura das trilhas (um) W: "))
D = float(input("//Distancia entre trilhas (um) D: "))
N = int(input("//Quantidade de trilhas N: "))
E = W+D
M = int((N+1)/2)
Mt = int(M/2)+M%2

# ===== definição da diagonal do núcleo e da área do indutor =====#

L = W+(N+1)*E
A = round(((L+W)/r2+(N-1)*E)*((L+W)/r2+2*(int((N+1)/4)+int((N+1)/2)%2)*E),4)

# ===== definição do nome do arquivo de saída ===== #

if(W<10):Wt='W0'+str(int(W))
else:Wt='W'+str(int(W))
if(D<10):Dt='D0'+str(int(D))
else:Dt='D'+str(int(D))
if(N<10):Nt='N0'+str(int(N))
else:Nt='N'+str(int(N))
if(L<10):Lt='L00'+str(int(L))
elif(L<100):Lt='L0'+str(int(L))
else:Lt='L'+str(int(L))

arqout = local+Wt+Dt+Nt+Lt+'.ael'

arq = open(arqout,'w')
arq.write("//load(\""+arqout+"\") - "+str(date.today())+"\n")

```

```

arq.write("\n//Largura das trilhas (um) W: "+str(W))
arq.write("\n//Distancia entre trilhas (um) D: "+str(D))
arq.write("\n//Quantidade de trilhas N: "+str(N)+'\n')
arq.write("\n//Comprimento do lado do núcleo (um) L: "+str(round((L+W)/r2,4)))
arq.write("\n//Area do indutor (umxum) A: "+str(round(A,4)))
arq.write("\n\ndec1 contexto = de_get_current_design_context();")

# ===== definição dos parâmetros para os vértices das vias ===== #

# n: quantidade de vias por linha
# w: lado da via com resistência equivalente (ohm) a n*n vias (um)
# d: distância da via equivalente à borda da trilha (um)
# e: incremento para os vértices das vias equivalentes (um)

n = int((W-2*d-w)/(w+e))+1
w = n*w
d = (W-w)/2
e = d+w

# ===== definição das coordenadas dos vértices das trilhas e vias ===== #

# m: ordem da trilha central
# Ca: matriz com as coordenadas dos vértices da camada superior
# Cm: matriz com as coordenadas dos vértices da camada intermediária
# Cb: matriz com as coordenadas dos vértices da camada inferior
# Cva: matriz com as coordenadas dos vértices das vias para camada superior
# Cvb: matriz com as coordenadas dos vértices das vias para camada inferior
# V: vetor auxiliar com as coordenadas dos vértices da forma:
# [x inferior esquerdo, y inferior esquerdo, x superior direito, y superior
direito]
# i: contador de ordem de trilhas
# v: ordem da trilha vertical escolhida
# h: ordem da trilha horizontal escolhida

# ===== definição das matrizes de coordenadas ===== #

Ca = []
Cm = []
Cb = []
Cva = []
Cvb = []

# === definição das coordenadas dos vértices das trilhas e vias do núcleo === #

m = int((N-1)/2) # definição das trilhas centrais do núcleo
V = [-W/2, -L/2, W/2, L/2]
Ca.append(V)
V = [-L/2, -W/2, L/2, W/2]
Cm.append(V)
for i in range(1,m+1): # definição das trilhas e vias do núcleo
    V = [-W/2+i*E, -L/2+i*E, W/2+i*E, L/2+i*E*tg]
    Ca.append(V)
    V = [-W/2-i*E, -L/2-i*E*tg, W/2-i*E, L/2-i*E]
    Ca.insert(0,V)
    V = [V[2]-e, V[3]-e, V[2]-d, V[3]-d]
    Cva.append(V)
    V = [-L/2+i*E, -W/2+i*E, L/2+i*E*tg, W/2+i*E]
    Cm.append(V)
    V = [-L/2-i*E*tg, -W/2-i*E, L/2-i*E, W/2-i*E]
    Cm.insert(0,V)
    V = [V[2]-e, V[3]-e, V[2]-d, V[3]-d]
    Cva.append(V)
Cva.pop(-1) # as trilhas são inseridas ordenadamente

# === definição das coordenadas dos vértices das trilhas auxiliares e vias === #
#

```

```

# rotação das coordenadas do núcleo:  $x_r=(x-y)/\text{raiz}(2)$  e  $y_r=(x+y)/\text{raiz}(2)$ 

ref = 0.5*(L+W)/r2                                # referência: metade do lado do núcleo
Kd = Mt                                             # controle do comprimento dos stubs direito
xr = (Ca[0][0]-Ca[0][1])/r2                        # definição do lado direito do indutor
yr = (Ca[0][0]+Ca[0][1])/r2                        # stub de saída da camada alta do núcleo
V = [xr, yr, ref+(Kd+1)*E, yr+W]
Ca.append(V)
xr = (Cm[0][2]-Cm[0][3])/r2                        # stub de saída da camada baixa do núcleo
yr = (Cm[0][2]+Cm[0][3])/r2
V = [xr, yr-W, ref+(Kd+1)*E, yr]
Cm.append(V)
for i in range(1,m+2):
    j = m+i
    if(j==N): j = m
    xr = (Ca[i][0]-Ca[i][1])/r2                    # stubs da camada alta do núcleo
    yr = (Ca[i][0]+Ca[i][1])/r2
    V = [xr, yr, ref+Kd*E, yr+W]
    Ca.append(V)
    xr = (Cm[j][2]-Cm[j][3])/r2                    # stubs da camada baixa do núcleo
    yr = (Cm[j][2]+Cm[j][3])/r2
    V = [xr, yr-W, ref+Kd*E, yr]
    Cm.append(V)
    if((M-i)%2==1):                                # trilhas e vias de conexão baixas
        V = [Ca[-1][2]-e, Ca[-1][3]-e, Ca[-1][2]-d, Ca[-1][3]-d]
        Cva.append(V)
        Cvb.append(V)
        V = [Cm[-1][2]-e, Cm[-1][3]-e, Cm[-1][2]-d, Cm[-1][3]-d]
        Cvb.append(V)
        V = [Ca[-1][2]-W, Ca[-1][1], Ca[-1][2], Cm[-1][3]]
        Cb.append(V)
    else:                                            # trilhas e vias de conexão altas
        V = [Cm[-1][2]-e, Cm[-1][3]-e, Cm[-1][2]-d, Cm[-1][3]-d]
        Cva.append(V)
        V = [Ca[-1][3]-W, Ca[-1][1], Ca[-1][2], Cm[-1][3]]
        Ca.append(V)
        Kd = Kd-1

Ke = Mt-1                                          # controle do comprimento dos stubs esquerdo
for i in range(0,m+1):                            # definição do lado esquerdo do indutor
    k = m+i
    if(i==0): j = m
    else: j = i%m
    xr = (Ca[k][2]-Ca[k][3])/r2                    # stubs da camada alta do núcleo
    yr = (Ca[k][2]+Ca[k][3])/r2
    V = [-ref-(Mt-Ke)*E, yr-W, xr, yr]
    Ca.append(V)
    xr = (Cm[j][0]-Cm[j][1])/r2                    # stubs da camada baixa do núcleo
    yr = (Cm[j][0]+Cm[j][1])/r2
    V = [-ref-(Mt-Ke)*E, yr, xr, yr+W]
    Cm.append(V)
    if(i%2==0):                                    # trilhas e vias de conexão altas
        V = [Cm[-1][0]+d, Cm[-1][1]+d, Cm[-1][0]+e, Cm[-1][1]+e]
        Cva.append(V)
        V = [Cm[-1][0], Cm[-1][1], Cm[-1][0]+W, Ca[-1][3]]
        Ca.append(V)
    else:                                            # trilhas e vias de conexão baixas
        V = [Ca[-1][0]+d, Ca[-1][1]+d, Ca[-1][0]+e, Ca[-1][1]+e]
        Cva.append(V)
        Cvb.append(V)
        V = [Cm[-1][0]+d, Cm[-1][1]+d, Cm[-1][0]+e, Cm[-1][1]+e]
        Cvb.append(V)
        V = [Cm[-1][0], Cm[-1][1], Cm[-1][0]+W, Ca[-1][3]]
        Cb.append(V)
        Ke = Ke-1

```

```
# ===== montagem do arquivo .ael ===== #

arq.write('\n\n//Camada Alta do Núcleo\n')
arq.write('decl camada = db_get_layerid(contexto, "' + M1 + '", "drawing");')
for i in range(0, N):
    arq.write('\ndb_add_rectangle(contexto, camada, ')
    for j in range(0, len(Ca[i])):
        if(j < len(Ca[i]) - 1): arq.write(str(round(Ca[i][j], 4)) + ", ")
        else: arq.write(str(round(Ca[i][j], 4)) + ");")

arq.write("\n\n//Vias do Núcleo\n")
arq.write('decl camada = db_get_layerid(contexto, "' + V1 + '", "drawing");')
for i in range(0, N - 2):
    arq.write('\ndb_add_rectangle(contexto, camada, ')
    for j in range(0, len(Cva[i])):
        if(j < len(Cva[i]) - 1): arq.write(str(round(Cva[i][j], 4)) + ", ")
        else: arq.write(str(round(Cva[i][j], 4)) + ");")

arq.write("\n\n//Camada Baixa do Núcleo\n")
arq.write('decl camada = db_get_layerid(contexto, "' + M2 + '", "drawing");')
for i in range(0, N):
    arq.write('\ndb_add_rectangle(contexto, camada, ')
    for j in range(0, len(Cm[i])):
        if(j < len(Cm[i]) - 1): arq.write(str(round(Cm[i][j], 4)) + ", ")
        else: arq.write(str(round(Cm[i][j], 4)) + ");")

arq.write('\n\n//Seleção e Rotação do Núcleo\n')
arq.write('de_select_all();\nde_rotate(0,0,45);\nde_deselect_all();')

arq.write("\n\n//Camada Alta das Trilhas Auxiliares\n")
arq.write('decl camada = db_get_layerid(contexto, "' + M1 + '", "drawing");')
for i in range(N, len(Ca)):
    arq.write('\ndb_add_rectangle(contexto, camada, ')
    for j in range(0, len(Ca[i])):
        if(j < len(Ca[i]) - 1): arq.write(str(round(Ca[i][j], 4)) + ", ")
        else: arq.write(str(round(Ca[i][j], 4)) + ");")

arq.write('\ndb_create_pin(contexto, '+' str(round(Ca[N][2], 4)) + ',
'+str(round(Ca[N][3] - W/2, 4)) + ', 0, camada, 1);')

arq.write("\n\n//Vias Auxiliares Altas\n")
arq.write('decl camada = db_get_layerid(contexto, "' + V1 + '", "drawing");')
for i in range(N - 2, len(Cva)):
    arq.write('\ndb_add_rectangle(contexto, camada, ')
    for j in range(0, len(Cva[i])):
        if(j < len(Cva[i]) - 1): arq.write(str(round(Cva[i][j], 4)) + ", ")
        else: arq.write(str(round(Cva[i][j], 4)) + ");")

arq.write("\n\n//Camada Intermediária das Trilhas Auxiliares\n")
arq.write('decl camada = db_get_layerid(contexto, "' + M2 + '", "drawing");')
for i in range(N, len(Cm)):
    arq.write('\ndb_add_rectangle(contexto, camada, ')
    for j in range(0, len(Cm[i])):
        if(j < len(Cm[i]) - 1): arq.write(str(round(Cm[i][j], 4)) + ", ")
        else: arq.write(str(round(Cm[i][j], 4)) + ");")

arq.write('\ndb_create_pin(contexto, '+' str(round(Cm[N][2], 4)) + ',
'+str(round(Cm[N][3] - W/2, 4)) + ', 0, camada, 2);')

arq.write("\n\n//Vias Auxiliares Baixas\n")
arq.write('decl camada = db_get_layerid(contexto, "' + V2 + '", "drawing");')
for i in range(0, len(Cvb)):
    arq.write('\ndb_add_rectangle(contexto, camada, ')
    for j in range(0, len(Cvb[i])):
        if(j < len(Cvb[i]) - 1): arq.write(str(round(Cvb[i][j], 4)) + ", ")
        else: arq.write(str(round(Cvb[i][j], 4)) + ");")
```

```

arq.write("\n\n//Camada Baixa das Trilhas Auxiliares\n")
arq.write('decl camada = db_get_layerid(contexto, ""+M3+"", "drawing");')
for i in range (0, len(Cb)):
    arq.write('\ndb_add_rectangle(contexto, camada, ')
    for j in range(0,len(Cb[i])):
        if(j<len(Cb[i])-1):arq.write(str(round(Cb[i][j],4))+",")
        else:arq.write(str(round(Cb[i][j],4))+");")

arq.write('\n\nde_select_all();\nde_union();\nde_deselect_all();')
arq.close()

```

APÊNDICE D – PUBLICAÇÕES RESULTANTES DESTA TESE

Publicação MOMAG 2016 - 17º SBMO - Simpósio Brasileiro Micro-ondas e 12º CBMag - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo, 2016, Porto Alegre

Modelo de Circuito Elétrico Equivalente para Indutores Planares em BCB/Cobre para Micro-Ondas

José Fontebasso Neto / Luiz Carlos Moreira
Laboratório de Projetos de Circuitos Integrados Analógicos e Digitais, Universidade Católica de Santos
Santos, Brasil
jfneto@unisantos.br / lcm@unisantos.br

Fátima Salete Correra
Departamento de Engenharia de Sistemas Eletrônicos
Escola Politécnica, Universidade de São Paulo
São Paulo, Brasil
fcorrera@lme.usp.br

Resumo—Este artigo apresenta um modelo de circuito elétrico equivalente para indutores planares, para aplicação em projetos de circuitos de micro-ondas usando benzocyclobutene com trilhas em cobre (BCB/Cobre) sobre um substrato de teflon. O modelo proposto possui baixa complexidade e permite representar o desempenho do indutor em frequências de até 90% de sua frequência de ressonância. Os efeitos parasitas capacitivos presentes na estrutura do indutor planar foram modelados por uma capacitância constante. As perdas condutivas (correntes de Eddy) no substrato são representadas por uma resistência dependente de frequência. Os valores dos elementos passivos do modelo e a equação que representa a resistência de perdas em função da frequência são extraídos por técnica de ajuste de curvas, usando-se como referência os resultados da simulação EM-3D do indutor planar modelado. Esse procedimento foi aplicado a indutores planares espirais quadrados e dois tipos de indutores *cross* com indutâncias variando de 1,2 nH a 95,9 nH, fabricado em tecnologia BCB/Cobre. O modelo demonstrou sua capacidade de representar com boa precisão a resistência, a reatância e o índice de mérito de indutores com frequência de ressonância entre 1,2 GHz e 43,6 GHz em simulações que atingem até 90% da frequência de ressonância destes.

Palavras-chave — indutor planar; BCB; modelagem; simulação; micro-ondas.

I. INTRODUÇÃO

Atualmente, as técnicas de projeto de circuitos integrados permitem estimar com boa precisão e rapidez o valor das grandezas elétricas, tais como: resistência, indutância e capacitância quando se trata de esquemáticos. No entanto, para o projeto físico — *layout* — o projeto destes componentes costuma ser demorado e complicado, pois na maioria das situações não é possível elaborar modelos matemáticos simples que relacionam tais grandezas elétricas às dimensões dos componentes a partir das equações de Maxwell, levando o projetista a um ciclo de tentativa, erro e ajuste.

As resistências e as capacitâncias são mais fáceis de modelar, mas o indutor é mais difícil e requer muito tempo de simulação, principalmente, quando utilizamos simuladores eletromagnéticos. Em função disso, muitos pesquisadores têm trabalhado para obter novos modelos elétricos equivalentes mais fáceis e eficientes para auxiliar os projetistas de circuitos RF, como, por exemplo: Grover [1] em 1946, seguido pelos trabalhos de Greenhouse [2] na década de 70 e de Niknejad [3]

e Thüringer [4] na virada do ano 2000. Estes pesquisadores realizaram um esforço para produzir modelos que reproduzam o comportamento de indutores planares nos mais diversos formatos e tecnologias, contudo, tais modelos ou são limitados pela forma e tecnologia, ou são modelos interativos, necessitando de inúmeros cálculos para estimar os valores das grandezas elétricas para o modelo dos indutores a partir de suas dimensões físicas. Como contribuição, este trabalho elabora modelos para as grandezas elétricas de estruturas planares com comportamento indutivo desenvolvidas em BCB/Cobre a partir de suas dimensões físicas através de técnicas estatísticas de regressão linear.

A organização deste trabalho segue a seguinte forma: na Seção II são apresentadas a estrutura e as características do substrato de teflon com BCB/Cobre. As arquiteturas dos indutores modelados são mostradas na Seção III. O processo de modelagem, que inclui o modelo equivalente e a estimativa dos valores discretos estão na Seção IV. A Seção V mostra testes comparativos entre o modelo equivalente e a simulação do *layout* e, por fim, a Seção VI conclui o trabalho com a discussão de resultados.

II. SUBSTRATO DE TEFLON COM BCB/COBRE

A Fig. 1 apresenta a estrutura de camadas da tecnologia BCB/Cobre considerada, a qual utiliza um substrato de Teflon sobre o qual se deposita a camada de BCB. O uso de substrato de Teflon permite minimizar os efeitos parasitários comuns em indutores devido às correntes induzidas no substrato, pois o BCB possui excelentes propriedades dielétricas ($\epsilon_r=2,65$) e isolantes ($\rho=1 \times 10^{19} \Omega \cdot \text{cm}$, $V_B=3 \times 10^6 \text{ V}$) [5]. Como indicado na Fig. 1, a estrutura do substrato possui uma camada de teflon com 400 μm de espessura, recoberta por uma camada de BCB com 20 μm . As trilhas mostradas na figura (cond e cond2) são de cobre e possuem 3 μm de espessura, sendo que a trilha superior (cond) fica sobre o dielétrico, enquanto que a trilha inferior (cond2) fica imersa no dielétrico. A face inferior do substrato de Teflon é recoberta por uma camada de cobre, que constitui o plano de terra, também com 3 μm de espessura.

Para elaboração dos projetos, as dimensões permitidas pelo processo de fabricação determinam que a largura e o comprimento das trilhas (cond e cond2) estejam entre 20 μm e $4 \times 10^4 \mu\text{m}$, com distância mínima de 20 μm entre trilhas,

Publicação 2016 IEEE MTT- S Latin America Microwave Conference (LAMC),
Puerto Vallarta, 2016

An Equivalent Electrical Circuit Model for Spiral and Cross Inductors on 0.35 μm CMOS Technology

José Fontebasso Neto¹, Luiz Carlos Moreira¹, Fatima Salete Correra²

¹Universidade Católica de Santos, Santos, SP, 11015-002, Brazil, jfneto@unisantos.br, lcm@unisantos.br

²Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São Paulo, SP, 05508-010, Brazil, fcorrera@lme.usp.br

Abstract — This paper presents a simple equivalent electrical circuit model to represent spiral and cross inductors on CMOS Technology. The inductors were designed and simulated using Momentum/ADS from Keysight, and were fabricated on AMS 0.35 μm CMOS technology. Simulation data was used to develop a RLC model for the inductors, where the reactive elements are constant and the resistance depends on frequency. A linear equation was proposed to represent the frequency dependence of the inductor's resistance. The simulated results of spiral and cross inductors were in good agreement with the model results. On chip measurements of the inductors were performed from 1 to 10 GHz using a network analyzer. The inductance and maximum quality factor obtained from the measured data were well predicted by the proposed model, which showed good precision on spite of its simplicity.

Index Terms — Planar Inductors, CMOS, Modeling, Microwave.

I. INTRODUCTION

The design of integrated circuit at schematic representation level is a fast tool for designers of RF CMOS analog circuits. However, the physical design of components with complex layout, as planar inductors, is timing consuming and complicated because in most situations it is not possible to develop simple mathematical models from Maxwell's equations matching the device geometry and its electrical features, pushing the designer into a cycle of numerous attempts of trial and error. However, resistors and capacitors are easier to model than inductors, because inductors geometrically are much bigger than other passive components in planar technology. This geometric condition, causes its resistance and capacitance cannot be ignored, resulting in complicated simulations models and spending long times in electromagnetic simulations. In order to solve this problem, many researchers have been working to implement simple and efficient electrical models to aid the RF circuit designers, such as: Grover [1] in 1946 followed by Greenhouse [2] in the 70's and Niknejad [3], and Thüringer [4] around 2000. These researchers conducted researches to produce efficient models that reproduce real behavior of planar inductors. However, these models are limited to geometric form, semiconductor technology, or they are interactive, requiring an amount of calculations to estimate the values of the electrical features to model of inductors from their geometry. As contribution, this paper presents electrical and mathematical models to inductive behavior planar structures designed and produced in AMS 0.35 μm CMOS technology, using techniques of linear

regression statistics. This paper is organized as follows: section II shows the modeled structures, section III presents the simplified equivalent circuit used to model the inductor, the modeling methodology used and extraction techniques, section IV compares results from the inductor's models to the ones obtained from layout simulation, and on chip measurements, and finally, the conclusions section.

II. MODELED STRUCTURES

In this paper, two planar structures with inductive characteristics were modeled and compared: the square spiral inductor shown in Fig. 1(a), and the cross inductor shown in Fig. 1(b), proposed in [5]. Both structures were implemented in AMS 0.35 μm CMOS technology. The square spiral structure is a traditional structure used to build planar inductors, and there is an extensive literature about electrical models for it [1] - [4]. The cross inductor has a special geometric features that minimize negative mutual inductances due to crossed metal segments at 90 degree angles, and sloped metal segments at 45 degrees in reference to lateral segments. Thus, metal segments are arranged so that electrical current flows in the same direction on opposite sides. This structure is complex when compared with traditional square structure, and needs simplified electrical model to help RF designers.

Fig. 1. Modeled structures – layout and chip photograph: (a) Square Spiral and (b) Cross [5].