

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

Natalia Braun Chagas

**MODELAGEM DA CAPACITÂNCIA DE ELEMENTOS MAGNÉTICOS
PARA ELEVADAS FREQUÊNCIAS E CLASSES DE ISOLAÇÃO**

**Santa Maria, RS
2018**

PPGEE / UFSM, RS

CHAGAS, Natalia Braun

Doutora

2018

Natalia Braun Chagas

**MODELAGEM DA CAPACITÂNCIA DE ELEMENTOS MAGNÉTICOS PARA
ELEVADAS FREQUÊNCIAS E CLASSES DE ISOLAÇÃO**

Tese apresentada ao Curso de Doutorado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia: Eletrônica de Potência, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Doutora em Engenharia Elétrica.**

Orientador: Prof. Dr. Tiago Bandeira Marchesan

**Santa Maria, RS
2018**

Ficha catalográfica elaborada através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Central da UFSM, com os dados fornecidos pela autora.

Chagas, Natalia Braun

**MODELAGEM DA CAPACITÂNCIA DE ELEMENTOS MAGNÉTICOS
PARA ELEVADAS FREQUÊNCIAS E CLASSES DE ISOLAÇÃO**

Natalia Braun Chagas - 2018.

149 p.; 30 cm

Orientador: Tiago Bandeira Marchesan

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Santa Maria,

Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, RS, 2018.

1. Campo Elétrico
2. Análise eletrostática
3. Método de Elementos Finitos
4. Dispositivos magnéticos de alta frequência

© 2018

Todos os direitos autorais reservados a Natalia Braun Chagas. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita com autorização por escrito da autora.

Endereço: Av. Tiarajú, 810/sala 323. CEP: 97546-550 Bairro: Ibirapuitã, Alegrete, RS.

e-mail: natalia.b.chagas@gmail.com

Natalia Braun Chagas

**MODELAGEM DA CAPACITÂNCIA DE ELEMENTOS MAGNÉTICOS PARA
ELEVADAS FREQUÊNCIAS E CLASSES DE ISOLAÇÃO**

Tese apresentada ao Curso de Doutorado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia: Eletrônica de Potência, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Doutora em Engenharia Elétrica**.

Aprovada em 27 de agosto de 2018:

Tiago Bandeira Marchesan, Dr. (UFSM)
(Presidente/Orientador)

Ály Ferreira Flores Filho, Dr. (UFRGS)

Marcelo Lobo Heldwein, Dr. (UFSC)

Ricardo Nederson do Prado, Dr. (UFSM)

Ghendy Cardoso Junior, Dr. (UFSM)

Santa Maria, RS
2018

*Ao meu amado esposo Paulo César
pelo carinho,
pela compreensão,
pelo suporte técnico e moral.*

*Aos meus pais Juarez e Marli,
pelo amor, companheirismo e formação.
Aos meus irmãos Mauricio e Joana Aurora,
pelo apoio, pelo carinho e companheirismo.
You are simple the BEST.*

Everyone is entitled to his own opinion, but not his own facts.

Daniel Patrick Moynihan

AGRADECIMENTOS

Meus mais sinceros agradecimentos à minha família que sempre me apoiou nestes mais de 10 anos de estudos no ensino superior. Aos meus pais Juarez Muxfeldt Chagas e Marli Braun, o primeiro pelo meu curso de formação e a segunda pela minha vocação. Aos meus irmãos Joana Aurora Braun Chagas e Mauricio Braun Chagas ambos parceiros nesta caminhada de estudos e pesquisas. Ao meu esposo Paulo César Comassetto de Aguirre à minha gratidão pela parceria e paciência no desenvolvimento deste trabalho.

Agradeço ao professor Tiago Bandeira Marchesan pela confiança nas minhas capacidades, por ter me ensinado e orientado, sempre transmitindo segurança no desenvolvimento deste trabalho.

Aos professores e integrantes do grupo de pesquisa GEDRE – Inteligência em Iluminação, presentes durante toda minha formação acadêmica.

Aos professores membros da banca pelas valiosas contribuições a este trabalho.

Aos servidores do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica pelos apoio e suporte. À Universidade Federal de Santa Maria, pela oportunidade da realização de um curso de pós-graduação e à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pelo suporte financeiro.

À Universidade Federal do Pampa, campus Alegrete, pelo apoio no desenvolvimento desta Tese. Aos colegas da UNIPAMPA pela convivência e parceria dos últimos anos.

RESUMO

MODELAGEM DA CAPACITÂNCIA DE ELEMENTOS MAGNÉTICOS PARA ELEVADAS FREQUÊNCIAS E CLASSES DE ISOLAÇÃO

AUTORA: NATALIA BRAUN CHAGAS
ORIENTADOR: TIAGO BANDEIRA MARCHESAN

Essa Tese de Doutorado apresenta o desenvolvimento de modelos para elementos magnéticos para elevadas frequências e classes de isolamento. Atualmente, há uma crescente demanda de aplicação destes elementos uma vez que a eletrônica de potência tem sido inovada com o surgimento de tecnologias capazes de operar sob estas condições, elevada frequência e tensão. Diferentes aplicações como redes inteligentes, conexão de gerações distribuídas e transformadores de estado sólido impulsionam as pesquisas nestas áreas. A principal motivação deste estudo é o desenvolvimento de um modelo capaz de emular o elemento magnético, tanto para o projeto de isolamento elétrica como para verificar a interação do elemento com o circuito eletrônico no qual está inserido. O modelo proposto foi baseado na literatura tecno-científica dedicada a transformadores de potência, que apresentam elevadas classes de isolamento, porém não operam em elevada frequência. É proposto um novo método para o cálculo do valor da capacitância parasita entre condutores de seção transversal circular. Técnicas de projeto com o objetivo de redução da auto capacitância, ou capacitância parasita, são apresentadas. São apresentadas comparações entre resultados experimentais e simulações do modelo proposto comprovando a eficácia do mesmo. O modelo proposto é ainda expandido e aplicado para o caso de material isolador ser necessário entre as camadas das bobinas para elevar o isolamento elétrico das mesmas. Da mesma forma, são realizados testes experimentais para comprovar as conclusões apresentadas para esta modelagem.

Palavras-chave: Classe de isolamento. Transformador de estado sólido. Redes Inteligentes. Elemento finito.

ABSTRACT

MODELING OF CAPACITANCE OF MAGNETIC ELEMENT FOR HIGH FREQUENCY AND INSULATION CLASS

AUTHOR: NATALIA BRAUN CHAGAS
ADVISOR: TIAGO BANDEIRA MARCHESAN

This PhD thesis presents the development of models of magnetic elements for high frequency and insulation classes. Currently, there is an increasing demand for implementation of such elements as the power electronics has innovated with the development of technologies capable of operating under such conditions, high frequency and voltage. Different applications such as smart grids, distributed generation connection and solid-state transformers boost research in this area. The main motivation of this study is to develop a model to emulate the magnetic element, both for electrical insulation design as to verify the interaction of the element with the electronic circuit in which it is inserted. The model was based on the techno-scientific literature dedicated to power transformers, which have high insulation classes, but do not operate at high frequency. A new method is proposed for calculating the value of the parasitic capacitance between conductors of circular cross-section. Design techniques with the objective of reducing the self-capacitance, or parasitic capacitance, are presented. Comparisons between experimental results and simulations of the proposed model are presented, proving its effectiveness. The proposed model is further expanded and applied if insulation material is required between the layers of the coils to raise its electrical insulation. In the same way, experimental tests are performed to prove the conclusions presented for this modeling.

Keywords: Insulation class. Solid state transformer. Smart Grids. Finite elements.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Ilustração do conceito de redes inteligentes.	38
Figura 2.2 – Discretização da conexão, ilustrando o transformador de alta tensão e alta frequência.	40
Figura 2.3 – Secção transversal de um transformador com os parâmetros considerados.	48
Figura 2.4 – Representação do modelo de um transformador com parâmetros distribuídos. (a) modelo de linha de transmissão com múltiplos condutores. (b) seção diferencial do item (a).	50
Figura 2.5 – Representação do modelo de um transformador com parâmetros concentrados. (a) modelo π de parâmetros concentrados para seção de bobina. (b) modelo de parâmetros concentrados para uma bobina completa.	51
Figura 2.6 – Circuito equivalente de uma bobina, por unidade de comprimento.	52
Figura 2.7 – Circuito equivalente de duas bobinas, por unidade de comprimento.	53
Figura 2.8 – Representação de condutores de secção retangular para o cálculo da indutância.	57
Figura 2.9 – Representação das espiras para o cálculo das indutâncias.	57
Figura 2.10 – Modelos capacitivos apresentados na literatura.	59
Figura 2.11 – Caminho das linhas de campo elétrico entre duas espiras de secção circular.	60
Figura 3.1 – Trajetória das linhas de campo elétrico entre duas espiras de secção circular.	69
Figura 3.2 – Disposições das espiras e suas excitações para simulação.	69
Figura 3.3 – Resultados de simulação FEM para interação entre espiras em configuração quadrada.	71
Figura 3.4 – Resultados de simulação FEM para interação entre espiras em configuração triangular.	72
Figura 3.5 – Geometria utilizada para simulação 3D.	72
Figura 3.6 – Distribuição do campo elétrico nas espiras.	73
Figura 3.7 – Linhas de campo elétrico nas espiras circulares.	74
Figura 4.1 – Superfície cilíndrica elementar localizada dentro do revestimento isolante.	78
Figura 4.2 – Trajetória das linhas de campo elétrico entre dois condutores de seção transversal circular. a) (DALESSANDRO; CAVALCANTE; KOLAR, 2007). b) (MASSARINI; KAZIMIERCZUK, 1997) c) (LIU et al., 2016b).	79
Figura 4.3 – Trajetória das linhas de campo elétrico entre dois condutores de seção transversal circular. (a) densidade do campo elétrico FEM. (b) representação das linhas de campo elétrico.	80

Figura 4.4 – (a) Coordenadas usadas para definir o trajetória das linhas de campo. (b) zoom da Figura 4.4(a).	81
Figura 4.5 – Simetria quadrada. (a) modelo de simulação FEM. (b) Capacitâncias consideradas.	86
Figura 4.6 – Comparação de métodos para simetria quadrada (C2-9).	87
Figura 4.7 – Diferenças dos valores das capacitâncias do método proposto para os valores simulados, considerando a simetria quadrada.	88
Figura 4.8 – Simetria triangular. (a) modelo de simulação FEM. (b) Capacitâncias consideradas.	89
Figura 4.9 – Comparação de métodos para simetria triangular (C2-9).	89
Figura 4.10 – Diferenças entre os valores das capacitâncias parasitas calculados pelo método proposto e os valores simulados, considerando a simetria triangular.	90
Figura 4.11 – Relação entre o diâmetro isolado e o diâmetro do cobre para cada AWG.	91
Figura 4.12 – Trajetória das linhas de campo elétrico entre dois condutores de seção transversal circular. (a) densidade do campo elétrico FEM. (b) representação das linhas de campo elétrico.	92
Figura 4.13 – Modelo de simulação FEM considerando dois isolamentos sólidos.	93
Figura 4.14 – Diferença dos valores calculados pelos métodos apresentados e a simulação FEM, considerando a simetria quadrada.	94
Figura 4.15 – Diferença dos valores calculados pelos métodos apresentados e a simulação FEM, considerando a simetria triangular.	94
Figura 4.16 – Modelo de Validação de Alta Frequência - Modelo Completo.	95
Figura 4.17 – Representação de espiras para Cálculo de Indutâncias.	96
Figura 4.18 – Modelo concentrado.	97
Figura 4.19 – Protótipos. (a) Indutor I. (b) Indutor II. (c) Indutor III.	98
Figura 4.20 – Resposta de frequência dos indutores. (a) Impedância do indutor I. (b) Fase do indutor I. (c) Impedância do indutor II. (d) Fase do indutor II. (e) Impedância do indutor III. (f) Fase do indutor III.	101
Figura 5.1 – Trajetória das linhas de campo elétrico entre dois condutores de seção transversal circular. (a) densidade do campo elétrico FEM. (b) representação das linhas de campo elétrico.	105
Figura 5.2 – (a) Coordenadas usadas para definir o caminho das linhas de campo. (b) zoom da Figura 5.2(a).	106
Figura 5.3. – Simulações FEM.	109

Figura 5.4. – Variação da capacitância entre condutores da mesma coluna em função da espessura do isolador e sua permissividade dielétrica.	110
Figura 5.5. – Variação da capacitância entre condutores de colunas vizinhas em função da espessura do isolador e sua permissividade dielétrica.	111
Figura 5.6. – Variação da capacitância entre condutores de colunas vizinhas em função da espessura do isolador, sua permissividade dielétrica e bitola do condutor.	112
Figura 5.7 – Diferenças entre simulações e o método proposto para os valores de C_{13-18} , variando a espessura do isolador entre camadas. (a) $K = 0,25$. (b) $K = 0,5$. (c) $K = 0,75$. (d) $K = 1,0$. (e) $K = 1,5$. (f) $K = 2,0$	114
Figura 5.8 – Protótipos. (a) Indutor sem isolador. (b) Indutor com isolador de 0,61mm. (c) Indutor com isolador de 1,22mm. (d) Indutor sendo com isolador sendo enrolado.	117
Figura 5.9 – Resposta em frequência dos indutores sem núcleo magnético. (a) Impedância do indutor I. (b) Fase do indutor I. (c) Impedância do indutor II. (d) Fase do indutor II. (e) Impedância do indutor III. (f) Fase do indutor III.	118
Figura 5.10 – Resposta em frequência dos indutores com núcleo magnético. (a) Impedância do indutor I. (b) Fase do indutor I. (c) Impedância do indutor II. (d) Fase do indutor II. (e) Impedância do indutor III. (f) Fase do indutor III.	119
Figura 5.11 – Resposta em frequência dos indutores com núcleo de ar. (a) Impedância do indutor I. (b) Fase do indutor I. (c) Impedância do indutor II. (d) Fase do indutor II. (e) Impedância do indutor III. (f) Fase do indutor III.	121
Figura 6.1 – Variáveis utilizadas na simulação.	125
Figura 6.2 – Variações de parâmetros. (a) Seção transversal dos condutores. (b) Ar entre condutores. (c) Ar entre camadas.	126
Figura 6.3 – Protótipos. (a) A. (b) B. (c) C. (d) D.	128
Figura 6.4 – Resposta de frequências dos protótipos sem núcleo. (a) Protótipo A. (b) Protótipo B. (c) Protótipo C. (d) Protótipo D.	129
Figura 6.5 – Resposta de frequências dos protótipos com núcleo. (a) Protótipo A. (b) Protótipo B. (c) Protótipo C. (d) Protótipo D.	130
Figura 8.1 – Resposta do indutor sem núcleo.	136
Figura 8.2 – Resposta do indutor com núcleo.	136
Figura 8.3 – Resposta do modelo do indutor para excitação quadrada de frequência 20 kHz. (a) envoltória da forma de onda da tensão. (b) tensão das espiras na borda de descida da forma de onda da alimentação.	137

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 – Valores das capacitâncias (pF/m) simulados para a configuração apresentada na Figura 3.2(a).	70
Tabela 3.2 – Valores das capacitâncias (pF/m) simulados para a configuração apresentada na Figura 3.2(b).	70
Tabela 3.3 – Excitações utilizadas para simulação da bobina ilustrada na Figura 3.5.	72
Tabela 3.4 – Valores das capacitâncias (pF) para a configuração apresentada na Figura 3.2(a).	74
Tabela 4.1 – Limites de integração para (4.23), considerando a simetria quadrada.....	86
Tabela 4.2 – Limites de integração para (4.23), considerando a simetria triangular.....	89
Tabela 4.3 – Características físicas dos protótipos.	98
Tabela 4.4 – Parâmetros para o modelo concentrado.	98
Tabela 4.5 – Frequência de auto ressonância e máxima impedância dos protótipos.	100
Tabela 4.6 – Comparação entre os métodos existentes e proposto para o modelo completo.	102
Tabela 5.1 – Valores de capacitâncias obtidas através de simulação FEM da geometria apresentada na Figura 5.3.	109
Tabela 5.2 – Ângulos de integração para capacitância entre condutores para (5.14).....	113
Tabela 5.3 – Características físicas dos protótipos.	116
Tabela 5.4 – Frequência de auto ressonância	121
Tabela 6.1 – Valores nominais para as simulações.	125
Tabela 6.2 – Características físicas dos protótipos experimentais.	127
Tabela 6.3 – Frequências de ressonância dos protótipos.	129
Tabela 8.1 – Valores de indutância própria para o Indutor considerado.	135

LISTA DE ABREVIATURAS

AWG	Área da seção do condutor (<i>American Wire Gauge</i>)
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CFP	Correção do Fator de Potência
EFT	Dispositivos magnéticos de elevada frequência e tensão
FEM	Método de Elementos Finitos (<i>Finite Element Method</i>)
FREEDM	Centro de pesquisa dos estados unidos (Futuro da Distribuição e Gestão de Energia Elétrica Renovável do inglês <i>Future Renewable Electric Energy Delivery and Management</i>)
MFT	Transformador de média frequência (<i>Medium frequency transformer</i>)
MLT	Comprimento médio da espira (m)
SST	Transformador de Estado Sólido ou transformador inteligente (<i>Solid State Transformer</i>)
THD	Distorção Harmônica Total (<i>Total Harmonic Distortion</i>)

LISTA DE SÍMBOLOS

A	área média das placas do capacitor
a	lado da secção transversal do condutor, conforme Figura 2.8
A_e	Área da secção transversal do núcleo (m^2)
b	lado da secção transversal do condutor, conforme Figura 2.8
β_{\max}	Densidade de fluxo máxima
C_{ar}	Capacitância do ar (F/m)
C_{CC}	Capacitância entre camadas, Figura 4.16 (Ω) (F)
C_{DA}	Capacitância entre discos
C_{ee}	Capacitância entre espiras (F/m)
$C_{g\Delta x}$	Capacitância entre espira e núcleo (entre espiras) (F/m)
C_{gw}	Capacitância entre a espira e o tanque, espira mais interna
C_{gt}	Capacitância entre a espira e o tanque, espira mais externa
C_{iso}	Capacitância do isolante (F/m)
$C_{m\Delta x}$	Capacitância de acoplamento entre bobinas (F/m)
C_{par}	Capacitância parasita total (F)
$C_s/\Delta x$	Capacitância série (entre espiras) (F/m)
C_T	Capacitância série entre espiras não concêntricas
d	espessura do dielétrico entre as placas
dA	Elemento de área (m^2)
dc	Capacitância elementar, dependente do ângulo (F)
$dcar$	Capacitância elementar do ar, dependente do ângulo
dc_{ee}	Capacitância elementar entre espiras, dependente do ângulo
d_{chapa}	Espessura da chapa laminada (m)
dc_{iso}	Capacitância elementar do isolante, dependente do ângulo
dl	Variação do comprimento do condutor
D_{iso}	Diâmetro do condutor isolado (m)
D_m	Diâmetro médio entre as espiras (m)
D_{nu}	Diâmetro do condutor não isolado (m)
dr	Variação do raio do condutor
$d\theta$	Variação do comprimento do condutor
ϵ_{iso}	Permissividade dielétrica relativa do material isolante do condutor
$\epsilon_{isolador}$	Permissividade dielétrica relativa do material isolante entre camadas
$E(k)$	Integral elíptica completa do segundo tipo, equação (2.11)
$\epsilon_{óleo}$	Permissividade relativa do óleo
ϵ_0	Permissividade dielétrica do ar (F/m)
ϵ_p	Permissividade relativa do papel
ϵ_r	Permissividade dielétrica relativa do material
$\epsilon_{sólido}$	Permissividade relativa do sólido
f	Frequência da fundamental da forma de onda (Hz)
G_{Cee}	Perdas no dielétrico da capacitância entre espiras (Sm)
$G_{g\Delta x}$	Perdas no dielétrico da capacitância C_g e perdas no núcleo (Sm)

GMD	Centro geométrico da secção transversal (m)
$G_m\Delta x$	Perdas no dielétrico da capacitância $C_m\Delta x$ (Sm)
$G_s/\Delta x$	Perdas no dielétrico da capacitância série (Sm)
h	Altura da bobina (m)
K	Fator de isolador
k	Razão entre a área ocupada por óleo e a área total
k_c	Fator de preenchimento do núcleo
$K(k)$	Integral elíptica completa do primeiro tipo, equação (2.10)
l	Comprimento do caminho magnético (m)
L_p	autoindutância do dispositivo magnético (H)
L_{ji}	Indutância própria da espira (H)
$L\Delta x$	Indutância da bobina (H/m)
m	Número de colunas de condutores na bobina
MLT	Comprimento médio da espira (m)
$M_m\Delta x$	Indutância mútua (H/m)
N	Número de espiras da bobina ou da coluna em estudo
n	Coefficiente dependente do material do núcleo
η	Constante dependente do material do núcleo
N_1	Número de espiras no primário
p	Variável para definição da parábola, Equação 5.9
ρ	Densidade do núcleo
$\rho_{cond.}$	Resistividade do material do condutor (Ωm)
P_h	Perdas por histerese
$\rho_{núcleo}$	Resistividade do material do núcleo (Ωm)
R	Raio da bobina (m)
R_C	Resistência relativa as perdas capacitivas, Figura 4.16 (Ω)
R_{CC}	Resistencia CC do condutor (Ω)
RF_h	Fator de resistência CA
r_i	Raio da espira i , conforme Figura 2.9 (m)
r_{iso}	Raio de seção transversal do condutor isolado (m)
R_{Lp}	Resistência série a indutância própria de uma espira da bobina, Figura 4.16 (Ω)
r_{nu}	Raio de seção transversal do cobre do condutor (m)
$R\Delta x$	Perdas do condutor (Ω/m)
s	Distância do eixo da bobina e do plano de potencial zero (m)
S_{11}	Coefficiente de reflexão S
σ	Condutividade do material do condutor (Sm)
$\tan\delta$	fator de perdas dielétricas
t_{iso}	Espessura do isolante (mm)
$t_{óleo}$	Espessura de isolamento da camada de óleo (m)
t_p	Espessura da isolamento de papel (m)
$t_{sólido}$	Espessura da camada sólida que separa as espiras (m)
ω	Frequência angular para cálculo de perdas no dielétrico (rad/s)
$\mu_{cond.}$	Permeabilidade do material do condutor (H/m)
$\mu_{núcleo}$	Permeabilidade do material do núcleo (H/m)
μ_0	Permeabilidade do ar (H/m)

V	Volume do núcleo (m^3)
x_0	Coordenada do vértice de uma parábola
x_1	Coordenada para definição do modelo proposto
x_2	Coordenada para definição do modelo proposto
x_3	Coordenada para definição do modelo proposto
$x(\theta)$	Caminho das linhas de campo elétrico (m)
Z	impedância do dispositivo (Ω)
$Z_{\text{núcleo}}$	Impedância do núcleo;
Z_0	impedância característica do instrumento e o cabeamento (geralmente 50Ω , que foi usado neste trabalho)
Y	Distância entre as espiras, conforme Figura 2.9 (m)
y	Equação da parábola, Equação 5.11
y_0	Coordenada do vértice de uma parábola
y_1	Coordenada para definição do modelo proposto, Equação 5.7

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO.....	35
2 OBJETIVOS E REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....	37
2.1 INTRODUÇÃO	37
2.2 PROBLEMATIZAÇÃO	38
2.3 OBJETIVOS	42
2.4 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	42
2.4.1 Distribuição da tensão nos enrolamentos	44
2.4.2 Trabalhos publicados na modelagem de capacitâncias, indutâncias e resistências para EFT.....	45
2.4.3 Trabalhos publicados de projetos de transformadores EFT	46
2.4.4 Modelo para o transformador de potência.....	48
2.4.4.1 Modelagem por parâmetros distribuídos	49
2.4.4.2 Modelagem por parâmetros concentrados	50
2.4.4.3 Modelo para o cálculo de indutância para condutores de seção transversal circular e espiras circulares.....	55
2.4.5 Métodos para o cálculo de capacitância entre condutores de seção transversal circular.....	59
2.4.5.1 Cálculo das Capacitâncias	59
2.4.6 Cálculo das Perdas.....	62
2.4.6.1 Cálculo das Perdas nas Capacitâncias	62
2.4.6.2 Cálculo das Perdas no Núcleo Magnético	63
2.4.6.3 Cálculo das Perdas no Condutor	64
2.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS	66
3 SIMULAÇÕES COM O MÉTODO DE ELEMENTOS FINITOS	68
3.1 INTRODUÇÃO	68
3.2 RESULTADOS E DISCUSSÕES DAS SIMULAÇÕES	68
3.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS	75
4 CÁLCULO ANALÍTICO DE AUTO CAPACITÂNCIA PARA INDUTORES E TRANSFORMADORES DE ELEVADAS FREQUÊNCIAS	76
4.1 INTRODUÇÃO	76
4.2 DEFINIÇÃO DA TRAJETÓRIA DAS LINHAS DE FLUXO ELÉTRICO	77
4.2.1 Definição da trajetória das linhas de fluxo elétrico no ar	78
4.2.2 Definição da trajetória das linhas de fluxo elétrico no isolante	82
4.2.3 Cálculo da Capacitância entre espiras.....	83
4.3 BOBINAS COM DIFERENTES SIMETRIAS	85
4.3.1 Simetria quadrada	86
4.3.2 Simetria triangular	88
4.3.3 Relação do diâmetro isolado ao diâmetro de cobre	91
4.4 CONDUTORES SOBRE ISOLADOS	92
4.5 MODELO DE INDUTOR REAL PARA VALIDAÇÃO DE ALTA FREQUÊNCIA	95
4.6 VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL	97
4.7 CONSIDERAÇÕES FINAIS	102
5 CÁLCULO ANALÍTICO DE AUTO CAPACITÂNCIA PARA INDUTORES E TRANSFORMADORES DE ELEVADAS FREQUÊNCIAS E CLASSE DE ISOLAÇÃO	
104	
5.1 INTRODUÇÃO	104
5.2 DEFINIÇÃO DO TRAJETÓRIA DAS LINHAS DE FLUXO ELÉTRICO	105
5.3 SIMULAÇÕES FEM NO SOFTWARE MAXWELL	108

5.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	116
5.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS	122
6 ESTRATÉGIAS DE PROJETO PARA DISPOSITIVOS MAGNÉTICOS COM AUTO CAPACITÂNCIA REDUZIDA	123
6.1 INTRODUÇÃO	123
6.2 INDUTÂNCIA E CAPACITÂNCIA PARASITA.....	123
6.2.1 Capacitância Parasita	123
6.3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	124
6.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	127
6.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS	131
7 CONCLUSÕES	132
8 CONSIDERAÇÕES FINAIS	134
8.1 INTRODUÇÃO	134
8.2 PUBLICAÇÕES	134
8.3 CONTINUIDADE DOS ESTUDOS	134
8.3.1 APRIMORAÇÃO DO MÉTODO COM ISOLADOR ENTRE CAMADAS	134
8.3.2 CÁLCULO DE INDUTÂNCIAS	135
8.3.3 EFEITO DO NÚCLEO MAGNÉTICO NO MODELO.....	135
8.3.4 RESSONÂNCIAS ENTRE ESPIRAS	137
8.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS	138
REFERÊNCIAS	139

1 INTRODUÇÃO

A crescente demanda pela integração de energias renováveis às matrizes geradoras mundiais tornou a conexão de gerações em corrente contínua (CC) à rede de energia um tema amplamente estudado na última década. (PAULINO; MENEGAZ; SIMONETTI, 2011). Esta demanda é oriunda da sensibilidade da geração de energia, por fontes de energia renováveis, a variações nas condições naturais e climáticas. Um exemplo é a geração de energia através de células solares, que só geram energia durante o dia. Entretanto, a energia gerada nem sempre é demandada no momento da geração. Assim, esta energia pode ser transformada para outra forma de energia, por exemplo energia química em baterias, ou conexão do parque gerador diretamente à rede elétrica de transmissão/distribuição.

Quando a geração de energia ocorre em pontos distantes da região consumidora, a transmissão da energia gerada em CC pode se torna mais atraente do que em corrente alternada (CA), dependendo de diferentes fatores (THELIO FERNANDES DA SILVA, 2011). Parques eólicos instalados nos mares e longe da costa são exemplos desta condição.

O desenvolvimento de dispositivos semicondutores de potência capazes de operar em elevadas tensões e frequências de chaveamento, aliados à evolução da eletrônica de potência, possibilitaram o desenvolvimento de novas topologias de sistemas eletrônicos voltados à operação de potência sob elevadas tensões. Como exemplo pode-se citar os conversores em alta potência em topologia multinível (PARREIRAS et al., 2018).

Esta nova tecnologia possibilitou a implementação do transformador inteligente, ou transformador de estado sólido (do inglês *Solid State Transformer - SST*), conceito já idealizado nos anos 1960 (HUBER; KOLAR, 2016). Este é um equipamento capaz de substituir o transformador magnético, largamente utilizado atualmente, com as mesmas funções básicas, elevar/rebaixar níveis de tensão e garantir a isolação elétrica entre primário e secundário (ORTIZ; BIELA; KOLAR, 2010). Contudo, por se tratar de um equipamento eletrônico, o SST oferece outras funcionalidades, como controle da qualidade de energia, possibilidade de integração de diversos sistemas (CA e CC) (VAN DER MERWE; MOUTON, 2009). Além disso, uma redução considerável de peso/volume, e por conseguinte, dos custos de instalação, pode ser alcançada através da substituição dos volumosos transformadores de 50/60Hz por transformadores de alta frequência (ORTIZ; BIELA; KOLAR, 2010).

Segundo Kirsten (2014), a estrutura básica do SST clássico é dada por três conversores CA-CC conectados em cascata, sendo que a principal conexão é a CC-CC pois é neste conversor que há isolação galvânica através de um transformador operando com elevada frequência.

Como o rendimento do sistema de conversão é influenciado pelo desempenho do dispositivo magnético, necessita-se estudar e modelar adequadamente tais dispositivos para que os sistemas eletrônicos sejam projetados de maneira otimizada e confiável.

O principal objetivo deste trabalho é modelar e projetar elementos magnéticos que operam em elevada frequência e tensão (EFT), caracterizando elevada classe de isolamento, como é o caso do elemento responsável pela isolamento galvânica do SST. Para isto, análises dos modelos existentes são realizadas, considerando os modelos para transformadores de potência e estudos realizados sobre o efeito da frequência no projeto de dispositivos magnéticos. Também é realizado um estudo do estado da arte no projeto de dispositivos magnéticos EFT.

Este trabalho está dividido em sete capítulos. O primeiro é a introdução geral do trabalho. O segundo é composto pela revisão bibliográfica do assunto com o objetivo de demonstrar a importância do estudo e identificar o estado da arte na modelagem e projeto de elementos magnéticos de EFT. O capítulo 3 apresenta o estudo inicial, das capacitâncias parasitas, realizado através de simulações empregando elementos finitos. No quarto capítulo são apresentados resultados de simulação e experimentais para técnicas para redução da capacitância parasita de dispositivos magnéticos. O capítulo 5 apresenta o modelo proposto para cálculo da capacitância entre espiras de condutores de seção transversal circular. O sexto capítulo expande o modelo proposto no capítulo 5 para dispositivos magnéticos com isolador entre as bobinas, casos de projetos de dispositivos de elevada tensão. O sétimo capítulo apresenta continuação do presente trabalho.

2 OBJETIVOS E REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 INTRODUÇÃO

Devido ao crescente consumo de energia elétrica, novas fontes de energia estão sendo utilizadas e constantemente estudadas para suprir tal demanda. Dentre elas pode-se citar a geração de energia eólica e energia fotovoltaica (ZHU et al., 2017), sendo esta difundida na geração residencial. De modo a maximizar o aproveitamento de energia de fontes renováveis opta-se, muitas vezes, por efetuar a transmissão em CC. Assim, existe uma crescente demanda pela utilização da conversão eficiente de corrente contínua para corrente alternada.

O avanço tecnológico da eletrônica de potência, aliado ao desenvolvimento de chaves e dispositivos semicondutores de elevada tensão e frequência, proporcionou o desenvolvimento de sistemas eletrônicos de alta potência, capazes de operar nas mais variadas condições, incluindo elevada tensão e frequências de chaveamento de centenas de kHz (LATEEF; HAMAD; AHMAD, 2015; NIE et al., 2014). Certas aplicações requerem alta densidade energética e isolamento elétrico, especialmente em equipamentos eletrônicos aplicados a sistemas de transmissão e distribuição de energia elétrica. Além disso, as topologias de conversores de energia que trabalham com elevados ganhos de tensão foram desenvolvidas para aplicações como armazenamento de energia magnética (MOLINA, 2017; VAZQUEZ et al., 2010), levitação magnética, sistemas de lançamento eletromagnético (ZHANG et al., 2017), carregamento de veículos elétricos (BOSSHARD; KOLAR, 2016), matrizes fotovoltaicas (ZHANG; DU; CHEN, 2013), transmissão de energia em CC (BARNES et al., 2017; SOLAS et al., 2013), carga da bateria (BARRETO et al., 2014) e aplicações de energia pulsada (AGUGLIA, 2014). Todas essas aplicações possuem em suas topologias elementos magnéticos (indutores e/ou transformadores) que operam em elevadas tensões e frequências e/ou necessitam de elevados ganhos de tensão.

Assim, neste capítulo disserta-se sobre a importância do tema desta tese para diversas aplicações, focando principalmente no SST. É também apresentada uma revisão bibliográfica da modelagem de dispositivos magnéticos. O estudo da modelagem de transformadores é consolidado do ponto de vista de análise estática considerando equipamentos de potência que operam na frequência da rede. Assim, neste capítulo apresenta-se a modelagem de transformadores de potência como ponto de partida para a modelagem de transformador EFT. Apesar das geometrias serem diferentes, a compreensão do modelo já consolidado é fundamental para o desenvolvimento do modelo proposto neste trabalho.

2.2 PROBLEMATIZAÇÃO

O atual desenvolvimento mundial traz algumas exigências para o setor elétrico, como elevada capacidade de fornecimento, confiabilidade, menor custo, elevada qualidade de energia, capacidade de gerenciar diversas cargas e gerações. Estas exigências levaram a criação do conceito de Redes Inteligentes (do inglês *Smart Grids*), que idealiza um sistema elétrico com capacidade de gerenciamento e monitoramento em tempo real, tanto para pequenos como grandes sistemas (SHE; HUANG; BURGOS, 2013). A Figura 2.1 ilustra este conceito de redes inteligentes.

Figura 2.1 – Ilustração do conceito de redes inteligentes.



Fonte: (FENÉS, 2017).

Na Figura 2.1 tem-se a conexão entre gerações CC, painéis fotovoltaicos, e CA, hidrelétrica. Ainda, temos cargas CC, como os veículos elétricos, e carga CA, como residências e indústrias. A adequação e o controle destas gerações e destes consumos em diferentes formas de onda são realizados através de uma rede inteligente de gerenciamento, da qual o SST é componente fundamental (BHATTACHARYA et al., 2010).

O SST, ou transformador inteligente, é o dispositivo chave para possibilitar a implementação de *smart grids*, já que podem funcionar como sistemas de distribuição de CC e integração de sistemas de armazenamento de energia (HUBER; KOLAR, 2016).

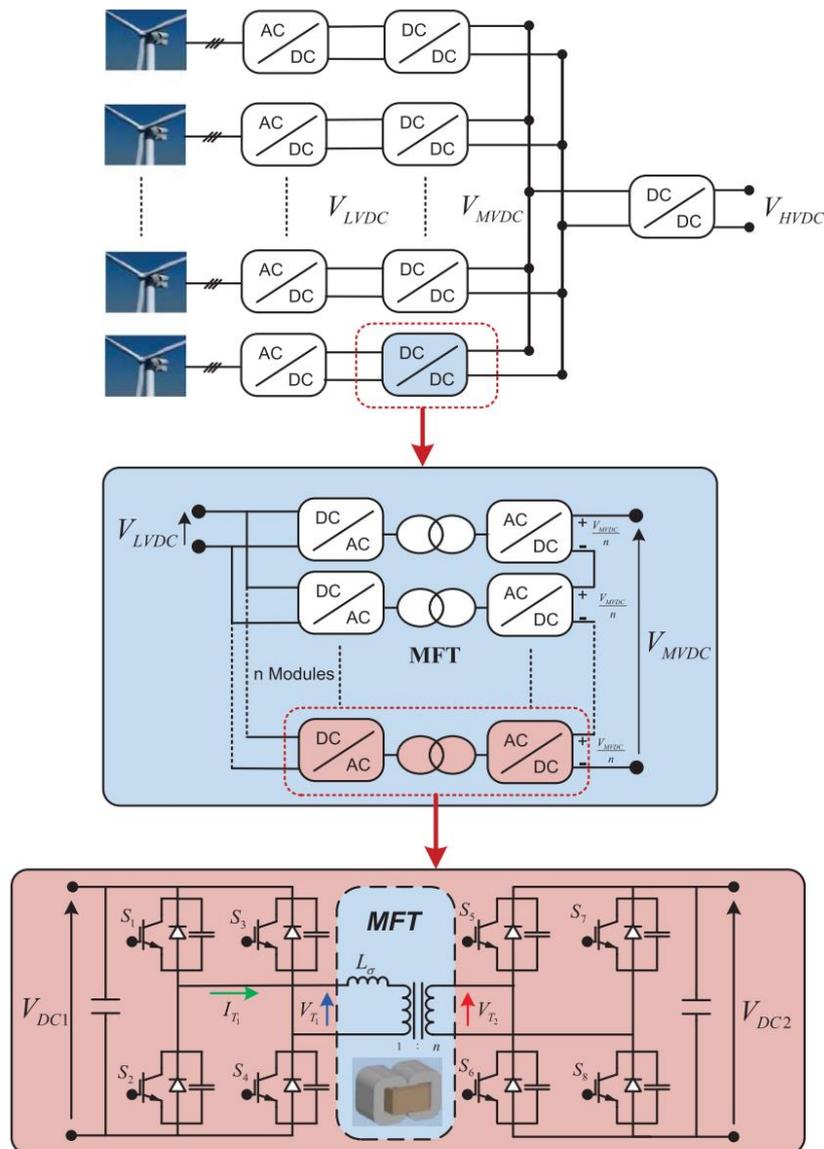
Além da alteração de níveis de tensão, algumas funcionalidades que podem ser implementadas usando SSTs são (KIRSTEN, 2014):

- Controle do fluxo bidirecional de energia;
- Modularidade;
- Correção do Fator de Potência (CFP) e Reduzida THD (*Total Harmonic Distortion*);
- Compensação de Reativos;
- Regulação de tensão;
- Estrutura de comunicação (*smart-grid*);
- Proteção contra sobrecarga e curto-circuito;
- Sistemas de distribuição em corrente contínua;
- Integração com sistemas de armazenamento de energia;
- Elevada densidade de potência.

Assim, o desenvolvimento de SSTs é o foco de vários estudos (BHATTACHARYA et al., 2010; CHAKRABORTTY, 2017; CHEN; DIVAN, 2017; DU et al., 2010; GHAS et al., 2012; HUI et al., 2011; MONTOYA; MALLELA; BALDA, 2015; ORTIZ et al., 2013, 2017, SHE et al., 2014, 2012; SHE; HUANG; BURGOS, 2013; VAN DER MERWE; MOUTON, 2009; WANG et al., 2017). Estes estudos tem o foco de viabilizar a implementação de SSTs, buscando características como elevada eficiência, alta densidade de potência, maior confiabilidade, robustez, tolerância a falhas e modularidade (HUBER; KOLAR, 2016).

Neste trabalho, o foco é o dispositivo magnético presente no projeto do SST. A Figura 2.2 ilustra onde está localizado o transformador magnético EFT (nomeado de MFT) na conexão de uma geração distribuída.

Figura 2.2 – Discretização da conexão, ilustrando o transformador de alta tensão e alta frequência.



Fonte: (BAHMANI et al., 2015).

Como pode-se observar na Figura 2.2, para manter o isolamento galvânico do transformador de potência, o SST apresenta um transformador magnético em sua topologia. A amplitude e a frequência da forma de onda da tensão aplicada aos terminais do transformador dependem do projeto do SST, mas estão na faixa de milhares de Volts e Hertz (HUBER; KOLAR, 2016). Devido aos níveis de potência do sistema de potência, é necessário que o SST tenha a maior eficiência possível. Isso significa que deve ser dada atenção especial ao projeto de cada componente SST.

A combinação de altas tensões e operação de alta frequência requer o uso de técnicas especiais de projeto para o transformador magnético, devido, principalmente a isolamento elétrico entre bobinas e perdas magnéticas. O isolamento entre as espiras geralmente é projetado de acordo com as tensões em operação de regime permanente ou de pico transientes às quais o equipamento é submetido. No entanto, na eletrônica, essas tensões de pico não são apenas transitórias, elas podem ser causadas pela própria forma de onda de tensão aplicada ao elemento. Estes níveis de tensão entre espiras influenciam no projeto de isolamento. Isso não afeta apenas o custo do equipamento, mas também pode prejudicar seu desempenho (FARHANGI; TOLIYAT, 2015; LIU; DINAHAHI, 2016; LUNA et al., 2016). Este elevado isolamento aumenta a indutância de dispersão do transformador, além disso, as elevadas tensões requerem um grande número de espiras, criando uma grande capacitância parasita (HUANG et al., 2017), levando a uma frequência de ressonância do próprio dispositivo magnético que pode ser excitada pela frequência de chaveamento do conversor (JOHNSON; WITULSKI; ERICKSON, 1988). Além disso, esses elementos parasitas podem reduzir a eficiência do conversor (FARHANGI; TOLIYAT, 2015; WANG et al., 2017; ZDANOWSKI et al., 2014).

Devido à complexidade do projeto de elementos magnéticos EFT, diversos estudos tem sido realizados na busca por uma topologia adequada (BAEK et al., 2010, 2012; BAEK; BHATTACHARYA, 2011; HOANG; WANG, 2012; LEUNG et al., 2010; LIU et al., 2009; MAINALI et al., 2014; ORTIZ et al., 2013; PEREZ et al., 1995; SHE et al., 2014). Contudo estes trabalhos não apresentam um estudo das características parasitas dos transformadores e como estas podem afetar o projeto do circuito eletrônico. Alguns dos trabalhos apresentam análise de como o incremento de isolamento pode afetar a característica capacitiva do transformador, mas não apresentam métodos para diminuir as perdas dielétricas dos mesmos.

Os valores de capacitância parasita de dispositivos magnéticos (indutores ou transformadores) podem ser obtidos por medições experimentais quando o dispositivo já está fabricado (LIU et al., 2017; MUSZNICKI et al., 2016). No entanto, é aconselhável estimar estas capacitâncias antes da construção do dispositivo usando cálculos analíticos (DALESSANDRO; CAVALCANTE; KOLAR, 2007; DE FREITAS GUTIERRES; CARDOSO, 2018; LIU et al., 2016b; MASSARINI; KAZIMIERCZUK, 1997) ou métodos numéricos (simulações de método de elementos finitos - FEM) (LIU et al., 2017). Esses métodos de simulação exigem elevada capacidade computacional e tempo, enquanto as medições experimentais demandam tempo, geram desperdício de material para otimizar um projeto e têm um custo elevado.

Pesquisas estão sendo realizadas na busca por modelagens capazes de possibilitar as perdas envolvidas nos projetos de dispositivos magnéticos EFT. Kovacevic-Badstuner et al.

(2015) apresenta um estudo compreensivo da modelagem das perdas nos condutores considerando elevada frequência. Porém conclui que sem uma modelagem de alta frequência validada, é impossível calcular precisamente as perdas no equipamento inteiro devido à elevada parcela das perdas capacitivas.

Anteriormente, Xu She et al. (2013) já salientou a necessidade de uma modelagem EFT para auxiliar no projeto destes equipamentos visto que o transformador EFT é um componente chave no conceito do SST.

2.3 OBJETIVOS

O principal objetivo dessa tese de doutorado é propor e apresentar métodos de cálculos dos parâmetros de um modelo caixa branca para a resposta de alta frequência de dispositivos magnéticos EFT. Para alcançar este objetivo os seguintes objetivos secundários foram determinados:

- Definir os parâmetros necessários para a modelagem de dispositivos magnéticos EFT.
- Propor um método analítico para o cálculo da capacitância parasita entre espiras retangulares de condutores de seção transversal circular.
- Comprovar experimentalmente a aplicabilidade do modelo proposto.

2.4 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

A resposta de elementos magnéticos a rápidas variações de tensão é muito importante no desenvolvimento de projeto de circuitos eletrônicos. Entretanto, ainda não existe uma metodologia de projeto do transformador EFT baseada nas características intrínsecas de cada geometria para aplicações de elevada tensão e frequência de operação.

O desenvolvimento de dispositivos magnéticos capazes de operar em alta frequência e alta densidade de potência é tido como necessário para determinadas aplicações, como a apresentada no item 2.2. Esta combinação de características faz com que o elemento tenha que trabalhar com elevados estresses de tensão dentro de suas bobinas. A isolamento entre espiras, normalmente, é projetada de acordo com tensões normais ou transientes às quais o equipamento é submetido. Contudo, na eletrônica, como já mencionado, estas tensões não são apenas transitórias, elas podem ser causadas pela própria forma de onda da tensão aplicada sobre o elemento. A isolamento de um equipamento pode então ser projetada de acordo com os níveis de tensão entre espiras. Isto influencia não apenas o custo do equipamento como pode reduzir o

desempenho do mesmo (FARHANGI; TOLIYAT, 2015; LIU; DINAHAHI, 2016; LUNA et al., 2016).

Se a forma de onda da tensão aplicada sobre o elemento magnético não contém harmônicas de alta frequência, a distribuição da tensão entre as espiras é linear. Contudo, visto que tensões transientes podem afetar a confiabilidade do sistema, um modelo capaz de fielmente representar os elementos que exacerbam estas tensões é importante nas etapas de projeto de um equipamento. O estresse causado nas bobinas e espiras, deve ser corretamente determinado para que a isolamento projetada seja eficaz contra todas as formas de sobretensão. Diversos são os fatores que influenciam a capacidade de um enrolamento de suportar variações de tensões: sua geometria, a frequência dos picos de tensão e o material de isolamento (BEWLAY, 1933; GREENWOOD; SELZER, 1973; RAHIMPOUR; BIGDELI, 2009; VAN DER SLUIS, 2001).

As primeiras tentativas com o intuito de desenvolver um modelo caixa branca para transformadores foram feitas a partir de 1910, mas até 1960 poucos foram os resultados alcançados devido a limitações computacionais. Isto foi alterado com a aplicação de computadores de elevada capacidade de processamento e o desenvolvimento de algoritmos computacionais eficientes (SU, 2013).

A previsão precisa da resposta de bobinas e enrolamentos às rápidas variações de tensão é um problema complexo e muito estudado quando consideram-se elementos magnéticos de alta potência e baixa frequência (DEL VECCHIO et al., 2010; KULKARNI; KHAPARDE, 2013; SU, 2013; VAN DER SLUIS, 2001). Existem na literatura tecno-científica modelos detalhados destes elementos, capazes de reproduzir o comportamento dos equipamentos de forma satisfatória para determinadas aplicações. O modelo depende do dispositivo magnético, enquanto que o grau de detalhe na modelagem depende do tipo de perturbação, e a posição do componente em relação à perturbação (GREENWOOD; SELZER, 1973).

Para dispositivos EFT, o comportamento do elemento é de interesse tanto do projetista do dispositivo magnético como do projetista do sistema eletrônico, do qual o elemento faz parte. O projetista do dispositivo magnético utiliza o modelo para determinar as possíveis tensões causadas pelas ressonâncias de elementos parasitas do elemento, para modificar a geometria de forma a diminuir as perdas (dielétricas por exemplo), ou até mesmo o volume do elemento. Já o projetista do sistema eletrônico pode verificar o desempenho do sistema sob condições normais e anormais de operação.

Vários modelos foram propostos e aplicados para estudar o comportamento de bobinas e enrolamentos de transformadores e indutores. Eles podem ser divididos, de forma geral, em modelos de parâmetros concentrados e de parâmetros distribuídos, com várias subdivisões

dentro de cada grupo (DE LEON; SEMLYEN, 1994; HOSSEINI; VAKILIAN; GHAREHPETIAN, 2008).

Um modelo exato pode considerar cada espira do enrolamento representada por capacitâncias, indutâncias e resistências (perdas) (BEWLAY, 1933; GREENWOOD; SELZER, 1973; VAN DER SLUIS, 2001). Quando são consideradas variações abruptas de tensão, as capacitâncias são responsáveis pela distribuição inicial de tensão, nestas condições, as correntes de deslocamento podem fluir na capacitância do enrolamento, enquanto que a indutância do condutor não permite que a corrente circule por este. Esta distribuição de tensão é importante para dispositivos onde a forma de onda da excitação não é senoidal, como os dispositivos objetivo desta tese.

2.4.1 Distribuição da tensão nos enrolamentos

Para a modelagem do transformador é necessário primeiramente compreender como a tensão é distribuída através das espiras do mesmo.

Su (2013) descreve em seu livro, intitulado “*Electromagnetic Transients in Transformer and Rotating Machine Windings*”, como as abruptas variações de tensão se distribuem nos enrolamentos em função do tempo (BEWLAY, 1933; GREENWOOD; SELZER, 1973; VAN DER SLUIS, 2001), considerando uma descarga atmosférica como exemplo:

a) De 0 a $1\mu\text{s}$: As capacitâncias de enrolamento começam a carregar e a corrente começa a fluir na estrutura dielétrica. O fluxo magnético não penetra no núcleo ferromagnético neste momento. A indutância é basicamente a de um núcleo de ar, uma vez que as perdas no núcleo são desprezíveis. Neste momento as perdas são dadas pelo dielétrico.

b) De $1\mu\text{s}$ a $10\mu\text{s}$: O núcleo passa a afetar a indutância gradativamente até $10\mu\text{s}$. A corrente que atravessava a estrutura dielétrica, cuja influência é ainda muito importante, passa a fluir também nos condutores. Neste momento as perdas são dadas por todas as estruturas, dielétrico, condutor e núcleo.

c) Após $10\mu\text{s}$: O comportamento do transformador torna-se estável. As perdas condutoras incluem os efeitos pelicular e de proximidade, ao passo que as perdas no núcleo incluem o efeito de correntes de Foucault.

Quando um transformador é alimentado em 60 Hz sabe-se que a transferência de tensão depende da relação de espiras, mas em outras frequências a resposta pode ser muito diferente. Quando um degrau de tensão é aplicado ao enrolamento do transformador, a tensão do outro

enrolamento pode apresentar até quatro componentes, sendo as duas primeiras desprezíveis se o secundário do transformador está conectado a uma carga (PALUEFF; HAGENGUTH, 1932):

- em um período de tempo muito curto, nanosegundos, a transferência depende da razão entre a capacitância entre enrolamentos e aquela para a terra.
- oscilações induzidas pelas harmônicas no primário. Depende dos parâmetros distribuídos dos enrolamentos e a relação de espiras entre os enrolamentos.
- oscilações induzidas pelas harmônicas no secundário. Depende dos parâmetros distribuídos do secundário.
- uma componente de tensão que cresce exponencialmente até seu pico e decai também exponencialmente. Gerada por indução magnética, é diretamente proporcional à relação de espiras e é uma função da indutância de curto-circuito do transformador.

2.4.2 Trabalhos publicados na modelagem de capacitâncias, indutâncias e resistências para EFT

Do estudo de modelagem de transformadores de potência de baixa frequência, sabe-se quais os parâmetros influenciam na resposta de dispositivos magnéticos EFT. Com isto, buscam-se formas de calcular, apuradamente, a capacitância, a indutância e as perdas destes elementos, com base na geometria do projeto.

Massarini et al. (1997) propõe que a capacitância entre dois condutores será dada pela associação série de dois capacitores, calculados para a isolação de cada condutor, e o capacitor do ar (dado pelo espaço vazio devido a geometria circular do condutor). Neste trabalho é considerado que as linhas do campo elétrico utilizam o caminho mais curto entre os dois condutores.

Considerando também condutores de secção circular, Biela (2005) e Dalessandro (2007) propõem o cálculo da capacitância considerando que as linhas de campo viajam de forma radial até encontrar a superfície do outro condutor. São ainda apresentadas equações para condutores sólidos e condutores multifilamentos (*Litz*).

Contrapondo as teorias de Massarini (1997) e Dalessandro (2007), Liu et al. (2016) propõe calcular a capacitância entre dois condutores sólidos de secção circular considerando que as linhas de fluxo elétrico seguem a forma circular entre os condutores.

Zeinali (2014) apresenta o cálculo das perdas do transformador para dado circuito equivalente, porém baseado na resposta em frequência do transformador.

Queiroz (2014) compara métodos para o cálculo de indutância própria e mútua para condutores de secção circular e espiras circulares. São comparadas as fórmulas de Wheeler, Lorenz, Kirchhoff e Maxwell.

O método do cálculo da indutância através da aproximação de Maxwell também é o escolhido em (DE LEON; SEMLYEN, 1992) e (POPOV et al., 2007). Ambos os trabalhos consideram condutores de secção circular e espiras também circulares.

Apesar de não usual na literatura tecno-científica, Maxwell desenvolveu equações para o cálculo de indutância de condutores de secção circular formando uma espira retangular (ROSA, 1908; ROSA; COHEN, 1907). Estas obras também apresentam o cálculo da indutância mútua de espiras retangulares, porém apenas para retângulos de igual tamanho.

No trabalho de Sonntag (2008) o objetivo não é a modelagem de transformadores EFT e sim de um transformador impresso em placa de fenolite. Contudo, o desenvolvimento lógico para o cálculo da indutância do condutor na forma hexagonal pode ser aplicado de forma a desenvolver uma fórmula para o cálculo das indutâncias próprias e mútuas em espiras retangular de condutores de secção transversal circular.

O estudo do cálculo do valor de capacitâncias é muito difundido para dispositivos magnéticos utilizados como filtros, principalmente, com apenas uma camada de condutores (do inglês *single-layer*). Diversos trabalhos buscam otimizar este cálculo (AYACHIT; KAZIMIERCZUK, 2017; DE FREITAS GUTIERRES; CARDOSO, 2018; GRANDI et al., 1999; HELDWEIN; DALESSANDRO; KOLAR, 2011; HELDWEIN; KOLAR, 2008; PASKO; KAZIMIERCZUK; GRZESIK, 2015).

2.4.3 Trabalhos publicados de projetos de transformadores EFT

Devido ao crescente interesse em SSTs criou-se também a demanda pelo projeto de transformadores EFT para serem utilizados nas topologias de SST. Assim, são apresentados nesta subsecção apenas alguns destes trabalhos, considerados pela autora como mais relevantes.

O artigo mais antigo é de Pérez et al. (1995). Neste trabalho são apresentadas estruturas de transformadores onde são utilizadas camadas de isolamento entre cada camada de condutores. Por não buscar a aplicação para SSTs, a capacitância gerada pelas camadas de isolante não é considerada no trabalho.

Liu et al. (2009) apresenta o projeto de um transformador empregado em um conversor LCC, e não em um SST. O transformador atua em 20 kHz e transforma 500 V para 60 kV. Com isto, o transformador apresenta uma relação de espira de 120, sendo que este tipo de aplicação

não é foco deste trabalho. Ainda, os únicos parâmetros analisados são a indutância de dispersão e a capacitância total do secundário.

Hoang et al. (2012) apresenta o projeto de um transformador de elevada frequência otimizando o tamanho e o peso do núcleo. Contudo, visto que o objetivo era a transformação de 380 V para 90-140 V os efeitos da frequência da perda capacitiva não são analisados pois não é necessária extra precaução no projeto da isolação.

O centro de pesquisa FREEDM (Futuro da Distribuição e Gestão de Energia Elétrica Renovável do inglês *Future Renewable Electric Energy Delivery and Management*) dos Estados Unidos, apresenta diversos trabalhos no desenvolvimento de projetos de transformadores EFT (BAEK et al., 2010, 2013, 2012; BAEK; BHATTACHARYA, 2011; CHATTOPADHYAY; BHATTACHARYA, 2016; DU et al., 2010; LEUNG et al., 2010; MAINALI et al., 2014, 2016). Apesar de apresentar diversas geometrias para o projeto do transformador EFT, em nenhum dos trabalhos é realizado uma modelagem discretizada do projeto para verificar os estresses de tensão causados na isolação. Para verificar a isolação necessária são realizadas simulações em *software* de elementos finitos em alguns dos trabalhos citados, contudo, a isolação é então sobredimensionada, o que pode aumentar as perdas dielétricas dos projetos.

Outro polo no estudo de SSTs é o laboratório de sistemas eletrônicos de potência do ETH (*Swiss Federal Institute of Technology*) de Zurique (GAMMETER; KRISMER; KOLAR, 2016; ORTIZ et al., 2013; ORTIZ; BIELA; KOLAR, 2010). Diversos dos trabalhos publicados por este polo seguem a linha dos publicados pelo FREEDM. Nestes trabalhos não é realizado um estudo do modelo discretizado anteriormente ao projeto do transformador. Contudo, recentemente Kovacevic-Badstubner et al. (2015) publicou um trabalho sobre o estudo de perdas nos condutores do transformador, salientando a necessidade da modelagem completa, incluindo capacitâncias e indutâncias, para otimizar o projeto do dispositivo magnético.

De Nardo et al. (2013) apresenta a metodologia para projeto de um transformador de alta tensão, mas não de alta frequência. É realizada uma interessante análise de como o tamanho e o material afetam as perdas no transformador, além da variação do número de espiras. A metodologia visa determinar o menor núcleo para a máxima perda aceitável.

O trabalho publicado por She et al. (2014) apresenta o projeto completo de um SST. No projeto da parte magnética não é realizada análise de como a geometria do projeto pode afetar suas características capacitivas, porém uma detalhada análise de como pode ser feita a escolha do material do núcleo é realizada. Considerando características magnéticas, custo e se a estrutura física do material permitiria ou inviabilizaria o projeto.

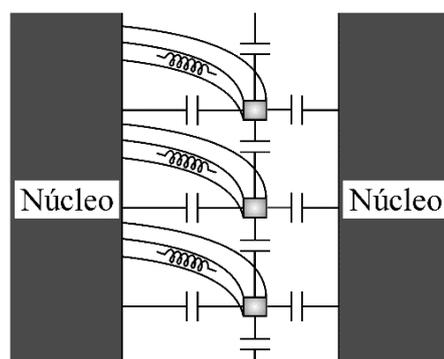
Bahmani et al. (2014) apresenta o projeto do transformador sem considerar os elementos discretizados, porém, uma análise das perdas causadas devido a frequência de operação é apresentada. Contudo, frisa que o projeto do dielétrico pode ser otimizado para diminuir as perdas neste ponto, porém, este projeto depende de um modelo espira a espira, ainda não desenvolvido na literatura.

Trabalhos estão sendo realizados com o intuito de verificar a tensão entre espiras de dispositivos magnéticos EFT. Fu et al. (2014) apresenta a variação de tensão entre espiras para um indutor protótipo, aplicando um pulso com 90 ns de tempo de subida e tensão constante de 15 kV, contudo os parâmetros não são calculados com base na geometria do projeto.

2.4.4 Modelo para o transformador de potência

A modelagem de transformador de potência é amplamente difundida na literatura (DE LEON; SEMLYEN, 1992, 1994; DEL VECCHIO et al., 2010; GREENWOOD; SELZER, 1973; HASMAN, 1997; HOSSEINI; VAKILIAN; GHAREHPETIAN, 2008; KULKARNI; KHAPARDE, 2013; SU, 2013; VAN DER SLUIS, 2001). Quando analisando estes modelos deve-se considerar que a geometria, usualmente, utilizada nestes transformadores é de condutor de secção retangular formando espiras circulares. A Figura 2.3 ilustra a secção transversal de um transformador e como são considerados os parâmetros, indutâncias e capacitâncias.

Figura 2.3 – Secção transversal de um transformador com os parâmetros considerados.



Fonte: Adaptado de (SU, 2013).

Como pode-se observar pela Figura 2.3 os parâmetros considerados são: capacitâncias de espira para núcleo e de espira para espira, indutância própria e mútua e parâmetros não representados como perdas no condutor, núcleo e dielétrico. Para a representação destes, dois

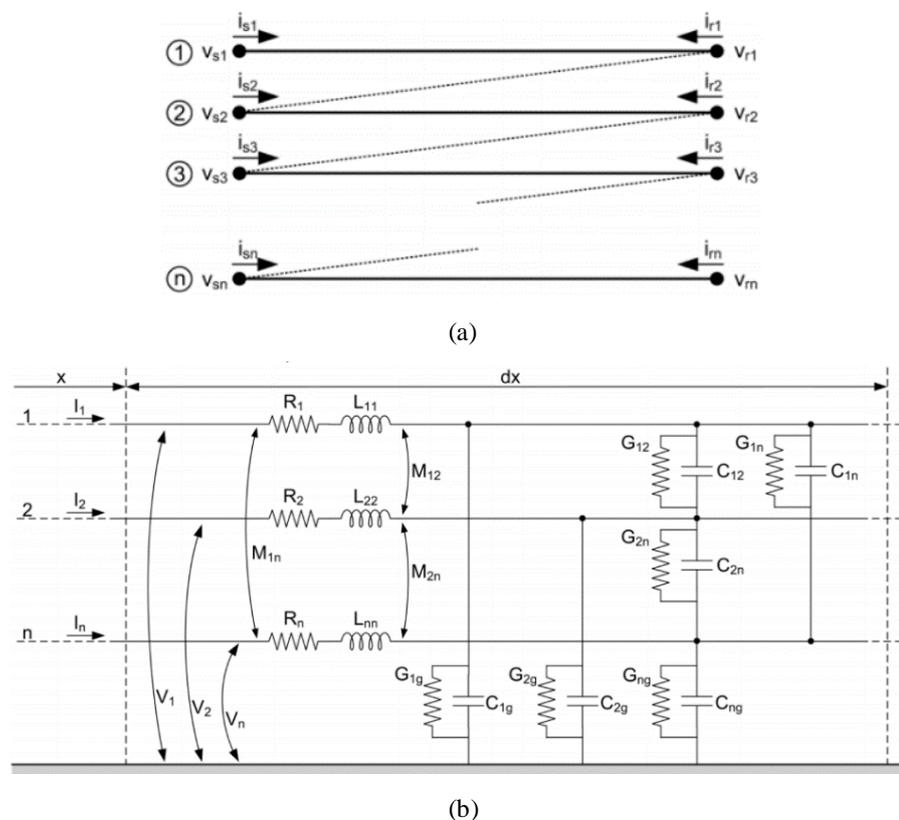
são os modelos mais utilizados na literatura, modelagem por parâmetros distribuídos ou por parâmetros concentrados.

2.4.4.1 Modelagem por parâmetros distribuídos

Para uma precisa representação do comportamento de um transformador, o mesmo deve ser modelado de acordo com o modelo de linha de transmissão de múltiplos condutores com parâmetros distribuído e dependentes de frequência (SU, 2013). Contudo, devido à necessidade de representar o acoplamento magnético entre os parâmetros e mais do que um enrolamento, esta representação para transformadores pode ser proibitiva do ponto de vista computacional.

A Figura 2.4 ilustra uma seção diferencial de uma bobina com “N” espiras. É levado em consideração o acoplamento magnético entre espiras além de resistências, condutâncias e capacitâncias para representar os diversos tipos de perdas.

Figura 2.4 – Representação do modelo de um transformador com parâmetros distribuídos. (a) modelo de linha de transmissão com múltiplos condutores. (b) seção diferencial do item (a).

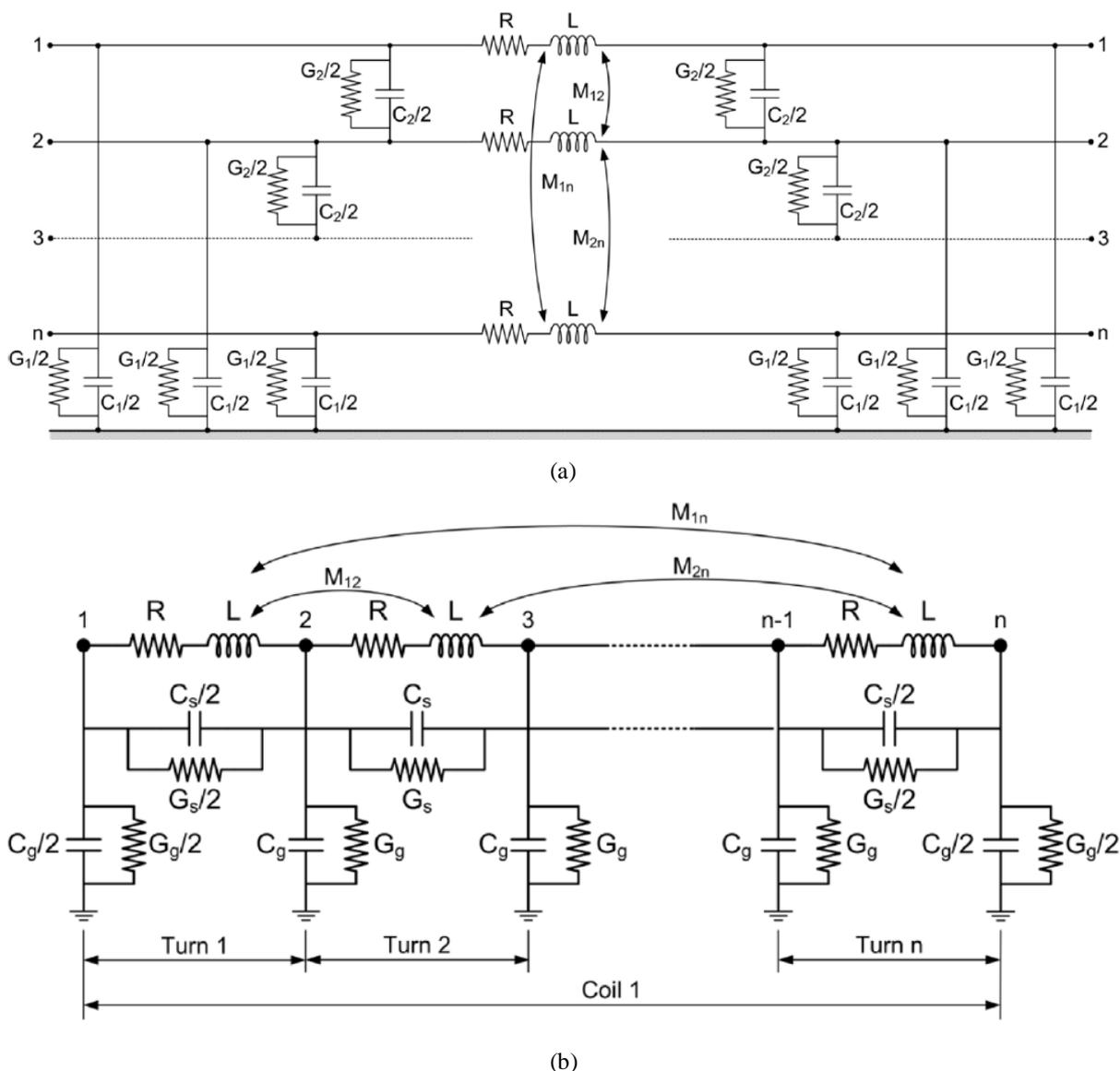


Fonte: (SU, 2013).

2.4.4.2 Modelagem por parâmetros concentrados

A modelagem por parâmetros concentrados visa diminuir o número de parâmetros utilizados para representar cada espira. A Figura 2.5 apresenta a simplificação do modelo de parâmetros distribuídos para parâmetros concentrados.

Figura 2.5 – Representação do modelo de um transformador com parâmetros concentrados. (a) modelo π de parâmetros concentrados para seção de bobina. (b) modelo de parâmetros concentrados para uma bobina completa.

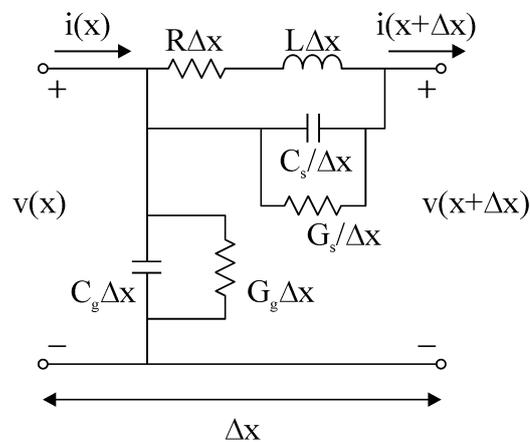


Fonte: (SU, 2013).

Como pode-se observar, apenas são consideradas as capacitâncias entre espiras adjacentes, representadas em paralelo com a indutância e as perdas de cada espira. A capacitância entre a espira e o terra é representada por duas meias capacitâncias em cada lado da indutância da espira, o que faz com que na imagem apresentada na Figura 2.5(b) apresente meia capacitância na espira 1, por exemplo, e capacitância inteira na espira 2, dada pela soma da meia capacitância da espira 1 com a meia capacitância da espira 2.

Baseado na simplificação do modelo de parâmetros concentrados, a Figura 2.6 ilustra o circuito equivalente de uma bobina, por unidade de comprimento. Este tipo de modelo pode ser aplicado para representar indutores, por exemplo (ALFUHAID, 2001). Quando é necessário modelar um transformador, isto é, mais de uma bobina, pode-se utilizar o modelo apresentado na Figura 2.7. Em ambos os casos, as bobinas são modeladas através do método de linha de transmissão de uma fase (DEL VECCHIO et al., 2010; KULKARNI; KHAPARDE, 2013; SU, 2013).

Figura 2.6 – Circuito equivalente de uma bobina, por unidade de comprimento.

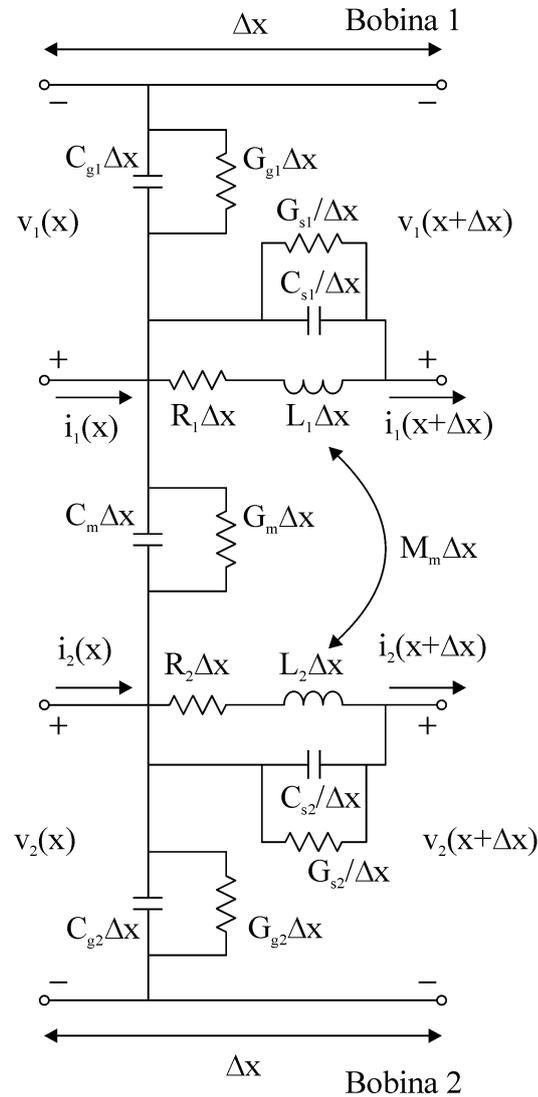


Fonte: Adaptado de (SU, 2013).

Onde:

- $L\Delta x$ – Indutância da bobina (H/m);
- $R\Delta x$ – Perdas do condutor (Ω/m);
- $C_s/\Delta x$ – Capacitância série (entre espiras) (F/m);
- $G_s/\Delta x$ – Perdas no dielétrico da capacitância série (Ω/m);
- $C_g\Delta x$ – Capacitância entre espira e núcleo (entre espiras) (F/m);
- $G_g\Delta x$ – Perdas no dielétrico da capacitância C_g e perdas no núcleo (Ω/m).

Figura 2.7 – Circuito equivalente de duas bobinas, por unidade de comprimento.



Fonte: Adaptado de (SU, 2013).

Onde:

- $M_m\Delta x$ – Indutância mútua (H/m);
- $C_m\Delta x$ – Capacitância de acoplamento entre bobinas (F/m);
- $G_m\Delta x$ – Perdas no dielétrico da capacitância $C_m\Delta x$ (Ω/m).

O equacionamento para os parâmetros concentrados aqui descrito é apresentado em (DEL VECCHIO et al., 2010; KULKARNI; KHAPARDE, 2013; SU, 2013). Para o cálculo das capacitâncias parte-se da equação elementar apresentada em (2.1).

$$C_s = \frac{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot A}{d} \quad (2.1)$$

Onde:

- A – área média das placas do capacitor ($\pi \cdot D_m \cdot H$) (m²);
- d – espessura do dielétrico entre as placas (m);

A equação (2.2) apresenta o valor da capacitância entre duas espiras concêntricas, ou entre a espira e o núcleo. A equação (2.3) possibilita o cálculo da capacitância entre a espira e o tanque, considerado um plano de potencial zero. A capacitância série entre espiras não concêntricas é dada pela equação (2.4). Nesta última equação a altura da espira, dada por “D_{nu}”, é acrescida por “t_p” para considerar o efeito de bordas no campo elétrico, este efeito é explicado no item 3.2. A equação (2.5) permite o cálculo da capacitância entre discos.

$$C_{gw} = \frac{\varepsilon_0 \cdot \pi \cdot D_m \cdot h}{\frac{t_{\text{óleo}}}{\varepsilon_{\text{óleo}}} + \frac{t_{\text{sólido}}}{\varepsilon_{\text{sólido}}}} \quad (2.2)$$

$$C_{gt} = \frac{2 \cdot \varepsilon_0 \cdot \pi \cdot h}{\cosh^{-1}\left(\frac{s}{R}\right)} \cdot \frac{t_{\text{óleo}} + t_{\text{sólido}}}{\varepsilon_{\text{óleo}} + \varepsilon_{\text{sólido}}} \quad (2.3)$$

$$C_T = \frac{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_p \cdot \pi \cdot D_m \cdot (D_{nu} + t_p)}{t_p} \quad (2.4)$$

$$C_{DA} = \varepsilon_0 \cdot \left(\frac{k}{\frac{t_p}{\varepsilon_p} + \frac{t_{\text{sólido}}}{\varepsilon_{\text{óleo}}}} + \frac{1-k}{\frac{t_p}{\varepsilon_p} + \frac{t_{\text{sólido}}}{\varepsilon_{\text{sólido}}}} \right) \cdot \pi \cdot D_m \cdot (R + t_{\text{sólido}}) \quad (2.5)$$

Onde:

- ε_0 – Permissividade do ar (F/m);

- D_m – Diâmetro médio entre as espiras (m);
- h – Altura da bobina (m);
- $t_{\text{óleo}}$ – Espessura de isolamento da camada de óleo (m);
- $\varepsilon_{\text{óleo}}$ – Permissividade relativa do óleo;
- $t_{\text{sólido}}$ – Espessura da camada sólida que separa as espiras (m);
- $\varepsilon_{\text{sólido}}$ – Permissividade relativa do sólido;
- s – Distância do eixo da bobina e do plano de potencial zero (m);
- R – Raio da bobina (m);
- D_{nu} - Diâmetro do condutor não isolado (m);
- t_p - Espessura da isolamento de papel (m);
- ε_p – Permissividade relativa do papel;
- k – Razão entre a área ocupada por óleo e a área total;
- C_{gw} – Capacitância entre espira e o núcleo, espira mais interna;
- C_{gt} – Capacitância entre a espira e o tanque, espira mais externa;
- C_T – Capacitância série entre espiras não concêntricas;
- C_{DA} – Capacitância entre discos;

2.4.4.3 Modelo para o cálculo de indutância para condutores de seção transversal circular e espiras circulares

Para o cálculo das indutâncias, própria e mútuas, utiliza-se as fórmulas de Maxwell e Neumann (DEL VECCHIO et al., 2010; KULKARNI; KHAPARDE, 2013; SU, 2013). Estas fórmulas foram desenvolvidas para círculos formados por condutores de seção transversal circular. Portanto, como o condutor de transformadores de potência usualmente é de seção transversal retangular, ver Figura 2.8, a equação (2.6) é utilizada para calcular o centro geométrico da seção transversal (VENEGAS et al., 2009). A indutância própria da espira é então calculada através da equação (2.7). Já as indutâncias mútuas podem ser obtidas através de (2.8) e (2.9) (WIRGAU, 1976). A Figura 2.9 ilustra os parâmetros utilizados nas equações (2.7), (2.8) e (2.9).

$$\ln\left(\frac{\text{GMD}}{\sqrt{a^2 + b^2}}\right) = \frac{2 \cdot b}{3 \cdot a} \tan^{-1}\left(\frac{a}{b}\right) + \frac{2 \cdot a}{3 \cdot b} \tan^{-1}\left(\frac{b}{a}\right) - \frac{b^2}{12 \cdot a^2} \ln\left(1 + \frac{a^2}{b^2}\right) - \frac{a^2}{12 \cdot b^2} \ln\left(1 + \frac{b^2}{a^2}\right) - \frac{25}{12} \quad (2.6)$$

$$L_{ii} = \mu_0 \cdot r_i \cdot \left(\ln \frac{8 \cdot r_i}{\text{GMD}} - 2 \right) \quad (2.7)$$

$$k = \sqrt{\frac{4 \cdot r_i \cdot r_j}{(r_i + r_j)^2 + Y^2}} \quad (2.8)$$

$$M_{i,j} = \mu_0 \cdot \sqrt{r_i \cdot r_j} \cdot \left(\left(\frac{2}{k} - k \right) \cdot K(k) - \frac{2}{k} \cdot E(k) \right) \quad (2.9)$$

$$K(k) = \int_0^{\pi/2} \frac{dt}{\sqrt{1 - k^2 \cdot [\text{sen}(t)]^2}} \quad (2.10)$$

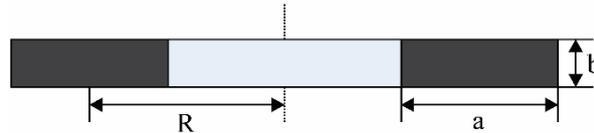
$$E(k) = \int_0^{\pi/2} \sqrt{1 - k^2 \cdot [\text{sen}(t)]^2} \cdot dt \quad (2.11)$$

Onde:

- GMD – Centro geométrico da secção transversal (m);
- μ_0 – Permeabilidade do ar (H/m);
- r_i – Raio da espira i , conforme Figura 2.9 (m);
- Y – Distância entre as espiras, conforme Figura 2.9 (m);
- $K(k)$ – Integral elíptica completa do primeiro tipo, equação (2.10);
- $E(k)$ – Integral elíptica completa do segundo tipo, equação (2.11);
- a – lado da secção transversal do condutor, conforme Figura 2.8;
- b – lado da secção transversal do condutor, conforme Figura 2.8;

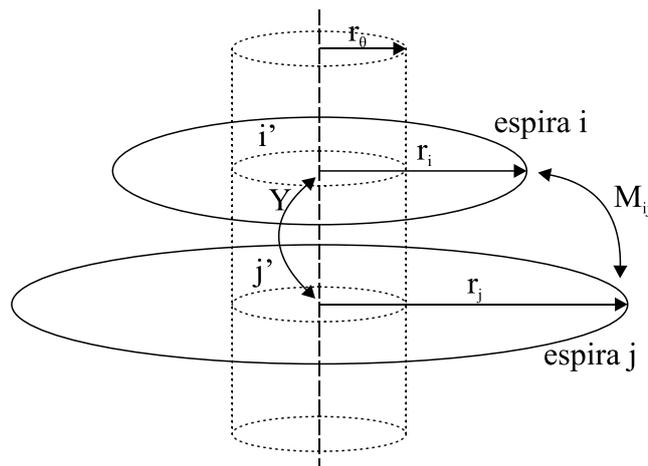
- L_{ii} – Indutância própria da espira (H);
- D_{iso} – Diâmetro do condutor isolado (m).
- $M_{i,j}$ – Indutância mútua da espira ‘i’ com a espira ‘j’ (H);

Figura 2.8 – Representação de condutores de seção retangular para o cálculo da indutância.



Fonte: Adaptada de (RAHIMPOUR; BIGDELI, 2009).

Figura 2.9 – Representação das espiras para o cálculo das indutâncias.



Fonte: Adaptada de (RAHIMPOUR; BIGDELI, 2009).

Para o cálculo de perdas no núcleo deve-se considerar que este sofre forte influência da frequência. As perdas no núcleo de ferro laminado podem ser obtidas assumido que o fluxo magnético tem uma componente axial e que o campo eletromagnético é idêntico em todas as lâminas. Com essas simplificações, o efeito de correntes de Foucault, devido à penetração de fluxo no núcleo, pode ser calculado através da substituição da equação (2.12) em (2.13) (SU, 2013). As perdas por histerese podem então ser calculadas através da equação (2.14).

$$\xi = \frac{d_{\text{chapa}}}{2} \cdot \sqrt{\frac{j \cdot \omega \cdot \mu_{\text{núcleo}}}{\rho_{\text{núcleo}}}} \quad (2.12)$$

$$Z_{\text{núcleo}} = \frac{4 \cdot N^2 \cdot A_e \cdot \rho_{\text{núcleo}} \cdot \xi \cdot \tanh \xi}{l \cdot d^2} \quad (2.13)$$

$$P_h = 2 \cdot \pi \cdot \omega \cdot \eta \cdot V \cdot \beta_{\text{max}}^n \quad (2.14)$$

Onde:

- l – Comprimento do caminho magnético (m);
- d_{chapa} – Espessura da chapa laminada (m);
- $\mu_{\text{núcleo}}$ – Permeabilidade do material do núcleo;
- $\rho_{\text{núcleo}}$ – Resistividade do material do núcleo;
- N – Número de espiras da bobina;
- A_e – Área da secção transversal do núcleo (m²);
- P_h – Perdas por histerese;
- η – Constante dependente do material do núcleo;
- V – Volume do núcleo;
- β_{max} – Densidade de fluxo máxima;
- $Z_{\text{núcleo}}$ – Impedância do núcleo;
- n – Coeficiente dependente do material do núcleo;

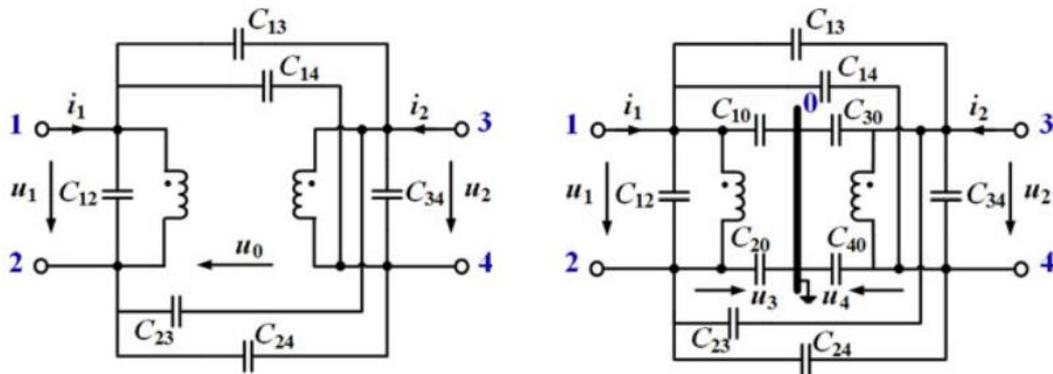
Considerando que a espira seja circular e o condutor tenha secção transversal também circular, a indutância própria de cada espira é dada pela equação (2.15). Assim como no cálculo das indutâncias do transformador de potência, as fórmulas de Maxwell e Neumann foram utilizadas nesta definição. Para o cálculo das indutâncias mútuas, as espiras retangulares podem ser aproximadas para espiras circulares com o mesmo perímetro, sendo aplicadas as mesmas equações na determinação de seus valores, equações (2.8) e (2.9). A definição de cálculo para espiras retangulares é importante quando o dispositivo magnético utilizar núcleo magnético de ferrite, por exemplo, pois diversos destes apresentam secção transversal retangular.

$$L_{ii} = \mu_0 \cdot r_i \cdot \left(\ln \frac{16 \cdot r_i}{D_{\text{iso}}} - 1,75 \right) \quad (2.15)$$

2.4.5 Métodos para o cálculo de capacitância entre condutores de seção transversal circular

O dispositivo magnético objetivo de análise desta tese opera em elevada frequência e apresenta elevado nível de isolamento. Devido a estas características, a geometria da bobina pode ser dada por condutores circulares formando espiras retangulares. Ainda, para o correto projeto da isolamento entre espiras é necessário um modelo que discretize o transformador na sua forma mais elementar, espira a espira. Alguns trabalhos na literatura apresentam modelos para transformadores de EFT (LIU et al., 2016a), contudo estes trabalhos usualmente demonstram apenas os parâmetros menos discretizados como, por exemplo, os equivalentes apresentados na Figura 2.10.

Figura 2.10 – Modelos capacitivos apresentados na literatura.

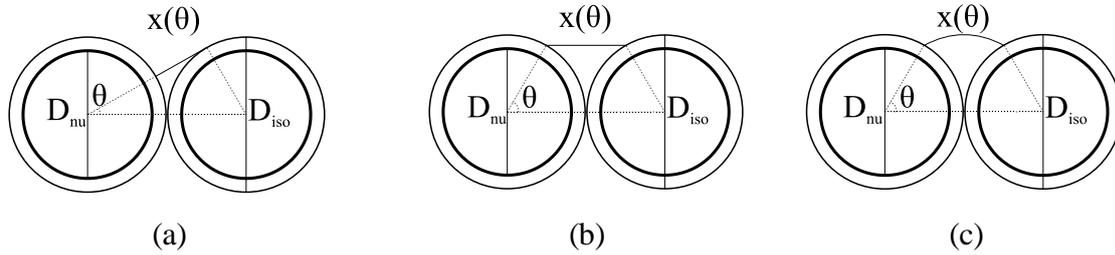


Fonte: (LIU et al., 2016a).

2.4.5.1 Cálculo das Capacitâncias

Para o cálculo da capacitância entre condutores de seção circular existem três métodos bem fundamentados na literatura. Todos consideram que o valor da capacitância é influenciado pelo isolante e pelo espaço de ar entre as espiras, porém diferem na definição do caminho que as linhas de campo elétrico formam entre as espiras. A Figura 2.11 ilustra as três definições.

Figura 2.11 – Caminho das linhas de campo elétrico entre duas espiras de secção circular.



Fonte: Autora.

A consideração de que as linhas de campo elétrico são radiais até atingirem a superfície de outro condutor é apresentada por Dalessandro et al. (2007), Figura 2.11(a). Massarini (1997) sustenta a tese de que as linhas seguem o caminho mais curto entre dois condutores quando atravessando pelo ar, como ilustrado na Figura 2.11(b). Recentemente, Liu et al. (2016b) contestou estas duas definições, sugerindo que as linhas seguem uma trajetória circular, Figura 2.11(c).

Substituindo as equações (2.16) e (2.17) em (2.18) temos a expressão para o cálculo da capacitância elementar entre dois condutores circulares apresentada por Dalessandro et al. (2007). Neste trabalho este cálculo é referido como método 1.

$$m_1 = \int_0^{\frac{\pi}{6}} \frac{\frac{1}{2} - (\sin(\theta))^2 + \cos(\theta) \cdot \sqrt{(\cos(\theta))^2 - \frac{3}{4}}}{\cos(\theta) - \left(1 - \frac{t_{iso}}{\epsilon_{iso} \cdot D_{iso}}\right) \cdot \left(\frac{1}{2} + \sqrt{(\cos(\theta))^2 - \frac{3}{4}}\right)^2} \cdot d\theta \quad (2.16)$$

$$m_d = \int_0^{\frac{\pi}{6}} \frac{(\sin(\theta))^2 + \cos(\theta) \cdot \sqrt{(\cos(\theta))^2 - \frac{3}{4}}}{\cos(\theta) - \left(1 - \frac{t_{iso}}{\epsilon_{iso} \cdot D_{iso}}\right) \cdot \left(\frac{1}{2} + \sqrt{(\cos(\theta))^2 - \frac{3}{4}}\right)^2} \cdot d\theta \quad (2.17)$$

$$C_{ee-D} = 2 \cdot \epsilon_0 \cdot \left[m_1 + \frac{t_{iso}}{\epsilon_{iso} \cdot (D_{iso})^2} \cdot \left(D_{iso} - \frac{t_{iso}}{2} \right) \cdot m_d \right] \quad (2.18)$$

Onde:

- t_{iso} – Espessura de isolamento do condutor obtida através da diferença entre o diâmetro isolado e o diâmetro de cobre (m);
- ϵ_{iso} – Permissividade dielétrica relativa do material isolante, neste caso, esmalte do condutor;
- D_{iso} – Diâmetro do condutor isolado (m);
- C_{ee-D} – Capacitância elementar entre espiras calculada por (DALESSANDRO; CAVALCANTE; KOLAR, 2007) (F/m);

A expressão para a mesma variável por (MASSARINI; KAZIMIERCZUK, 1997) é dada pela substituição da equação (2.19) em (2.20) e referido como método 2.

$$\theta^* = \arccos \left(1 - \frac{\ln \left(\frac{D_{iso}}{D_{nu}} \right)}{\epsilon_{iso}} \right) \quad (2.19)$$

$$C_{ee-M} = \epsilon_0 \cdot \left[\frac{\epsilon_{iso} \cdot \theta^*}{\ln \left(\frac{D_{iso}}{D_{nu}} \right)} + \cot \left(\frac{\theta^*}{2} \right) - \cot \left(\frac{\pi}{12} \right) \right] \quad (2.20)$$

Onde:

- D_{nu} – Diâmetro do condutor sem isolamento (m);
- C_{ee-M} – Capacitância elementar entre espiras calculada por (MASSARINI; KAZIMIERCZUK, 1997) (F/m);

Por último, para o cálculo da capacitância elementar pelo método 3 (LIU et al., 2016b) emprega-se a substituição das equações (2.21) e (2.22) em (2.23).

$$C_{iso} = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_{iso}}{\ln \left(\frac{D_{iso}}{D_{nu}} \right)} \quad (2.21)$$

$$C_{ar} = \int_0^{\frac{\pi}{6}} \frac{\varepsilon_0 \cdot \frac{D_{iso}}{2}}{\theta \cdot D_{iso} \cdot \tan\left(\frac{\theta}{2}\right)} \cdot d\theta \quad (2.22)$$

$$C_{ee-L} = \frac{1}{\frac{2}{C_{iso}} + \frac{1}{C_{ar}}} \quad (2.23)$$

Onde:

- C_{iso} – Capacitância do isolante (F/m);
- C_{ar} – Capacitância do ar (F/m);
- C_{ee-L} – Capacitância elementar entre espiras calculada por (LIU et al., 2016b) (F/m);

Ainda, se as camadas da bobina são enroladas no mesmo sentido, ou em sentido oposto, a diferente distribuição de potencial impacta nos valores das capacitâncias parasitas. Assim, camadas enroladas na mesma direção apresentam capacitância equivalente inferior àquela apresentada por camadas enroladas em direção oposta e isso é devido a diferente distribuição de potencial correspondente às duas configurações (DALESSANDRO; CAVALCANTE; KOLAR, 2007).

2.4.6 Cálculo das Perdas

2.4.6.1 Cálculo das Perdas nas Capacitâncias

Sabe-se que o fator de perdas dielétricas ($\tan\delta$) é dependente da frequência (SONERUD et al., 2009), sendo que as perdas no dielétrico podem ser calculadas através das expressões (2.24) e (2.25) (BAHMANI et al., 2015). Portanto, é proporcional a multiplicação da capacitância pelo fator de perdas, o que aumenta com a frequência. Componentes de alta frequência, geralmente, tem baixa amplitude quando comparadas com a da componente fundamental, mas produzem perdas dielétricas muito maiores. Sonerud (2009) afirma que as perdas em uma isolação podem aumentar de 4 a 8 vezes se o elemento for excitado por uma forma de onda quadrada, de tempo de subida de 50 ms, ao invés da forma de onda da tensão da rede, senoidal.

$$G_{C_{ee}} = \omega \cdot \tan \delta \cdot C_{ee} \quad (2.24)$$

$$G_{C_{ee}} = \Delta V_{ee}^2 \cdot \omega \cdot \tan \delta \cdot C_{ee} \quad (2.25)$$

Onde:

- ω – Frequência angular para cálculo de perdas no dielétrico (rad/s);
- $G_{C_{ee}}$ – Perdas no dielétrico da capacitância entre espiras (Sm);
- $\tan \delta$ – Fator de perdas no dielétrico;

Perdas dielétricas elevadas aumentam a temperatura da superfície do isolamento e estudos comprovam que quanto mais curto o tempo de subida da forma de onda, maior a elevação da temperatura do isolante (BENGTSSON et al., 2009). Este estresse térmico resultante acelera a degradação do isolamento, sendo que a vida útil do isolante pode ser reduzida pela metade se este operar em uma temperatura de 8 a 10 °C acima de sua classe térmica (LEITÃO, 2009; WEG, 2014). Esta elevada temperatura causa ressecamento no material, caracterizando um envelhecimento gradual até que o mesmo não tenha mais capacidade de isolar a tensão para a qual foi projetado e ocorra um curto circuito. Pandey (1992) apresenta uma metodologia para estimar a vida útil de um material isolante, exposto a estresses elétricos e térmicos. Deve-se considerar ainda que o dispositivo magnético é robusto, e a principal causa de falha neste equipamento é justamente dada pela falha de isolação entre espiras (SOUZA, 2008).

2.4.6.2 Cálculo das Perdas no Núcleo Magnético

Para o cálculo das perdas no núcleo magnético é utilizada a fórmula generalizada aprimorada de Steinmetz, dada pela substituição das equações (2.26) e (2.27) em (2.28) (BAHMANI et al., 2015). Esta fórmula foi adaptada para formas de ondas não senoidais.

$$k_i = \frac{1}{(2 \cdot \pi)^{\alpha-1} \cdot \int_0^{2\pi} |\cos(\theta)|^\alpha \cdot 2^{\beta-\alpha} \cdot d\theta} \quad (2.26)$$

$$B_m = \frac{V_{DC}}{\frac{2 \cdot \sqrt{2 \cdot D - \frac{8}{3} \cdot R}}{D - R} \cdot k_c \cdot N_1 \cdot A \cdot f} \quad (2.27)$$

$$P_{\text{núcleo}} = \left(2 \cdot D - \frac{4 \cdot \alpha}{\alpha + 1} \cdot R \right) \cdot \frac{2^\beta}{(D - R)^\alpha} \cdot k \cdot k_i \cdot f^\alpha \cdot B_m^\beta \cdot V \cdot \rho \quad (2.28)$$

Onde:

- D e R – São $\frac{1}{2}$ e 0, respectivamente, par um conversor DAB padrão;
- k , α e β – Coeficientes de *Steinmetz* para o material do núcleo;
- ρ – Densidade do núcleo;
- V – Volume do núcleo (m^3);
- f – Frequência da fundamental da forma de onda (Hz);
- k_c – Fator de preenchimento do núcleo;
- N_1 – Número de espiras no primário;

2.4.6.3 Cálculo das Perdas no Condutor

Para o cálculo das perdas no condutor em elevada frequência é necessário considerar os efeitos pelicular e de proximidade. Isto faz com que o condutor apresente uma parcela de resistência para a corrente contínua e outra para a corrente alternada. Diversas equações foram desenvolvidas na tentativa de aproximar o cálculo da resistência CA (DOWELL, 1966; FERREIRA, 1992). Bahmani et al. (2014) desenvolveu uma equação pseudo-empírica para avaliar com precisão as perdas em um condutor quando excitado por uma forma de onda não senoidal. Neste mesmo trabalho, Bahmani comprova como sua expressão representa melhor as perdas do que as desenvolvidas por Dowell (1966) e Ferreira (1992).

A equação (2.29) é utilizada para calcular o raio do efeito pelicular ocasionado pela frequência. As equações (2.30)-(2.34) definem os parâmetros utilizados por Bahmani et al. (2014). A equação (2.35) é utilizada para calcular os fatores de resistência CA para estruturas com mais de uma camada de espiras, já a equação (2.36) é uma simplificação utilizada para quando a estrutura apresenta apenas uma camada de espiras.

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho_{\text{cond.}}}{\pi \cdot f \cdot \mu_{\text{cond.}}}} \quad (2.29)$$

$$X_2 = \frac{N \cdot D_{\text{nu}}}{h_{\text{carretel}}} \quad (2.30)$$

$$X_1 = \frac{D_{\text{nu}} \cdot \sqrt{\pi}}{2 \cdot \delta} \cdot X_2 \quad (2.31)$$

$$X_3 = \frac{a}{h_{\text{carretel}}} \quad (2.32)$$

$$X_4 = m \quad (2.33)$$

$$X_5 = \frac{D_{\text{nu}}}{h_{\text{carretel}}} \quad (2.34)$$

$$\begin{aligned} \text{RF}_h = f(X_1, X_2, X_3, X_4, X_5) &= \sum_{i=0}^5 \sum_{j \geq i}^5 \sum_{m \geq j}^5 \sum_{n \geq m}^5 \sum_{s \geq n}^5 \sum_{t \geq s}^5 P_{ijmnst} \cdot X_i \cdot X_j \cdot X_m \cdot X_n \cdot X_s \cdot X_t \\ &+ \sum_{m=1}^3 \sum_{i=0}^5 \sum_{j \geq i}^5 P_{ijm} \cdot X_i \cdot X_j \cdot e^{-(X_1 \cdot X_2)^m} + \sum_{i=1}^5 P_i \frac{X_4^2}{(X_1 + X_2)^i} \end{aligned} \quad (2.35)$$

$$\text{RF}_h = f(X_1, X_2, X_3, X_4) = \sum_{i=0}^3 \sum_{j \geq i}^3 \sum_{m \geq j}^3 \sum_{n \geq m}^3 \sum_{s \geq n}^3 P_{ijmns} \cdot X_i \cdot X_j \cdot X_m \cdot X_n \cdot X_s \quad (2.36)$$

Onde:

- $\mu_{\text{cond.}}$ – Permeabilidade do material do condutor (H/m);
- $\rho_{\text{cond.}}$ – Resistividade do material do condutor (Ωm);
- h_{carretel} – Altura do carretel (m);
- δ – Raio de penetração do efeito *skin*;
- m – Número de colunas de condutores na bobina;
- RF_h – Fator de resistência CA;

- N – Número de espiras por camada;
- a – Distância entre o condutor (nu) e o núcleo;

Se a forma de onda a ser considerada apresentar diversas harmônicas, como a forma de onda quadrada por exemplo, deve-se calcular o fator de resistência CA para cada harmônica que se deseja considerar. Portanto, através da substituição das equações (2.35) ou (2.36) e (2.37) em (2.38), pode-se estimar as perdas nos condutores do transformador.

$$R_{CC} = \frac{m \cdot N \cdot MLT}{\sigma \cdot d \cdot h_{\text{carretel}}} \quad (2.37)$$

$$P_{\text{condutor}} = \sum_{h=1}^n R_{CC} \cdot R_{Fh} \cdot I_h^2 \quad (2.38)$$

Onde:

- σ – Condutividade do material do condutor (Sm);
- MLT – Comprimento médio da espira (m);
- d – Espessura da camada sendo modelada (m);
- R_{CC} – Resistência CC do condutor (Ω);

2.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foram apresentados os objetivos da tese de doutorado e a justificativa para demonstrar o atual interesse pelo tema. Também foi apresentada uma revisão bibliográfica de forma a identificar o estado da arte referente ao projeto de dispositivos magnéticos operando em alta frequência e alta tensão.

Os modelos existentes na literatura para emular a resposta de transformadores a rápidas variações de tensão foram estudados e apresentados, assim como as fórmulas para o equacionamento dos transformadores de potência.

O equacionamento para parâmetros de transformadores de elevada frequência e classes de isolamento também foi apresentado, com trabalhos delineando o estado da arte para métodos de cálculo considerando os efeitos de alta frequência conhecidos, como efeito de proximidade e efeito pelicular. Como pode-se observar, o cálculo dos parâmetros para este tipo de aplicação

deve ser muito mais preciso, principalmente devido a forma de onda de tensão considerada neste trabalho.

3 SIMULAÇÕES COM O MÉTODO DE ELEMENTOS FINITOS

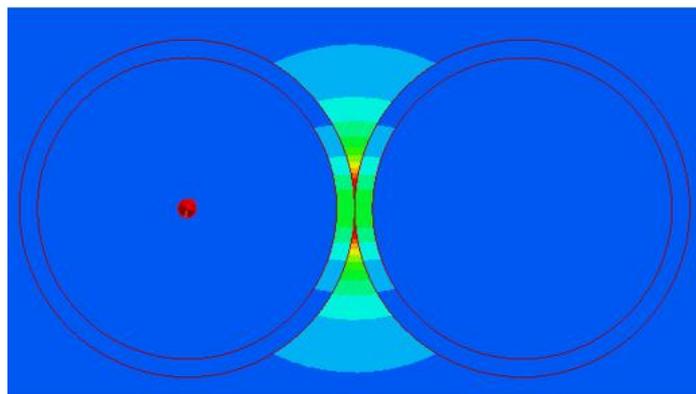
3.1 INTRODUÇÃO

Simulações em *softwares* que utilizam a técnica de elementos e volumes finitos podem auxiliar na compreensão da distribuição do campo elétrico no dispositivo magnético. Como verificado na revisão bibliográfica, o cálculo analítico utilizado para a determinação do valor da capacitância da espira é dependente do percurso das linhas de campo elétrico. Desta forma, a influência das geometrias dos enrolamentos e da área de seção transversal do condutor na auto capacitância é estudada neste capítulo, através de simulações no *software* Maxwell da plataforma Ansys.

3.2 RESULTADOS E DISCUSSÕES DAS SIMULAÇÕES

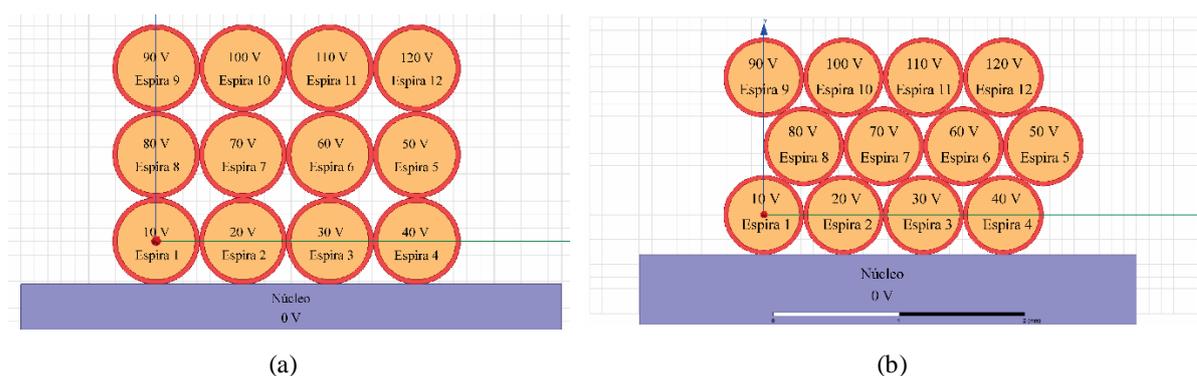
Nestas simulações buscou-se avaliar a resposta dos métodos já existentes para o cálculo de valor da auto capacitância (DALESSANDRO; CAVALCANTE; KOLAR, 2007; LIU et al., 2016b; MASSARINI; KAZIMIERCZUK, 1997). Para verificar qual método de cálculo apresenta a maior diferença, realizou-se então simulação em *software* de elementos finitos considerando apenas dois condutores de seção circular. Cujo resultado é apresentado na Figura 3.1. O raio de cobre do condutor é 0,287 mm e do condutor isolado de 0,3215 mm. O condutor da esquerda foi excitado com tensão contínua de 10 V e o da direita de 20 V. como pode-se observar, as linhas do campo elétrico realmente apresentam uma distribuição de parábola entre os dois condutores da região de ar. A capacitância medida na simulação foi de 106,38 pF. O valor calculado pelos métodos (DALESSANDRO; CAVALCANTE; KOLAR, 2007), (MASSARINI; KAZIMIERCZUK, 1997) e (LIU et al., 2016b) é de 97,19 pF, 101,59 pF e 128,34 pF, respectivamente. Por esta comparação, o método apresentado por (MASSARINI; KAZIMIERCZUK, 1997) foi o que apresentou a menor diferença. Contudo, novas simulações foram realizadas, com configuração mais próxima daquela utilizada no projeto de dispositivos magnéticos, conforme Figura 3.2.

Figura 3.1 – Trajetória das linhas de campo elétrico entre duas espiras de secção circular.



Fonte: Autora.

Figura 3.2 – Disposições das espiras e suas excitações para simulação.



Fonte: Autora.

A Tabela 3.1 mostra os valores de capacitância, obtidos na simulação, entre as espiras e o núcleo para a configuração apresentada na Figura 3.2(a) e a Tabela 3.2 para a configuração da Figura 3.2(b).

Tabela 3.1 – Valores das capacitâncias (pF/m) simulados para a configuração apresentada na Figura 3.2(a).

	E-1	E-2	E-3	E-4	E-5	E-6	E-7	E-8	E-9	E-10	E-11	E-12	Núcleo
E-1	371,9	-85,0	0,0	0,0	0,0	0,0	-2,0	-91,6	-0,8	-0,1	0,0	0,0	-192,3
E-2	-85,0	442,9	-85,0	0,0	0,0	-2,0	-87,0	-2,0	0,0	0,0	0,0	0,0	-181,9
E-3	0,0	-85,0	442,9	-85,0	-2,0	-87,0	-2,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	-181,9
E-4	0,0	0,0	-85,0	371,9	-91,6	-2,0	0,0	0,0	0,0	0,0	-0,1	-0,8	-192,4
E-5	0,0	0,0	-2,0	-91,6	279,7	-87,0	0,0	0,0	-0,1	-0,1	-2,2	-93,1	-3,6
E-6	0,0	-2,0	-87,0	-2,0	-87,0	355,9	-87,0	0,0	0,0	-2,0	-87,0	-2,0	0,0
E-7	-2,0	-87,0	-2,0	0,0	0,0	-87,0	355,9	-87,0	-2,0	-87,0	-2,0	0,0	0,0
E-8	-91,6	-2,0	0,0	0,0	0,0	0,0	-87,0	279,7	-93,1	-2,2	-0,1	-0,1	-3,5
E-9	-0,8	0,0	0,0	0,0	-0,1	0,0	-2,0	-93,1	195,8	-93,3	-1,4	-1,2	-3,8
E-10	-0,1	0,0	0,0	0,0	-0,1	-2,0	-87,0	-2,2	-93,3	279,4	-92,5	-1,4	-0,8
E-11	0,0	0,0	0,0	-0,1	-2,2	-87,0	-2,0	-0,1	-1,4	-92,5	279,4	-93,3	-0,8
E-12	0,0	0,0	0,0	-0,8	-93,1	-2,0	0,0	-0,1	-1,2	-1,4	-93,3	195,8	-3,9
Núcleo	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
	192,3	181,9	181,9	192,4	-3,6	0,0	0,0	-3,5	-3,8	-0,8	-0,8	-3,9	764,8

Fonte: Autora.

Tabela 3.2 – Valores das capacitâncias (pF/m) simulados para a configuração apresentada na Figura 3.2(b).

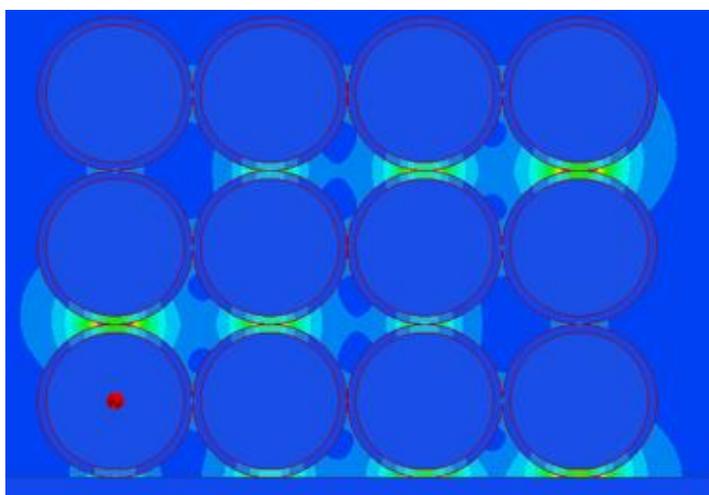
	E-1	E-2	E-3	E-4	E-5	E-6	E-7	E-8	E-9	E-10	E-11	E-12	Núcleo
E-1	364,6	-80,7	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	-86,1	-4,3	-0,1	-0,1	-0,1	-193,3
E-2	-80,7	499,9	-80,7	0,0	0,0	0,0	-78,3	-78,3	0,0	0,0	0,0	0,0	-181,9
E-3	0,0	-80,7	499,9	-80,7	0,0	-78,3	-78,3	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	-181,9
E-4	0,0	0,0	-80,7	435,6	-86,3	-78,3	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	-0,1	-190,2
E-5	0,0	0,0	0,0	-86,3	263,8	-78,3	0,0	0,0	-0,3	-0,3	-0,4	-89,5	-8,6
E-6	0,0	0,0	-78,3	-78,3	-78,3	469,9	-78,3	0,0	0,0	0,0	-78,3	-78,3	0,0
E-7	0,0	-78,3	-78,3	0,0	0,0	-78,3	469,9	-78,3	0,0	-78,3	-78,3	0,0	0,0
E-8	-86,1	-78,3	0,0	0,0	0,0	0,0	-78,3	408,1	-86,4	-78,4	0,0	0,0	-0,6
E-9	-4,3	0,0	0,0	0,0	-0,3	0,0	0,0	-86,4	187,7	-89,1	-1,4	-1,1	-5,1
E-10	-0,1	0,0	0,0	0,0	-0,3	0,0	-78,3	-78,4	-89,1	336,4	-88,2	-1,3	-0,8
E-11	-0,1	0,0	0,0	0,0	-0,4	-78,3	-78,3	0,0	-1,4	-88,2	336,4	-88,9	-0,8
E-12	-0,1	0,0	0,0	-0,1	-89,5	-78,3	0,0	0,0	-1,1	-1,3	-88,9	261,8	-2,6
Núcleo	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
	193,3	181,9	181,9	190,2	-8,6	0,0	0,0	-0,6	-5,1	-0,8	-0,8	-2,6	765,9

Fonte: Autora.

Pelos dados apresentados na Tabela 3.1 pode-se observar que a capacitância entre espiras é menor que a simulada para o caso com apenas duas espiras ($106,38 \mu\text{F}$). Portanto, o método proposto por (DALESSANDRO; CAVALCANTE; KOLAR, 2007) é o que mais se aproxima do valor simulado por elementos finitos neste caso.

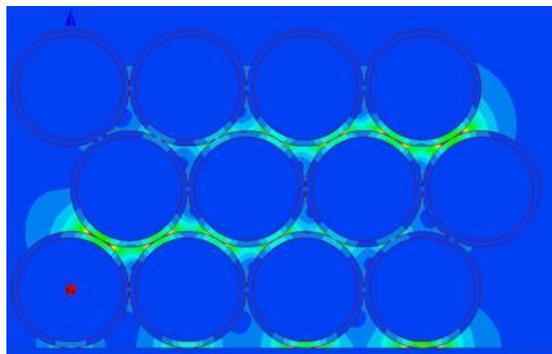
Pela análise conjunta da Tabela 3.1, da Tabela 3.2, da Figura 3.3 e da Figura 3.4 pode-se observar que a forma com que as espiras são arranjadas influencia na capacitância entre espiras, portanto, altera o valor da capacitância parasita total. Isto se deve pela diferente forma com que o campo elétrico se divide nas fronteiras da espira, como facilmente visualizado na comparação da Figura 3.3 com a Figura 3.4. O campo elétrico varia de acordo com a posição da espira no arranjo e nenhum dos métodos de cálculo de capacitância considera esta característica. Por fim, pelos valores apresentados na Tabela 3.1 e na Tabela 3.2 fica claro que o valor das capacitâncias entre espiras que não tem fronteira direta, espiras 1 e 3 por exemplo, são muito menores que aquelas que tem contato direto. Por esta razão, apenas capacitâncias de espiras que tem contato serão consideradas neste primeiro modelo.

Figura 3.3 – Resultados de simulação FEM para interação entre espiras em configuração quadrada.



Fonte: Autora.

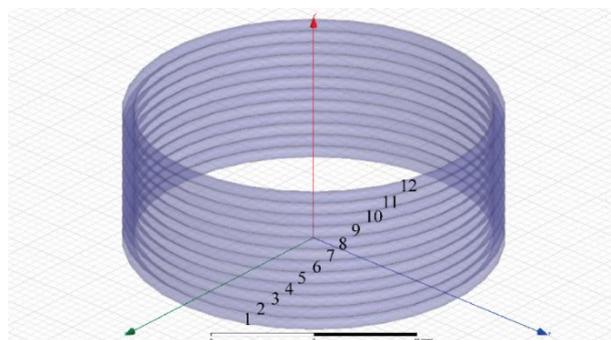
Figura 3.4 – Resultados de simulação FEM para interação entre espiras em configuração triangular.



Fonte: Autora.

Para avaliar o campo elétrico mais próximo da aplicação que se busca, uma simulação de uma bobina formada por espiras circulares foi realizada, conforme a Figura 3.5. A Tabela 3.3 apresenta os valores das excitações utilizadas.

Figura 3.5 – Geometria utilizada para simulação 3D.



Fonte: Autora.

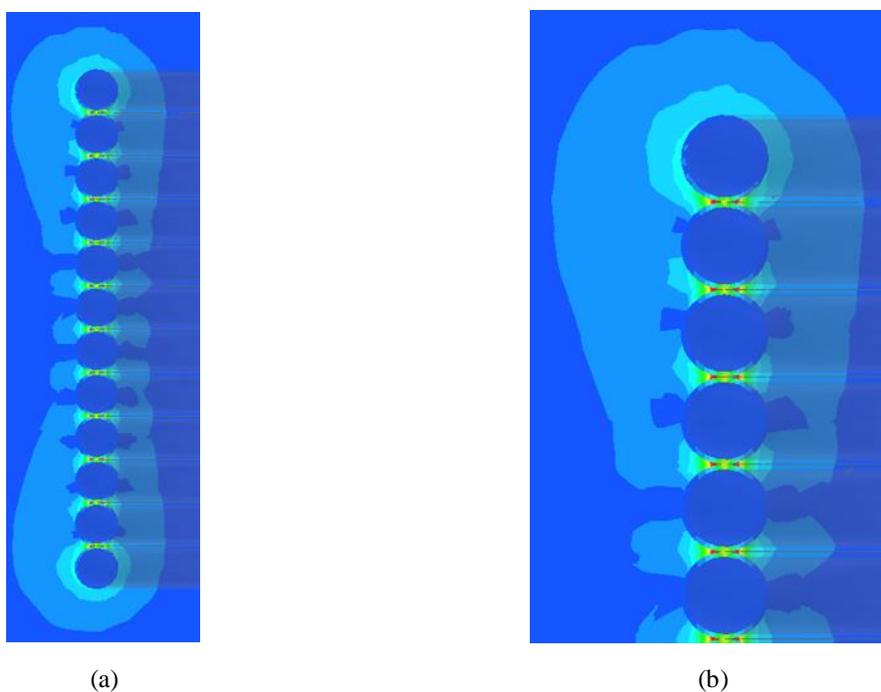
Tabela 3.3 – Excitações utilizadas para simulação da bobina ilustrada na Figura 3.5.

	E- 1	E- 2	E- 3	E- 4	E- 5	E- 6	E- 7	E- 8	E- 9	E- 10	E- 11	E- 12	Núcleo
Tensão (kV)	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0

Fonte: Autora.

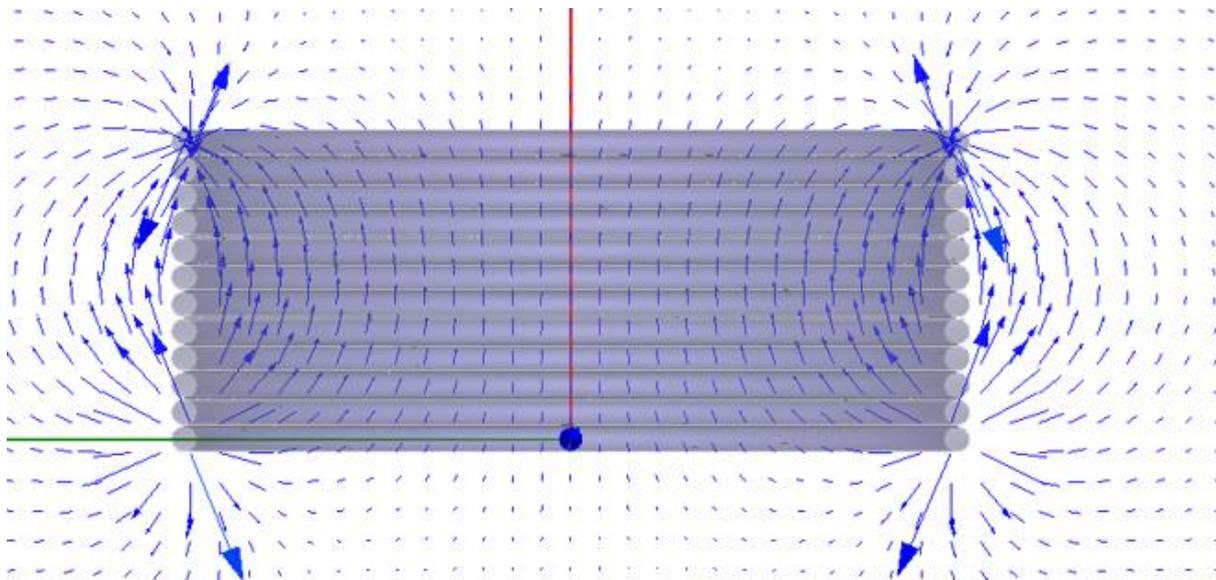
A Figura 3.6 permite a visualização da distribuição do campo elétrico entre as espiras da geometria da Figura 3.5. Pode-se verificar a existência de efeito *fringe* quanto mais longe do centro da bobina está a espira. Também conhecido como efeito de borda, ele é caracterizado pelas linhas de campo não igualmente distribuídas na geometria, como pode ser observado na Figura 3.7. Isto causa variações nos valores das capacitâncias, apresentados na Tabela 3.4. A capacitância entre as espiras E-1-E-2 e E-11-E12 diferem da capacitância entre E-2-E-3 por exemplo.

Figura 3.6 – Distribuição do campo elétrico nas espiras.



Fonte: Autora.

Figura 3.7 – Linhas de campo elétrico nas espiras circulares.



Fonte: Autora.

Tabela 3.4 – Valores das capacitâncias (pF) para a configuração apresentada na Figura 3.2(a).

	E-1	E-2	E-3	E-4	E-5	E-6	E-7	E-8	E-9	E-10	E-11	E-12
E-1	6,54	-5,96	-0,17	-0,09	-0,06	-0,04	-0,04	-0,03	-0,03	-0,03	-0,03	-0,07
E-2	-5,96	12,33	-6,09	-0,10	-0,05	-0,03	-0,02	-0,02	-0,01	-0,01	-0,01	-0,03
E-3	-0,17	-6,09	12,60	-6,09	-0,10	-0,04	-0,03	-0,02	-0,01	-0,01	-0,01	-0,03
E-4	-0,09	-0,10	-6,09	12,61	-6,09	-0,10	-0,04	-0,03	-0,02	-0,01	-0,01	-0,03
E-5	-0,06	-0,05	-0,10	-6,09	12,61	-6,09	-0,10	-0,04	-0,03	-0,02	-0,02	-0,03
E-6	-0,04	-0,03	-0,04	-0,10	-6,09	12,61	-6,09	-0,10	-0,04	-0,03	-0,02	-0,04
E-7	-0,04	-0,02	-0,03	-0,04	-0,10	-6,09	12,61	-6,09	-0,10	-0,04	-0,03	-0,04
E-8	-0,03	-0,02	-0,02	-0,03	-0,04	-0,10	-6,09	12,61	-6,09	-0,10	-0,05	-0,06
E-9	-0,03	-0,01	-0,01	-0,02	-0,03	-0,04	-0,10	-6,09	12,62	-6,09	-0,10	-0,09
E-10	-0,03	-0,01	-0,01	-0,01	-0,02	-0,03	-0,04	-0,10	-6,09	12,61	-6,10	-0,17
E-11	-0,03	-0,01	-0,01	-0,01	-0,02	-0,02	-0,03	-0,05	-0,10	-6,10	12,34	-5,96
E-12	-0,07	-0,03	-0,03	-0,03	-0,03	-0,04	-0,04	-0,06	-0,09	-0,17	-5,96	6,53

Fonte: Autora.

3.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foram apresentados resultados de simulações através do método de elementos finitos no *software* Maxwell da plataforma Ansys. Com base nos resultados de simulação pode-se concluir que a geometria do enrolamento influencia na auto capacitância do mesmo. Ainda, a posição da espira na bobina pode influenciar a sua capacitância com a espira vizinha. O valor da capacitância entre espiras não vizinhas é muito menor do que aquele apresentado por espiras vizinhas, o que faz com que os mesmos possam ser desconsiderados em alguns casos como explanado nos próximos capítulos.

4 CÁLCULO ANALÍTICO DE AUTO CAPACITÂNCIA PARA INDUTORES E TRANSFORMADORES DE ELEVADAS FREQUÊNCIAS

4.1 INTRODUÇÃO

A referência (BIELA; KOLAR, 2008) apresenta uma revisão dos diferentes métodos para o cálculo da capacitância parasita de bobinas e indutores apresentados na literatura até o ano de 2008. Pode-se observar que os métodos analíticos existentes diferem na maneira como eles definem a trajetória das linhas de campo elétrico no ar entre dois condutores de seção transversal circular. Como já mencionado, a referência (DALESSANDRO; CAVALCANTE; KOLAR, 2007) apresenta a consideração de que as linhas de campo elétrico são radiais até atingir a superfície de outro condutor. No entanto, (MASSARINI; KAZIMIERCZUK, 1997) propôs a tese de que as linhas seguem a trajetória mais curta entre dois condutores ao cruzar o ar. Recentemente, (LIU et al., 2016b) argumenta que as linhas de campo seguem uma trajetória circular. Porém, todos esses autores consideram que, em uma bobina, existe apenas um valor de capacitância parasita entre os condutores, independentemente da posição da espira na bobina. Além disso, todos os autores concordam que a capacitância do isolador é calculada da mesma forma, considerando-se uma capacitância parcial de um capacitor cilíndrico.

A referência (AGHAEI; KABOLI, 2017) estuda como uma variação na posição das espiras na bobina pode afetar sua capacitância total. Tais variações na posição das espiras alteram a distribuição do potencial elétrico dentro da bobina, e também afetam a capacitância entre espiras, dependendo da posição da mesma. Os autores consideraram uma variedade de distúrbios, mas nesta tese são consideradas as duas opções de empilhamento mais plausíveis no processo de fabricação: simetria quadrada e simetria triangular.

Os principais objetivos deste capítulo são mostrar que a posição da espira na bobina influencia a capacitância entre espiras e propor um método de cálculo analítico para essas diferentes capacitâncias da bobina. Visando atingir este objetivo, propõe-se uma definição da trajetória das linhas de campo elétrico no ar entre dois condutores circulares, de acordo com as características geométricas. Como os dispositivos de elevada tensão podem utilizar condutores sobre isolados (LEIBL; ORTIZ; KOLAR, 2017; SAVIN; AIT-AMAR; ROGER, 2013), este capítulo propõe um método diferente para calcular a capacitância do isolante, considerando também os condutores sobre isolados. Finalmente, o método proposto é comparado com os métodos atuais para vários diâmetros de condutores, variando a área de seção de *American Wire*

Gauge (AWG) 04 ($D_{\text{iso}} = 5,329$ mm) até AWG 44 ($D_{\text{iso}} = 0,069$ mm), considerando os resultados das simulações FEM.

4.2 DEFINIÇÃO DA TRAJETÓRIA DAS LINHAS DE FLUXO ELÉTRICO

Os métodos existentes na literatura para cálculo de capacitância parasita concordam que a capacitância elementar entre dois condutores de seção transversal circular é composta pela capacitância do isolante em série com a capacitância do ar. Os métodos apresentados nos trabalhos anteriores (DALESSANDRO; CAVALCANTE; KOLAR, 2007; LIU et al., 2016b; MASSARINI; KAZIMIERCZUK, 1997) concordam em como calcular a capacitância de isolante, mas diferem em como eles definem a trajetória percorrida pelas linhas de campo elétrico no ar entre dois condutores.

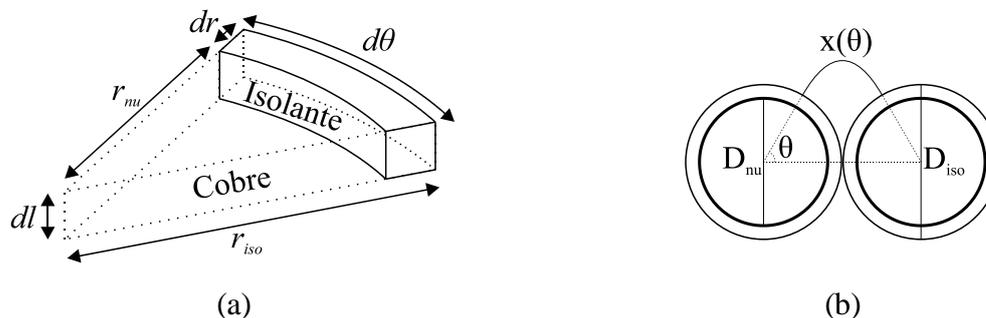
A definição da distância percorrida pelas linhas de campo elétrico é de grande importância para o cálculo da capacitância quando calculada usando (4.1) (MASSARINI; KAZIMIERCZUK, 1997). A capacitância pode ser determinada para uma unidade elementar de área, como ilustrado na Figura 4.1(a), e o comprimento das linhas de campo elétrico define a distância entre as placas do capacitor, Figura 4.1(b).

$$dc = \varepsilon_{\text{iso}} \cdot \varepsilon_0 \cdot \frac{dA}{x(\theta)} \quad (4.1)$$

Onde:

- dA – Elemento de área (m^2);
- $x(\theta)$ – Caminho das linhas de campo elétrico (m);
- dc – Capacitância elementar, dependente do ângulo (F);

Figura 4.1 – Superfície cilíndrica elementar localizada dentro do revestimento isolante.



Fonte: Adaptada de (MASSARINI; KAZIMIERCZUK, 1997).

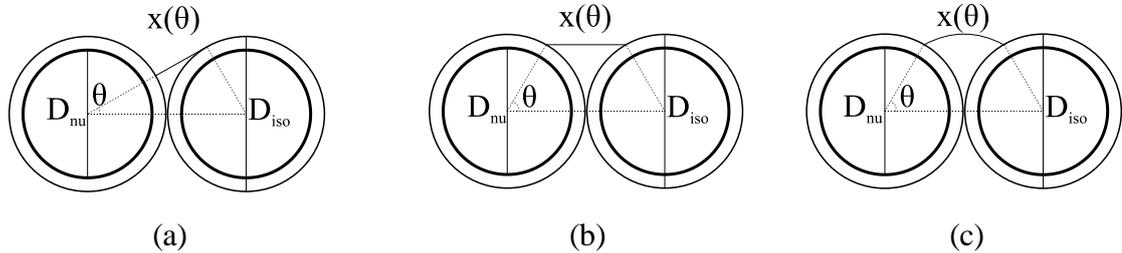
Onde:

- dr – Variação do raio do condutor;
- dl – Variação do comprimento do condutor;
- $d\theta$ – Variação do comprimento do condutor;
- r_{nu} – Raio de seção transversal do cobre do condutor (m);
- r_{iso} – Raio de seção transversal do condutor isolado (m);

4.2.1 Definição da trajetória das linhas de fluxo elétrico no ar

A Figura 4.2(a) apresenta as linhas de campo elétrico propostas no ar definido em (DALESSANDRO; CAVALCANTE; KOLAR, 2007), onde as linhas são radiais. A Figura 4.2(b) ilustra a tese apresentada por (MASSARINI; KAZIMIERCZUK, 1997), onde as linhas seguem a menor distância entre os dois condutores. Finalmente, a Figura 4.2(c) (LIU et al., 2016b) demonstra uma trajetória circular.

Figura 4.2 – Trajetória das linhas de campo elétrico entre dois condutores de seção transversal circular. a) (DALESSANDRO; CAVALCANTE; KOLAR, 2007). b) (MASSARINI; KAZIMIERCZUK, 1997) c) (LIU et al., 2016b).



Fonte: Autora.

Os autores de (MASSARINI; KAZIMIERCZUK, 1997) afirmam que a consideração da trajetória é uma abordagem conservadora. Pois, embora as linhas de campo elétrico, para pequenos ângulos “ θ ”, possam ser aproximadas por linhas retas apresentando uma pequena diferença, para ângulos maiores “ θ ” a diferença dessa consideração pode ser considerável. No entanto, os autores consideram que, para ângulos maiores, o valor da capacitância elementar é baixo e tem pequena influência no valor total da capacitância entre espiras e, portanto, essa aproximação é válida. A capacitância elementar do ar é então obtida por (4.2).

$$dc_{ar-Massarini} = \epsilon_0 \cdot \frac{1}{2 \cdot (1 - \cos(\theta))} \cdot d\theta \quad (4.2)$$

Onde:

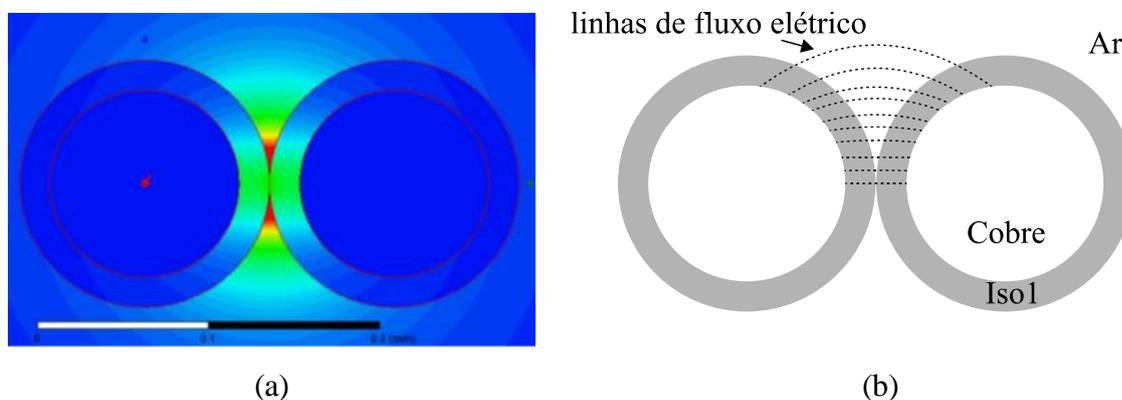
- dc_{ar} – Capacitância elementar do ar, dependente do ângulo;

Em (LIU et al., 2016b) os autores afirmam que as linhas de campo elétrico são parabólicas no ar, apesar de sua dedução matemática descrever uma trajetória circular para as linhas. A capacitância elementar do ar é obtida por (4.3)

$$dc_{ar-Liu} = \frac{\epsilon_0}{2 \cdot \theta \cdot \tan\left(\frac{\theta}{2}\right)} \cdot d\theta \quad (4.3)$$

Neste trabalho, um conjunto de simulações FEM foi realizado para observar como as linhas de campo elétrico se comportam entre dois condutores de seção circular. Estas simulações foram realizadas no *software* Maxwell-Ansys. Como pode ser visto na Figura 4.3(a), a conclusão de (MASSARINI; KAZIMIERCZUK, 1997) está correta, para pequenos ângulos, as linhas de campo elétrico se aproximam de linhas retas. No entanto, para ângulos maiores, as linhas do campo elétrico apresentam uma geometria parabólica. A Figura 4.3(b) mostra as linhas de campo elétrico consideradas, de acordo com a Figura 4.3(a).

Figura 4.3 – Trajetória das linhas de campo elétrico entre dois condutores de seção transversal circular. (a) densidade do campo elétrico FEM. (b) representação das linhas de campo elétrico.

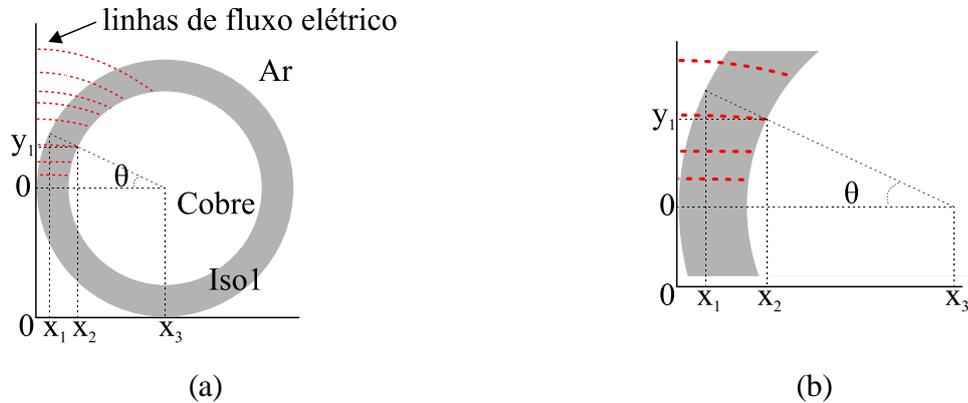


Fonte: Autora

Assim, nesta tese é proposta uma definição parabólica para a trajetória de linhas de campo elétrico no ar para calcular a capacitância elementar total entre condutores de seção transversal circular. Esta trajetória é derivada dos resultados da simulação apresentados na Figura 4.3(a).

A Figura 4.4 ilustra as coordenadas usadas para definir a trajetória das linhas de campo elétrico, tanto no ar quanto no isolante. A Figura 4.4(b) é um *zoom* da Figura 4.4(a) para facilitar a visualização das coordenadas utilizadas. As equações (4.4), (4.5), (4.6) e (4.7) definem os valores das coordenadas mostradas na Figura 4.4. Como apresentado anteriormente, as linhas de campo elétrico foram aproximadas por uma trajetória parabólica.

Figura 4.4 – (a) Coordenadas usadas para definir o trajetória das linhas de campo. (b) zoom da Figura 4.4(a).



Fonte: Autora.

$$x_1 = \frac{D_{iso}}{2} \cdot (1 - \cos(\theta)) \quad (4.4)$$

$$x_2 = \frac{D_{iso}}{2} - \frac{D_{nu}}{2} \cdot \cos(\theta) \quad (4.5)$$

$$x_3 = \frac{D_{iso}}{2} \quad (4.6)$$

$$y_1 = \frac{D_{nu}}{2} \cdot \text{sen}(\theta) \quad (4.7)$$

A equação de uma parábola com vértice (x_0, y_0) é representada por (4.8). A variável ‘p’ pode ser definida por (4.9), uma vez que o ponto (x_2, y_1) é conhecido e o vértice pode ser definido por $(0, y_0)$. A função parábola, ‘y’, que descreve o caminho das linhas de campo elétrico, é definida pela combinação de (4.5), (4.7), (4.8), (4.9) e (4.10) resultando em (4.11).

O comprimento das linhas de campo elétrico é calculado pela definição de comprimento de arco definida por (4.12). Assim, o cálculo proposto para obter o valor da capacitância do ar é possível de acordo com (4.13).

$$4 \cdot p \cdot (y - y_0) = (x - x_0)^2 \quad (4.8)$$

$$p = \frac{(x_2 - 0)^2}{4 \cdot (y_1 - y_0)} \quad (4.9)$$

$$y_0 = \frac{D_{iso}}{2} \cdot \text{sen}(\theta) \quad (4.10)$$

$$y = \frac{x^2 \cdot \left(\frac{D_{nu}}{2} \cdot \text{sen}(\theta) - \frac{D_{iso}}{2} \cdot \text{sen}(\theta) \right)}{\left(\frac{D_{iso}}{2} - \frac{D_{nu}}{2} \cdot \cos(\theta) \right)^2} + \frac{D_{iso}}{2} \cdot \text{sen}(\theta) \quad (4.11)$$

$$x(\theta) = \int_{-x_1}^{x_1} \sqrt{1 + \left(\frac{dy}{dx} \right)^2} dx \quad (4.12)$$

$$dc_{ar-proposto} = \frac{\epsilon_0 \cdot \frac{D_{iso}}{2}}{\int_{-x_1}^{x_1} \sqrt{1 + \left(\frac{dy}{dx} \right)^2} dx} \cdot d\theta \quad (4.13)$$

4.2.2 Definição da trajetória das linhas de fluxo elétrico no isolante

As referências (DALESSANDRO; CAVALCANTE; KOLAR, 2007; LIU et al., 2016b; MASSARINI; KAZIMIERCZUK, 1997) consideram que a capacitância elementar do isolante é calculada com base no cálculo do capacitor cilíndrico, considerando o condutor de cobre como uma placa do capacitor e o isolante como a outra placa (4.14).

$$dc_{iso} = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_{iso}}{\ln \left(\frac{D_{iso}}{D_{nu}} \right)} \cdot d\theta \quad (4.14)$$

Onde:

- dc_{iso} – Capacitância elementar do isolante, dependente do ângulo;

A definição da capacitância cilíndrica considera que as linhas de campo elétrico entre as duas placas são radiais (IRISH, 1969). Porém, propõe-se um novo método para calcular a contribuição da capacitância do isolante para a capacitância total entre espiras, uma vez que, como pode ser observado na Figura 4.3(a), as linhas de campo elétrico entre dois condutores de seção circular não são radiais.

A Figura 4.4 mostra os pontos usados para definir o caminho das linhas de campo elétrico no isolante. A equação proposta para o cálculo da capacitância do isolante (4.15) difere em relação ao comprimento de arco considerado quando comparado com a equação proposta para o cálculo da capacitância do ar, no entanto, a definição da parábola continua a ser dada através de (4.11).

$$dc_{\text{iso-proposto}} = \frac{\varepsilon_{\text{iso}} \cdot \varepsilon_0 \cdot \frac{D_{\text{iso}}}{2}}{\int_{x_1}^{x_2} \sqrt{1 + \left(\frac{dy}{dx}\right)^2} dx} \cdot d\theta \quad (4.15)$$

4.2.3 Cálculo da Capacitância entre espiras

O valor de capacitância entre espiras para os métodos propostos na literatura é obtido por (4.16).

$$dc_{\text{ee}} = \int_{\theta_1}^{\theta_2} \frac{1}{\frac{1}{dc_{\text{iso}}} + \frac{1}{dc_{\text{ar}}}} d\theta \quad (4.16)$$

Para definir o valor da capacitância do isolante (DALESSANDRO; CAVALCANTE; KOLAR, 2007) substitui (4.17) e (4.18) em (4.19).

$$m_1 = \int_0^{\frac{\pi}{6}} \frac{\frac{1}{2} - (\sin(\theta))^2 + \cos(\theta) \cdot \sqrt{(\cos(\theta))^2 - \frac{3}{4}}}{\cos(\theta) - \left(1 - \frac{t_{\text{iso}}}{\varepsilon_{\text{iso}} \cdot D_{\text{iso}}}\right) \cdot \left(\frac{1}{2} + \sqrt{(\cos(\theta))^2 - \frac{3}{4}}\right)^2} \cdot d\theta \quad (4.17)$$

$$m_d = \int_0^{\frac{\pi}{6}} \frac{(\sin(\theta))^2 + \cos(\theta) \cdot \sqrt{(\cos(\theta))^2 - \frac{3}{4}}}{\cos(\theta) - \left(1 - \frac{t_{iso}}{\epsilon_{iso} \cdot D_{iso}}\right) \cdot \left(\frac{1}{2} + \sqrt{(\cos(\theta))^2 - \frac{3}{4}}\right)^2} \cdot d\theta \quad (4.18)$$

$$C_{ee-Dalessandro} = 2 \cdot \epsilon_0 \cdot \left[m_1 + \frac{t_{ins}}{\epsilon_{ins} \cdot (D_{ins})^2} \cdot \left(D_{ins} - \frac{t_{ins}}{2} \right) \cdot m_d \right] \quad (4.19)$$

Substituindo (4.14) e (4.2) em (4.16) produz (4.20) o que representa a capacitância entre espiras por (MASSARINI; KAZIMIERCZUK, 1997).

$$dc_{ee-Massarini} = \frac{\epsilon_0}{2} \cdot \int_{\theta_1}^{\theta_2} \frac{1}{1 + \frac{1}{\epsilon_{iso}} \cdot \ln\left(\frac{D_{iso}}{D_{nu}}\right) - \cos\theta} \cdot d\theta \quad (4.20)$$

A capacitância entre espiras proposta por (LIU et al., 2016b) é obtida substituindo (4.14) e (4.3) em (4.16), resultando em (4.21).

$$C_{ee-Liu} = \int_{\theta_1}^{\theta_2} \left(\frac{\epsilon_0^2 \cdot \epsilon_{iso}}{4 \cdot \theta \cdot \tan\left(\frac{\theta}{2}\right) \cdot \ln\left(\frac{D_{iso}}{D_{nu}}\right)} \cdot \frac{1}{\left(\frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_{iso}}{2 \cdot \ln\left(\frac{D_{iso}}{D_{nu}}\right)} + \frac{\epsilon_0}{2 \cdot \theta \cdot \tan\left(\frac{\theta}{2}\right)} \right)} \right) d\theta \quad (4.21)$$

A equação (4.23) apresenta o método proposto para calcular a capacitância entre espiras e é obtida substituindo (4.22) em (4.13) e (4.15) e aplicando a (4.16).

$$\frac{dy}{dx} = \frac{2 \cdot x \cdot \left(\frac{\sin(\theta) \cdot D_{iso}}{2} - \frac{\sin(\theta) \cdot D_{nu}}{2} \right)}{\left(\frac{D_{iso}}{2} - \frac{\cos(\theta) \cdot D_{nu}}{2} \right)^2} \quad (4.22)$$

$$C_{ee-proposto} = \int_{\theta_1}^{\theta_2} \left(\frac{1}{\frac{\epsilon_{iso} \cdot \epsilon_0 \cdot \frac{D_{iso}}{2}}{\int_{x_1}^{x_2} \sqrt{1 + \left(\frac{dy}{dx} \right)^2} dx} + \frac{1}{\epsilon_0 \cdot \frac{D_{iso}}{2}} \frac{1}{\int_{-x_1}^{x_1} \sqrt{1 + \left(\frac{dy}{dx} \right)^2} dx}} \right) d\theta \quad (4.23)$$

4.3 BOBINAS COM DIFERENTES SIMETRIAS

Quando se tem uma dada distribuição de campo elétrico e um novo potencial (condutor) é inserido, as linhas de campo mudam sua trajetória modificando a distribuição do campo elétrico. A capacitância é dada pela relação carga/tensão, e a carga é proporcional à integral da linha de campo elétrico dentro de uma determinada área. Quando uma dada espira apresenta mais ou menos espiras vizinhas, a área de interação entre seus campos elétricos é modificada.

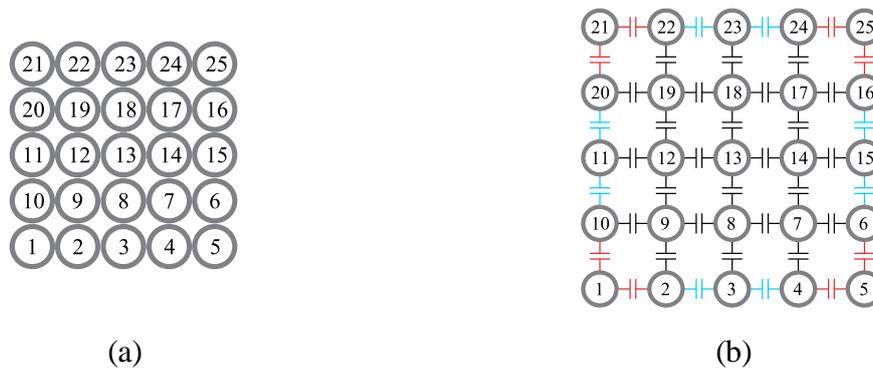
Simulações de elementos finitos foram realizadas para determinar os valores de capacitância de um arranjo de matriz 5x5 para condutores variando de AWG 04 a AWG 44. Foram consideradas duas maneiras de empilhar as espiras da bobina: perfeitamente a 90° (formando uma simetria quadrada) e cada camada embutida na anterior (formando uma simetria triangular). Usualmente, bobinas de dispositivos magnéticos apresentam a simetria triangular, caso o projeto não seja efetuado buscando outra geometria. As capacitâncias entre condutores não adjacentes foram desconsideradas, uma vez que, nestes casos, são muito menores que as capacitâncias entre condutores adjacentes, como observado pelos resultados da simulação.

4.3.1 Simetria quadrada

A Figura 4.5(a) mostra o formato de empilhamento considerado no primeiro estudo. A Figura 4.5(b) ilustra as capacitâncias consideradas na simetria quadrada.

A posição da espira na bobina faz com que a mesma apresente valores de capacitância diferentes para os condutores adjacentes. Observou-se a existência de três diferentes valores de capacitância, dependendo do número de condutores adjacentes que a espira apresenta (3, 5 ou 8). Para fins de análise, as capacitâncias tipicamente analisadas são entre as espiras 1 e 2 (c_{1-2}); 2 e 3 (c_{2-3}); e 2 e 9 (c_{2-9}).

Figura 4.5 – Simetria quadrada. (a) modelo de simulação FEM. (b) Capacitâncias consideradas.



Fonte: Autora.

A Tabela 4.1 mostra os ângulos de integração usados em (4.23) para o cálculo das capacitâncias mostradas na Figura 4.5(b). Esses ângulos de integração são definidos devido à posição geométrica da espira dentro da bobina. Os ângulos apresentados para c_{2-9} são os mesmos usados em (4.20) e (4.21).

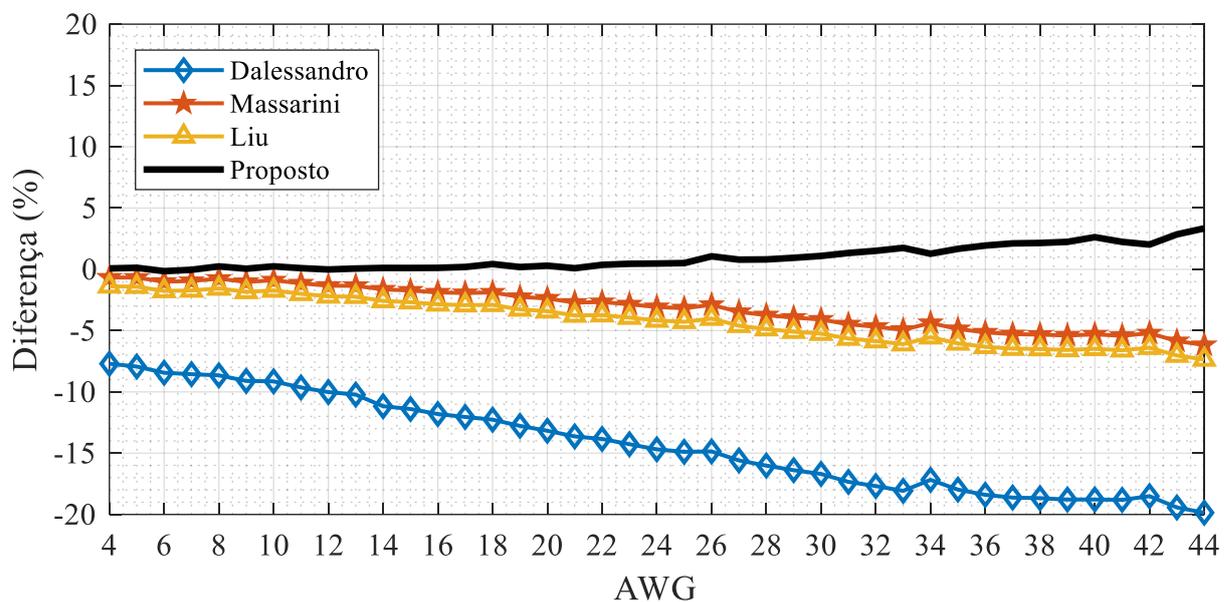
Tabela 4.1 – Limites de integração para (4.23), considerando a simetria quadrada.

	c_{1-2}	c_{2-9}	c_{2-3}
θ_1	-135°	-45°	-90°
θ_2	45°	45°	45°

Fonte: Autora.

A Figura 4.6 apresenta a comparação da diferença do valor da capacitância simulada e do valor calculado pelos métodos existentes e proposto. Para o método proposto, a diferença é apresentada para a capacitância entre as espiras 2 e 9, já que este é o principal valor de capacitância. Os ângulos apresentados para c2-9 pela Tabela 4.1 são os mesmos utilizados em (4.20) e (4.21). A Figura 4.7 mostra a diferença para as três capacitâncias, considerando o método proposto.

Figura 4.6 – Comparação de métodos para simetria quadrada (C2-9).



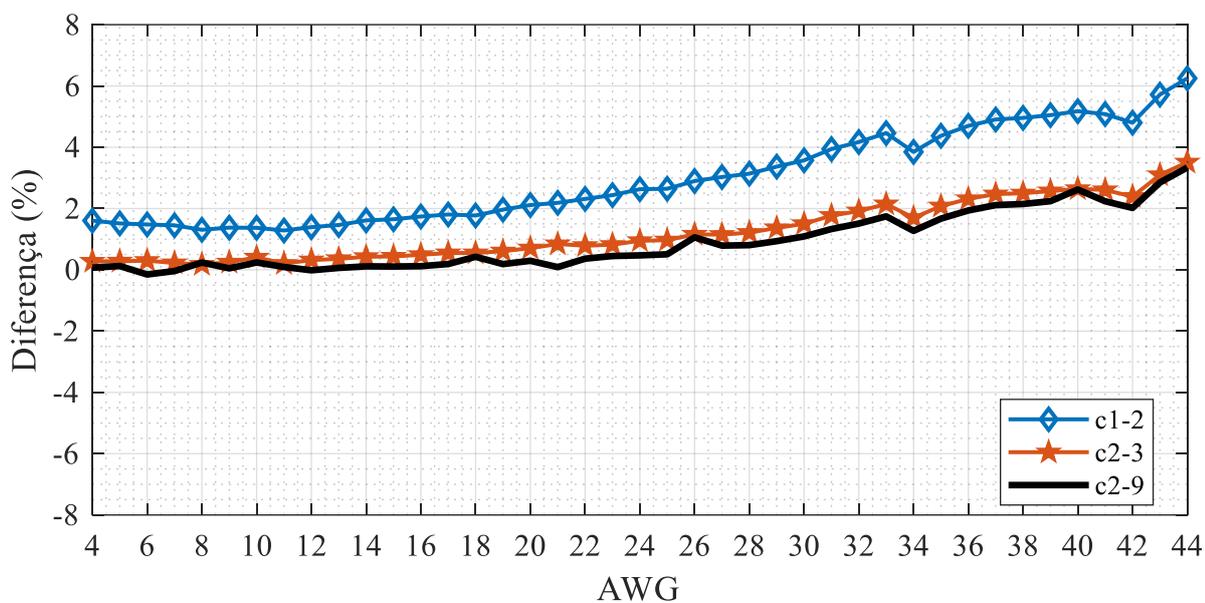
Fonte: Autora.

É importante notar que o valor da capacitância de (DALESSANDRO; CAVALCANTE; KOLAR, 2007) é definido por (4.19) e os ângulos de integrações de (4.17) e (4.18) são definidos como $\pi/6$. Se este ângulo fosse maior, (4.19) produziria um resultado complexo. Assim, integrar apenas até $\pi/6$ considera uma porção menor da capacitância entre espiras, quando comparado aos ângulos de integração apresentados pela Tabela 4.1 para a capacitância c2-9. Os ângulos de integração para as referências (MASSARINI; KAZIMIERCZUK, 1997) e (LIU et al., 2016b) seguem os utilizados para c2-9.

O valor de capacitância principal, c2-9, apresentou menor diferença quando comparado aos métodos existentes, em toda a faixa de valores de AWG estudados. Portanto, mesmo que o projetista decida simplificar a análise usando apenas um valor de capacitância entre espiras para

todos os condutores, a maior diferença entre o valor simulado e calculado pelo método proposto é de 3,34%, para o condutor AWG 44.

Figura 4.7 – Diferenças dos valores das capacitâncias do método proposto para os valores simulados, considerando a simetria quadrada.



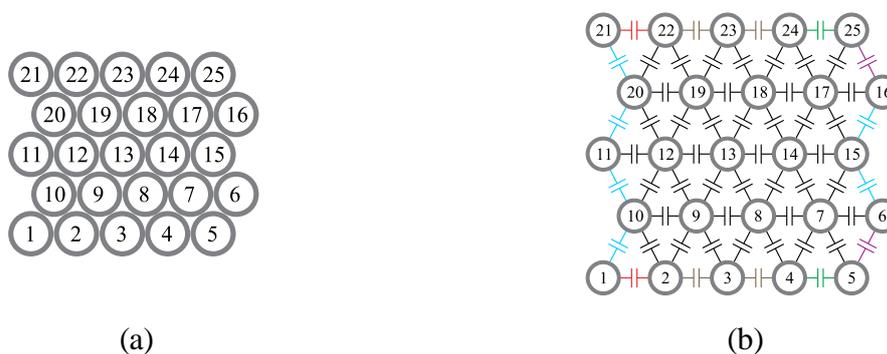
Fonte: Autora.

4.3.2 Simetria triangular

Um enrolamento com simetria triangular é ilustrado na Figura 4.8(a). Devido à maior proximidade dos condutores, existem seis diferentes valores de capacitâncias, como pode ser observado na Figura 4.8(b). Os diferentes valores de capacitâncias são encontrados entre as espiras 1 e 2 (c1-2); 1 e 10 (c1-10); 2 e 3 (c2-3); 2 e 9 (c2-9); 4 e 5 (c4-5); 5 e 6 (c5-6).

A Tabela 4.2 apresenta os ângulos de integração usados em (4.23) para o cálculo dos valores das capacitâncias ilustradas na Figura 4.8(b). A Figura 4.9 apresenta a comparação da diferença apresentada pelos métodos existentes e o método proposto para o valor da capacitância entre as espiras 2 e 9. Para os métodos existentes, os ângulos de integração utilizados são os mesmos que para c2-9.

Figura 4.8 – Simetria triangular. (a) modelo de simulação FEM. (b) Capacitâncias consideradas.



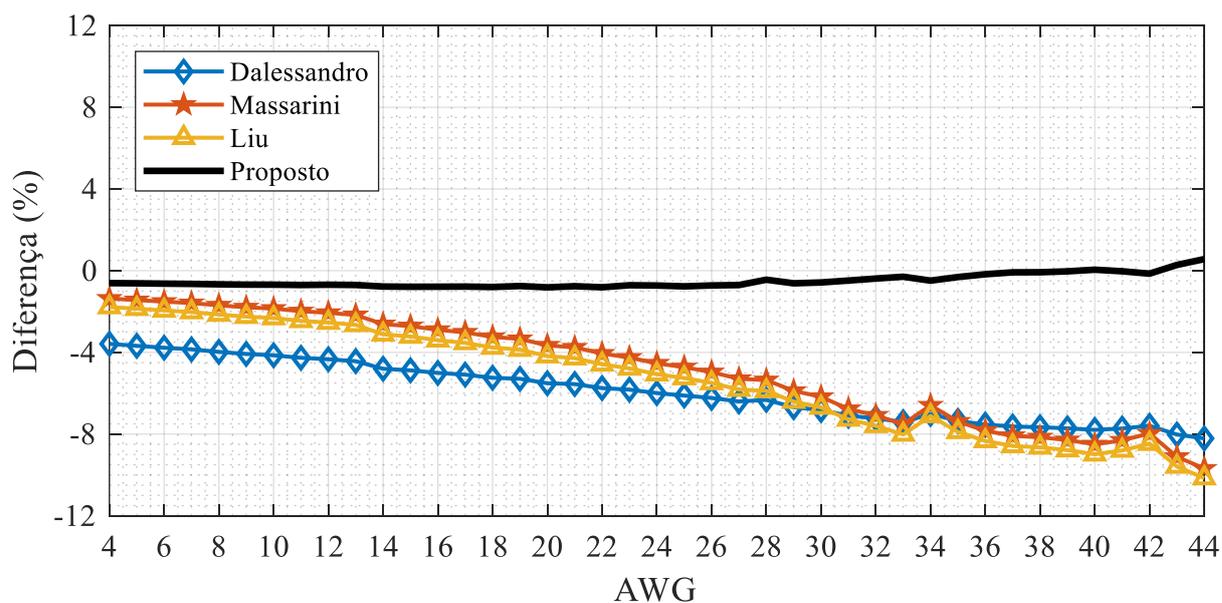
Fonte: Autora.

Tabela 4.2 – Limites de integração para (4.23), considerando a simetria triangular.

	c1-2	c2-3	c4-5	c5-6	C1-10	c2-9
θ_1		-90°			-60°	-30°
θ_2		30°			30°	30°

Fonte: Autora.

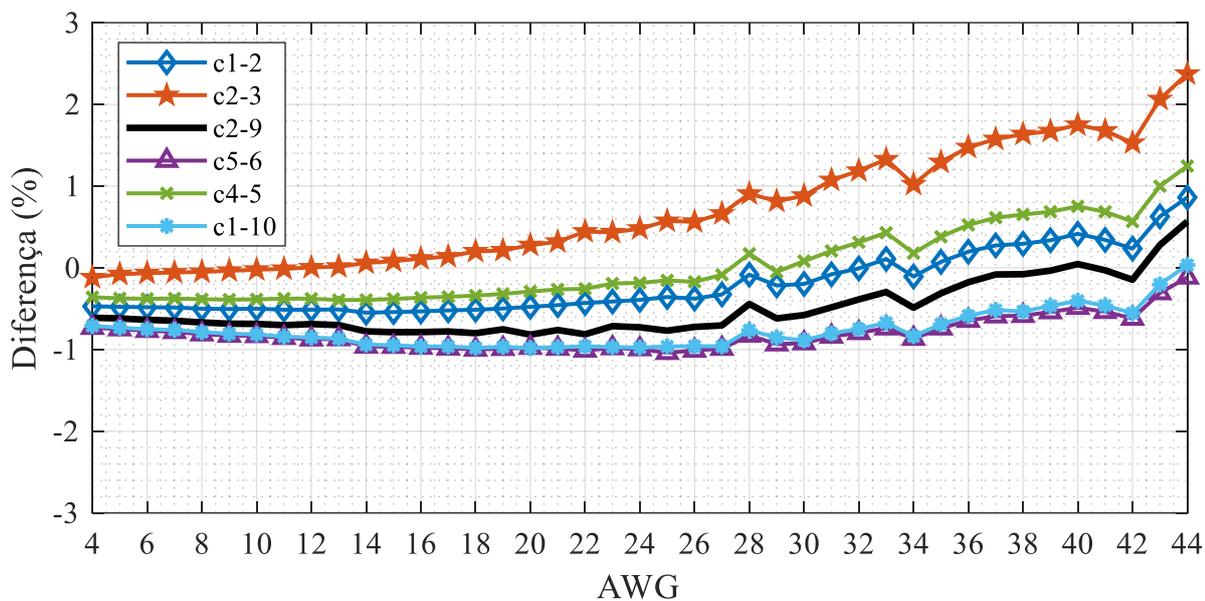
Figura 4.9 – Comparação de métodos para simetria triangular (C2-9)



Fonte: Autora.

A Figura 4.10 mostra a diferença para as seis capacitâncias, considerando o método proposto para diferentes condutores AWG.

Figura 4.10 – Diferenças entre os valores das capacitâncias parasitas calculados pelo método proposto e os valores simulados, considerando a simetria triangular.



Fonte: Autora.

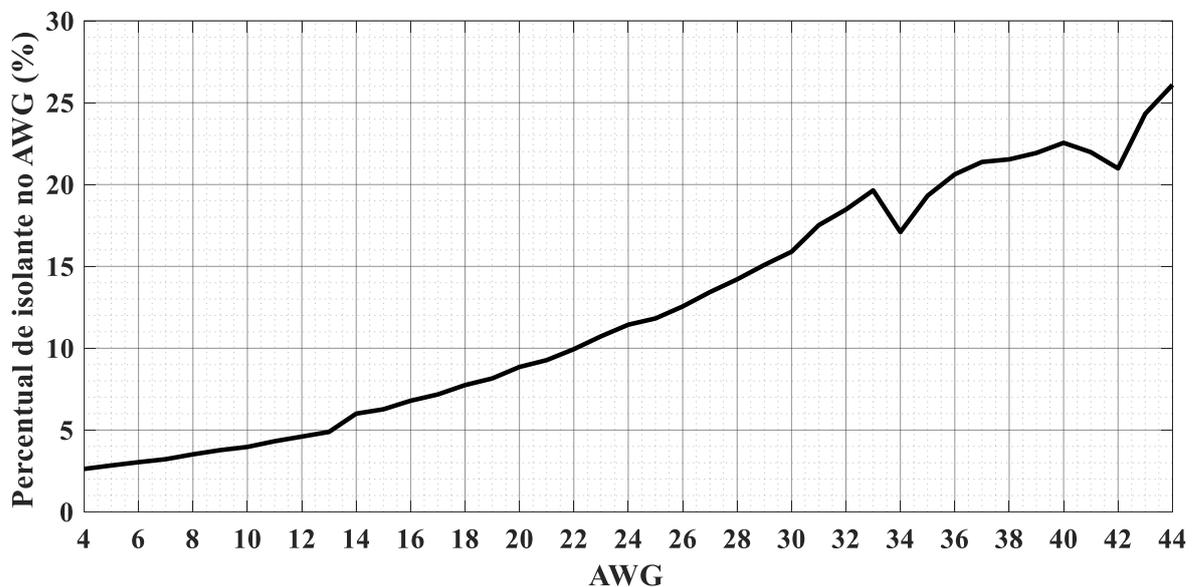
Como pode ser observado pelas Figura 4.6 e Figura 4.9, os métodos existentes apresentam um comportamento similar para a faixa de condutores AWG analisada neste capítulo. Os valores das diferenças variam, mas é possível visualizar que, como eles diferem apenas no cálculo da capacitância do ar, seu comportamento geral é semelhante. O método proposto apresenta comportamento diferente, pois utiliza uma nova definição para o cálculo da capacitância do isolante.

O valor de capacitância principal, c2-9, apresentou menor diferença quando comparado aos métodos existentes, em toda a faixa de valores estudada. A maior diferença entre o valor simulado e o valor calculado pelo método proposto é de -0,8%, para o condutor AWG 18.

4.3.3 Relação do diâmetro isolado ao diâmetro de cobre

A Figura 4.11 mostra a relação entre o diâmetro isolado e o diâmetro do cobre para cada valor de AWG. Pode-se observar que há picos nas relações dos AWGs 14, 34 e 42. Esses são os mesmos picos que podem ser observados nas Figura 4.7, Figura 4.10, Figura 4.14 e Figura 4.15. Eles demonstram que os picos nos resultados não são do método proposto e/ou diferença de simulação FEM, mas sim devido a diferenças da relação de cobre e isolante para cada condutor AWG.

Figura 4.11 – Relação entre o diâmetro isolado e o diâmetro do cobre para cada AWG.



Fonte: Autora.

Na Figura 4.6, Figura 4.9, Figura 4.14 e Figura 4.15, o modelo proposto mostra um comportamento contrário aos modelos da literatura (DALESSANDRO; CAVALCANTE; KOLAR, 2007; LIU et al., 2016b; MASSARINI; KAZIMIERCZUK, 1997) ao considerar condutores com valor AWG mais elevado, condutores de seções transversais menores. O modelo proposto geralmente superestima a capacitância total, enquanto os modelos anteriores subestimam a capacitância. A Figura 4.11 ilustra um aumento na proporção de isolante nos condutores com valor AWG mais elevado. Conforme apresentado por (MASSARINI; KAZIMIERCZUK, 1997), para ângulos menores, a capacitância elementar do ar é muito maior do que as capacitâncias elementares do isolamento, assim, a associação em série destes tem seu

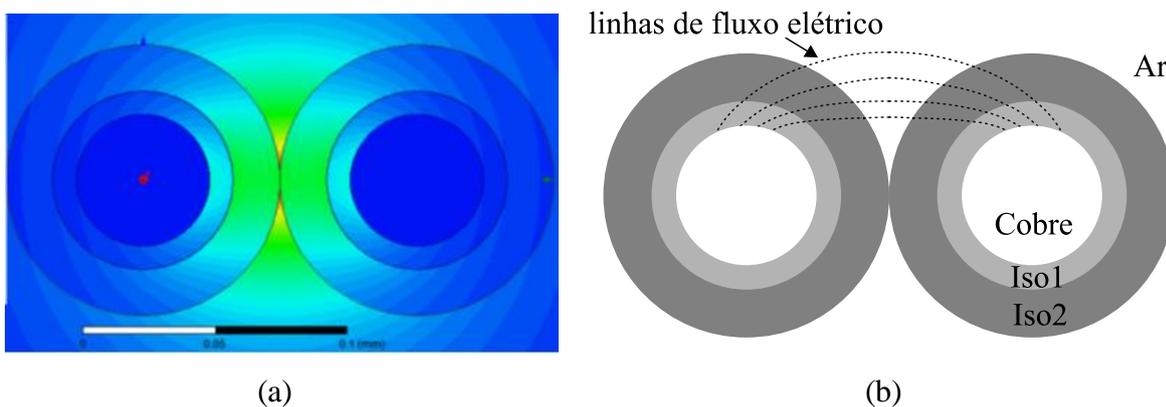
valor definido próximo ao valor da capacitância elementar do isolante. O método proposto modifica o cálculo do valor da capacitância do isolante e apresenta maior proporcionalidade em condutores de valor AWG mais elevado, o que explica a modificação no comportamento do modelo proposto em comparação aos existentes.

4.4 CONDUTORES SOBRE ISOLADOS

Observando que o método proposto modifica não apenas o cálculo do valor da capacitância do ar, mas também o da capacitância do isolante, novas simulações FEM foram realizadas para avaliar o impacto da espessura do isolante na capacitância entre espiras. Uma segunda camada de isolante, com espessura duas vezes maior que o esmalte, foi usada nessas simulações. A permissividade deste segundo material de isolante foi definida em 2,1 (ϵ_{ins2}).

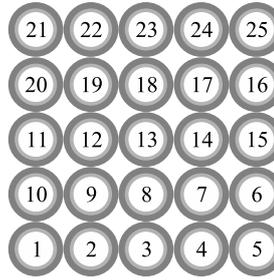
A Figura 4.12 ilustra o caminho das linhas de campo elétrico entre duas espiras de seção circular, com dois isolantes sólidos. A Figura 4.12(a) foi obtida a partir de uma simulação FEM, e a Figura 4.12(b) representa o traçado das linhas de campo elétrico da Figura 4.12(a). A Figura 4.13 ilustra a bobina com simetria quadrada, considerando o condutor sobre isolado.

Figura 4.12 – Trajetória das linhas de campo elétrico entre dois condutores de seção transversal circular. (a) densidade do campo elétrico FEM. (b) representação das linhas de campo elétrico.



Fonte: Autora.

Figura 4.13 – Modelo de simulação FEM considerando dois isolamentos sólidos.



Fonte: Autora.

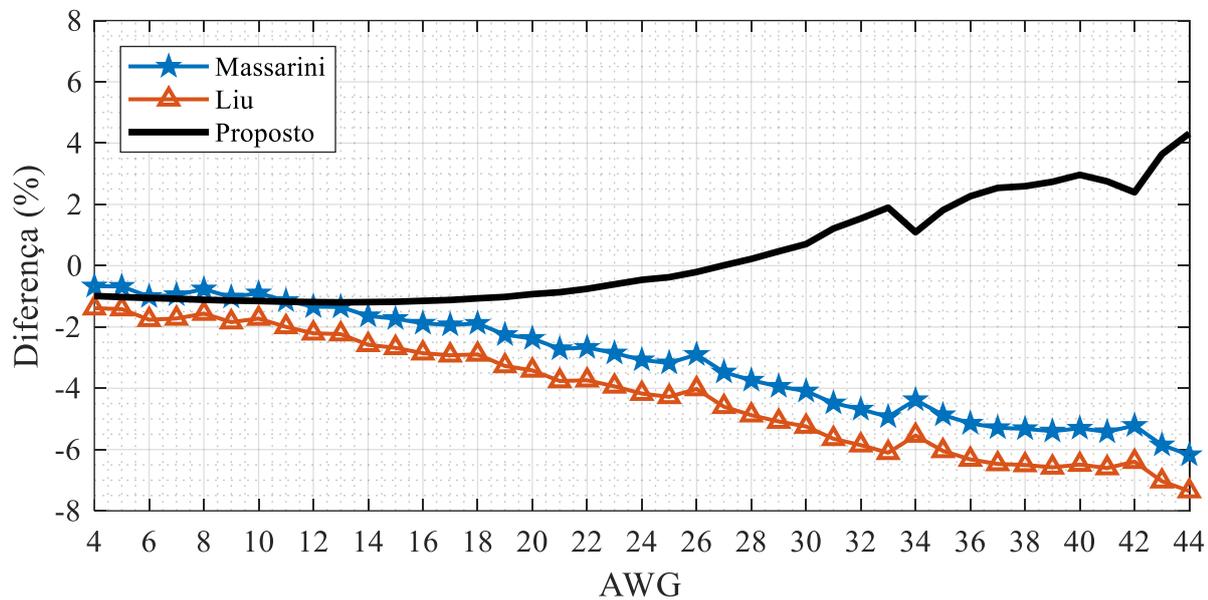
A equação (4.24) permite o cálculo do valor da capacitância entre espiras para qualquer um dos métodos.

$$c_{ee} = \int_{\theta_1}^{\theta_2} \frac{1}{\frac{2}{dc_{iso}} + \frac{2}{dc_{iso2}} + \frac{1}{dc_{ar}}} d\theta \quad (4.24)$$

A Figura 4.14 apresenta a diferença encontrada considerando o isolamento sólido e a simetria quadrada. A Figura 4.15 apresenta as mesmas variáveis, considerando a simetria triangular. Para essas comparações, a referência (DALESSANDRO; CAVALCANTE; KOLAR, 2007) não foi incluída, pois (4.19) não pôde ser aplicada a um condutor com sobre isolamento.

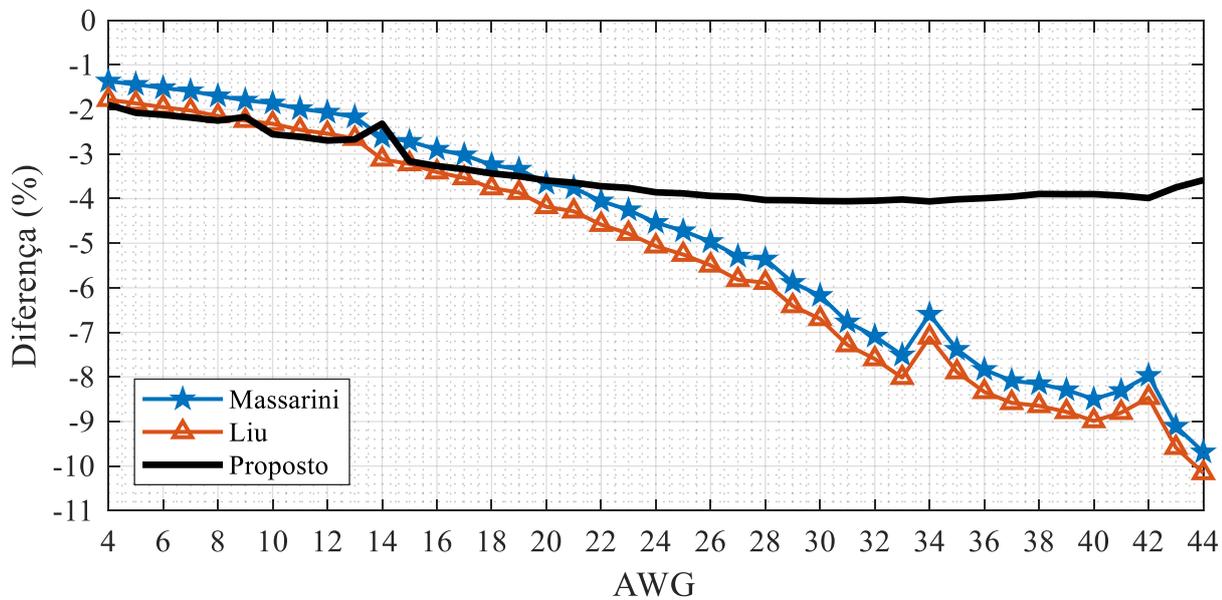
O método proposto apresenta uma diferença consideravelmente menor ao considerar a simetria triangular para condutores sobre isolados, como pode-se observar a partir da Figura 4.15. Isso é muito importante, pois o foco deste trabalho são aplicações de alta tensão, que podem facilmente apresentar a necessidade de maior isolamento.

Figura 4.14 – Diferença dos valores calculados pelos métodos apresentados e a simulação FEM, considerando a simetria quadrada.



Fonte: Autora.

Figura 4.15 – Diferença dos valores calculados pelos métodos apresentados e a simulação FEM, considerando a simetria triangular.

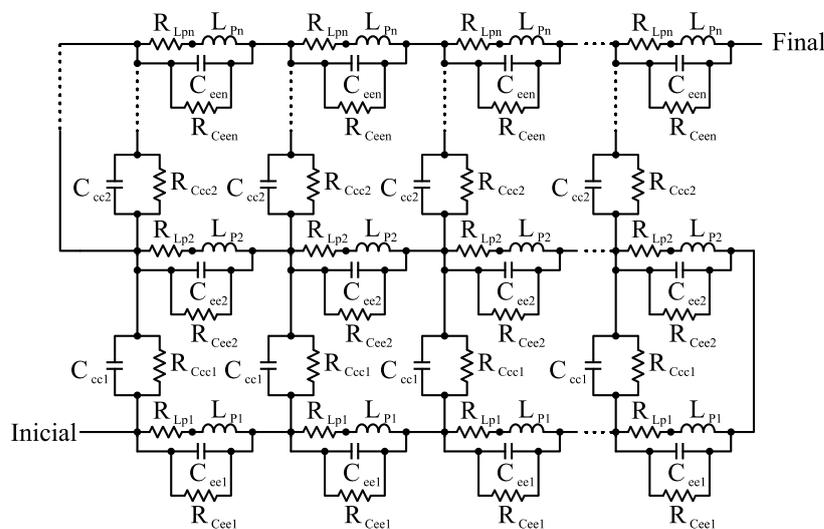


Fonte: Autora.

4.5 MODELO DE INDUTOR REAL PARA VALIDAÇÃO DE ALTA FREQUÊNCIA

A Figura 4.16 ilustra o modelo equivalente de indutor usado nas simulações (ZDANOWSKI et al., 2014). Este modelo considera parâmetros concentrados para cada espira: as autoindutâncias das espiras, as indutâncias mútuas entre elas, as capacitâncias parasitas, as resistências das espiras e as perdas nas capacitâncias. Como os protótipos utilizados apresentam núcleo de ar, não há capacitância para o núcleo. Este modelo de simulação é usado para validar o método proposto para o cálculo de capacitância. A influência do núcleo magnético no modelo pode ser mais estudada em (DALESSANDRO; CAVALCANTE; KOLAR, 2007) e (MASSARINI; KAZIMIERCZUK, 1997). Dependendo da distância entre o núcleo e a bobina, novas capacitâncias viriam a existir entre as espiras externas e o núcleo. Mesmo assim, a metodologia apresentada por este trabalho para obter os valores elementares de capacitância, poderia ser aplicada para calcular tais capacitâncias entre espiras e núcleo.

Figura 4.16 – Modelo de Validação de Alta Frequência - Modelo Completo.

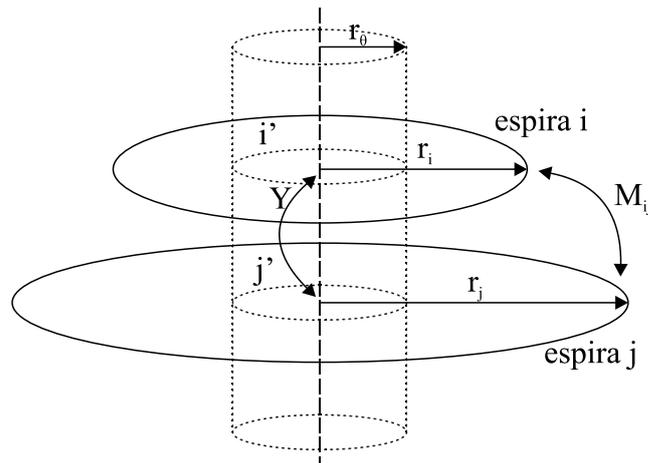


Fonte: Autora.

A autoindutância do modelo (4.25) (L_p) e a indutância mútua (4.26) são calculadas através das fórmulas de Maxwell (ROSA, 1908), conforme ilustrado na Figura 4.17. As perdas dos condutores (R_{Lp}) são obtidas como apresentadas por (BAHMANI; THIRINGER; ORTEGA, 2014) e “ R_c ” representa as perdas dielétricas. As capacitâncias entre espiras (C_{ee}) e entre camadas (C_{cc}) são calculadas pelo método proposto, considerando cada comprimento de espira. Como nenhum isolamento extra foi usado entre camadas, a capacitância entre espiras

adjacentes em camadas diferentes é a mesma que aquela entre espiras adjacentes na mesma camada. O número do índice do elemento representa sua camada, definindo assim o comprimento de condutor usado para calcular o valor do elemento.

Figura 4.17 – Representação de espiras para Cálculo de Indutâncias.



Fonte: Autora.

$$L_{ii} = \mu_0 \cdot r_i \cdot \left(\ln \frac{8 \cdot r_i}{D_{ins}} - 1.75 \right) \quad (4.25)$$

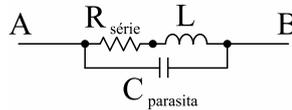
$$k = \frac{\sqrt{4 \cdot r_i \cdot r_j}}{\sqrt{(r_i + r_j)^2 + Y^2}} \quad (4.26)$$

$$M_{i,j} = \mu_0 \cdot \sqrt{r_i \cdot r_j} \cdot \left(\left(\frac{2}{k} - k \right) \cdot K(k) - \frac{2}{k} \cdot E(k) \right)$$

O modelo ilustrado na Figura 4.16 é usado porque permite que o projetista do dispositivo magnético obtenha informações das variáveis elétricas entre as espiras, como, sobretensão. No entanto, do ponto de vista do projeto de dispositivos eletrônicos, seria interessante que o modelo apresentado na Figura 4.16 pudesse ser simplificado para um modelo concentrado como mostrado na Figura 4.18. O modelo é representado pela associação em série da resistência CA e a indutância total com a capacitância parasita total em paralelo. Diversos trabalhos apresentam como calcular o valor de “C_{parasita}” a partir dos valores das capacitâncias apresentadas na Figura

4.16 (BIELA; KOLAR, 2008; DALESSANDRO; CAVALCANTE; KOLAR, 2007; MASSARINI; KAZIMIERCZUK, 1997).

Figura 4.18 – Modelo concentrado.



Fonte: Autora.

O modelo completo, Figura 4.16, e o modelo concentrado, Figura 4.18, podem ser usados para realizar simulações transitórias em simuladores SPICE e auxiliar no projeto de sistemas eletrônicos. Eles permitem que o projetista verifique a influência das componentes harmônicas das oscilações do dispositivo magnético no circuito eletrônico, por exemplo.

4.6 VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL

Testes experimentais foram realizados em três diferentes indutores para validar o modelo proposto. A Tabela 4.3 apresenta os dados físicos desses protótipos, que estão ilustrados na Figura 4.19. As camadas dos indutores foram enroladas em sentidos opostos. Os protótipos diferem em número de espiras/camada, número de camadas e diâmetro da bobina. A permissividade do material isolante pode variar dependendo da fabricação, temperatura e outras variáveis (DIAHAM; LOCATELLI, 2013; HOANG, 2014). Para os métodos analíticos, foi utilizada a permissividade de um material isolante de 4,3 (HOANG; SERDYUK; GUBANSKI, 2014).

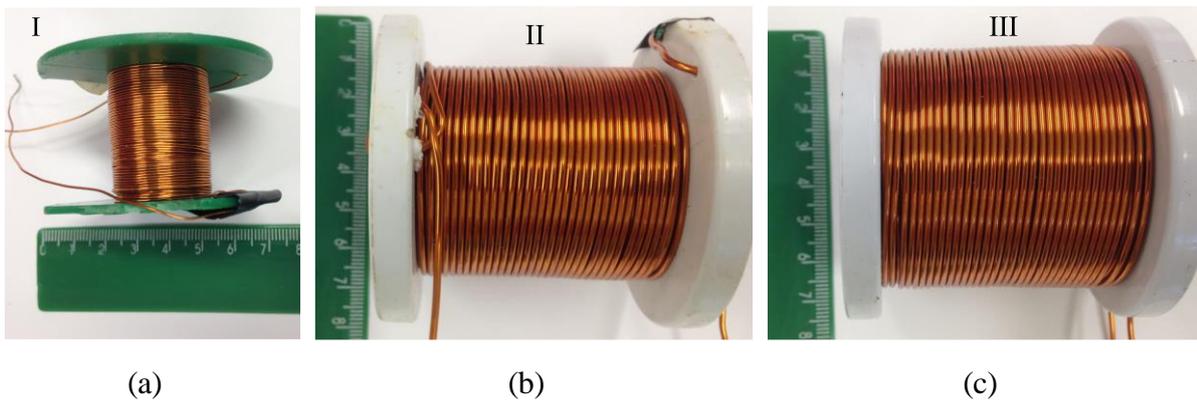
Para verificar a diferença da resposta entre os modelos de simulação mostrados na Figura 4.16 e na Figura 4.18, a Figura 4.20 mostra a resposta em frequência dos protótipos mostrados na Fig. 19 e na Tabela 4.3. A indutância total de cada protótipo foi medida experimentalmente com o equipamento LCR Agilent E4980A. A resistência em série foi simulada como um parâmetro dependente de frequência, conforme apresentado em (BAHMANI; THIRINGER; ORTEGA, 2014). A capacitância total dos protótipos foi determinada através de uma das metodologias apresentadas em (DALESSANDRO; CAVALCANTE; KOLAR, 2007), de acordo com (4.27) e (4.28). Os parâmetros para a simulação de cada protótipo são mostrados na Tabela 4.4.

Tabela 4.3 – Características físicas dos protótipos.

	Indutor I	Indutor II	Indutor III
Condutor	AWG 24	AWG 16	AWG 16
D_{ins} (mm)	0,551	1,349	1,349
D_c (mm)	0,511	1,290	1,290
ϵ_{ins}	4,3	4,3	4,3
Diâmetro da bobina (mm)	21	37	37
Camadas	3	3	6
Espiras por camada	48	34	34

Fonte: Autora.

Figura 4.19 – Protótipos. (a) Indutor I. (b) Indutor II. (c) Indutor III.



Fonte: Autora.

Tabela 4.4 – Parâmetros para o modelo concentrado.

	Indutor I	Indutor II	Indutor III
L (μH) @ 100 kHz	248	236,44	1.000,83
C_{parasita} (pF)	144,29	219,94	137,46

Fonte: Autora.

$$C_{cc} = \frac{n_t \cdot (n_t + 1) \cdot (2 \cdot n_t + 1)}{6 \cdot n_t^2} \cdot 1 \cdot C_{ee} \quad (4.27)$$

$$C_{par} = C_{cc} \cdot (z - 1) \cdot \left(\frac{2}{z}\right)^2 \quad (4.28)$$

Os resultados experimentais foram obtidos com um analisador de rede vetorial Agilent E5061B, utilizando a configuração de medição de uma porta. Esta aquisição resulta no coeficiente de reflexão S_{11} pela frequência. A impedância do dispositivo em teste é calculada por (4.29).

$$Z = Z_0 \cdot \left(\frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}}\right) \quad (4.29)$$

Onde Z_0 é a impedância característica do instrumento e o cabeamento (geralmente 50 Ω , que foi usado neste trabalho). Este método é, portanto, adequado para determinar a frequência de auto ressonância, mas para coeficientes de reflexão que se aproximam de 1 ou -1, que ocorrem em uma impedância muito alta ou muito baixa, Z torna-se extremamente sensível a S_{11} (LENAERTS; PUERS, 2009).

A Figura 4.20 mostra que o modelo concentrado pode representar o comportamento do dispositivo magnético com boa precisão. Desta forma, se o foco do projetista é o sistema eletrônico, os dispositivos magnéticos podem ser simplificados pelo modelo concentrado. No entanto, se o foco do projetista é o projeto do dispositivo magnético, o modelo completo é mais adequado para representar a resposta deste. Assim, é possível observar as variações dos níveis de tensão dentro do próprio dispositivo magnético. A indutância para o modelo concentrado foi adquirida experimentalmente através de equipamentos LCR, e os resultados dos modelos completos e concentrados são similares, garantindo assim a precisão dos parâmetros do modelo completo proposto.

A Figura 4.20 apresenta curvas experimentais e simuladas da resposta em frequência dos protótipos. Como pode ser visto, a resposta geral do modelo simulado completo mostra boa concordância com os resultados experimentais, o que pode auxiliar os projetistas projeto do dispositivo magnético. A Tabela 4.5 mostra os resultados experimentais e analíticos obtidos para os três indutores. Como afirmado anteriormente, os valores experimentais têm boa precisão

para a frequência de auto ressonância, mas não para a impedância máxima. Assim, embora os resultados apresentados pelo modelo de simulação, para a impedância máxima, mostrem uma diferença elevada em relação aos resultados experimentais, tão levados quanto 29,04% para o modelo completo e 37,77% para o modelo concentrado, isso não pode ser considerado um erro de modelo, visto que os resultados experimentais para a impedância máxima não são precisos (LENAERTS; PUERS, 2009). Além disso, a impedância máxima depende apenas do modelo de resistência em série, que é afetado pelos efeitos pelicular e proximidade, além das propriedades do condutor.

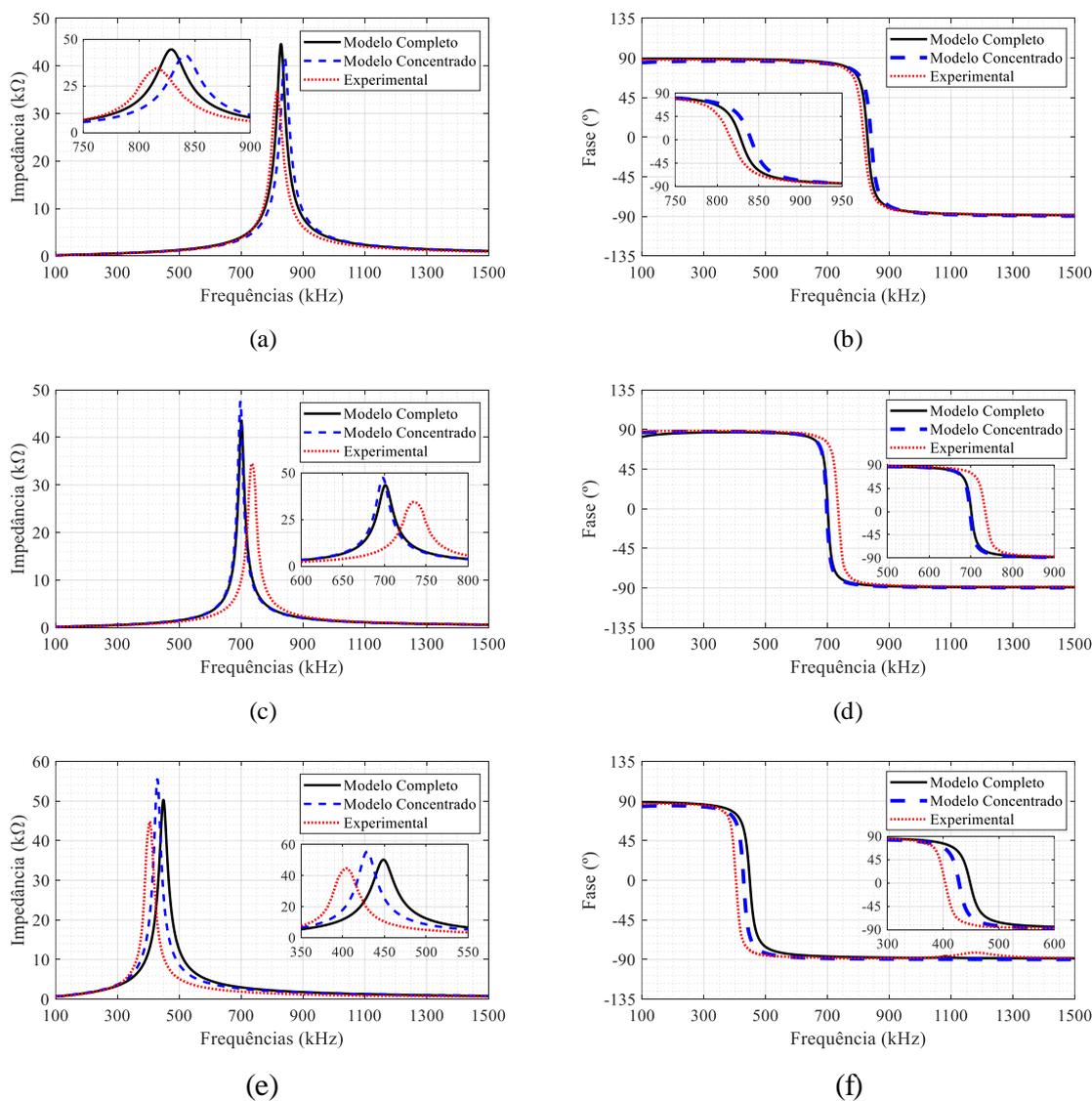
O principal objetivo deste trabalho é fornecer uma metodologia de cálculo de capacitâncias parasitas preciso para determinar a frequência de auto ressonância de um elemento magnético. A validação experimental mostra que a frequência de auto ressonância do dispositivo, medida e calculada com o método proposto, apresentaram diferenças tão baixas quanto 1,54% e tão elevadas quanto 11,11%, para o modelo completo, e 2,98% e 6,29% para o modelo concentrado.

Tabela 4.5 – Frequência de auto ressonância e máxima impedância dos protótipos.

			Indutor I	Indutor II	Indutor III
Frequência de auto ressonância	Experimental (kHz)		817,02	734,57	403,86
	Simulação (kHz)	Completo	829,58	701,46	448,73
		Concentrado	841,35	697,92	429,26
	Diferença (%)	Completo	1,54	-4,51	11,11
		Concentrado	2,98	-4,99	6,29
	máxima impedância	Experimental (k Ω)		34,54	34,50
Simulação (k Ω)		Completo	44,57	43,43	50,29
		Concentrado	41,63	47,53	55,49
Diferença (%)		Completo	29,04	25,88	12,28
		Concentrado	20,53	37,77	23,92

Fonte: Autora.

Figura 4.20 – Resposta de frequência dos indutores. (a) Impedância do indutor I. (b) Fase do indutor I. (c) Impedância do indutor II. (d) Fase do indutor II. (e) Impedância do indutor III. (f) Fase do indutor III.



Fonte: Autora.

Os resultados da simulação apresentados na Tabela 4.5 representam a resposta do dispositivo magnético considerando as capacitâncias, indutâncias e resistências modeladas. As diferenças entre a frequência de auto ressonância medida e simuladas podem ser originadas devido a diferenças no valor da indutância, que não leva em consideração os efeitos pelicular e proximidade, isto é, não representam apenas diferenças de valores de capacitância. Para o modelo concentrado, a indutância foi medida em 100 kHz. Outro fator, que pode afetar

fortemente a frequência de auto ressonância, é a geometria da bobina, que não pôde ser precisa devido à fabricação manual.

A Tabela 4.6 apresenta uma comparação do valor da frequência de auto ressonância obtido experimentalmente e o valor simulado com o modelo concentrado utilizando o valor de capacitância parasita calculado com o método proposto e com os métodos existentes na literatura. Para o indutor II, (MASSARINI; KAZIMIERCZUK, 1997) e (LIU et al., 2016b) apresentaram a menor diferença na frequência de auto ressonância, mas para o indutor I e indutor III esses métodos apresentaram as maiores diferenças. O método proposto apresentou menor diferença quando comparado a (DALESSANDRO; CAVALCANTE; KOLAR, 2007) para todos os indutores. De modo geral, conclui-se que o método proposto apresentou os resultados mais próximos aos valores experimentais, quando todos os protótipos são considerados.

Tabela 4.6 – Comparação entre os métodos existentes e proposto para o modelo completo.

	Frequência de auto ressonância (kHz)					Diferença (%)			
	Experimental	[23]	[24]	[25]	Proposto	[23]	[24]	[25]	Proposto
Indutor I	817,02	836,62	875,15	879,58	829,58	2,40	7,11	7,66	1,54
Indutor II	734,57	681,19	705,33	707,91	701,45	-7,27	-3,98	-3,63	-4,51
Induto III	403,86	455,13	470,80	472,85	448,73	12,69	16,58	17,08	11,11

Fonte: Autora.

4.7 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foi apresentado um método analítico para obter o valor de capacitância entre espiras de condutores com seção transversal circular. O método proposto pode ser usado para modelar dispositivos magnéticos multicamadas, que não exijam capacitância entre espiras não adjacentes, uma vez que tais valores de capacitância são muito menores do que aqueles entre camadas.

Simulações FEM realizadas demonstram que quando condutores de seção transversal circular são empilhados, a capacitância entre condutores adjacentes depende da posição do condutor na bobina. Além disso, a simetria da bobina influencia o número de diferentes valores de capacitância que podem ser observados em um arranjo.

Foi proposto um trajeto modificado para as linhas de campo elétrico entre espiras adjacentes. Com base no comprimento desta, foi proposto um método de cálculo de capacitância elementar, tanto para o ar quanto para a contribuição do isolante. A combinação dessas duas capacitâncias produz um método para o cálculo da capacitância entre espiras.

O método proposto reduziu consideravelmente a diferença entre valores analíticos e simulações FEM de capacitâncias parasitas quando comparado aos métodos existentes. O método proposto reduz a diferença entre o valor simulado e o calculado para 3,34%, considerando a simetria quadrada com o condutor AWG 44. Para a simetria triangular, a diferença foi de 0,566% para a mesma capacitância.

O método proposto também pode ser utilizado para modelar a capacitância entre condutores com sobre isolamento. Nestas condições, para a simetria quadrada, a maior diferença do método proposto foi de 4,318%, enquanto os métodos existentes apresentaram diferenças de 5%. Para a simetria triangular, a diferença do método proposto foi de -4%, enquanto os métodos existentes apresentaram diferenças tão elevadas quanto -14%.

O método proposto também foi comparado com resultados experimentais demonstrando um modelo que pode ser usado para simulações SPICE. Os resultados mostram que o modelo está de acordo com a resposta de frequência dos protótipos testados. Considerando a frequência de auto ressonância, o método proposto apresentou diferença para os resultados experimentais tão baixo quanto 1,54% e tão elevado quanto 11,11%.

O método proposto foi definido para a condição estática. Porém, a comparação com resultados experimentais mostra que o modelo proposto apresenta boa precisão quanto à resposta em frequência. Assim, este método pode ser aplicado tanto para análise CC quanto CA. Também foi apresentado um modelo concentrado, de modo a simplificar simulações onde o foco é o sistema eletrônico. Os resultados apresentados permitem concluir que este modelo pode representar com boa precisão a resposta geral do dispositivo magnético.

A partir dos resultados experimentais e de simulação, pode-se observar que, quanto menor o diâmetro da seção transversal do condutor, menor a capacitância entre os condutores. Para elevar a frequência de auto ressonância do dispositivo, mantendo um número constante de espiras, deve-se aumentar o número de camadas diminuindo o número de espiras por camada. Outra possibilidade é diminuir a capacitância entre as camadas adicionando intervalos de ar entre as camadas, por exemplo.

5 CÁLCULO ANALÍTICO DE AUTO CAPACITÂNCIA PARA INDUTORES E TRANSFORMADORES DE ELEVADAS FREQUÊNCIAS E CLASSE DE ISOLAÇÃO

5.1 INTRODUÇÃO

Poucas são as referências que abordam o efeito da isolação entre camadas, necessária em alguns dispositivos magnéticos que operam em elevada tensão. As referências encontradas na literatura buscam minimizar a capacitância parasita do dispositivo magnético exclusivamente para reduzir perdas e interferências no circuito eletrônico (ZDANOWSKI; BARLIK, 2017; ZDANOWSKI et al., 2014; ZDANOWSKI; RABKOWSKI; BARLIK, 2017). Para tanto, os autores buscam minimizar a permissividade do dielétrico utilizado para isolar as camadas. Porém, essa abordagem nem sempre é possível em dispositivos de elevada tensão, pois pode determinar uma distância muito elevada entre as camadas para alcançar a isolação elétrica necessária. Ainda, estes trabalhos não buscam calcular analiticamente a capacitância entre camadas, nem fornecem uma explicação para a escolha da distância adotada entre camadas, no momento do projeto.

Artigos que buscam analisar de forma analítica a possibilidade de distanciamento entre os condutores, normalmente, são artigos voltados ao projeto de indutores de elevada frequência e de camada única (AYACHIT; KAZIMIERCZUK, 2017; GRANDI et al., 1997, 1999; HOLE; APPEL, 2005; PASKO; KAZIMIERCZUK; GRZESIK, 2015; QIN YU; HOLMES, 2001). Nestes trabalhos não é considerado um material para a isolação entre condutores, sendo considerado sempre que a distância entre os condutores é preenchida por ar, permissividade dielétrica relativa unitária. A análise simplificada para camada única não pode ser aplicada diretamente a um dispositivo de múltiplas camadas pois não considera a variação da interação do campo elétrico entre os condutores que estão na mesma camada e, portanto, apresentam variação da capacitância entre espiras, mas não da mesma forma com que se observa em condutores de camadas vizinhas.

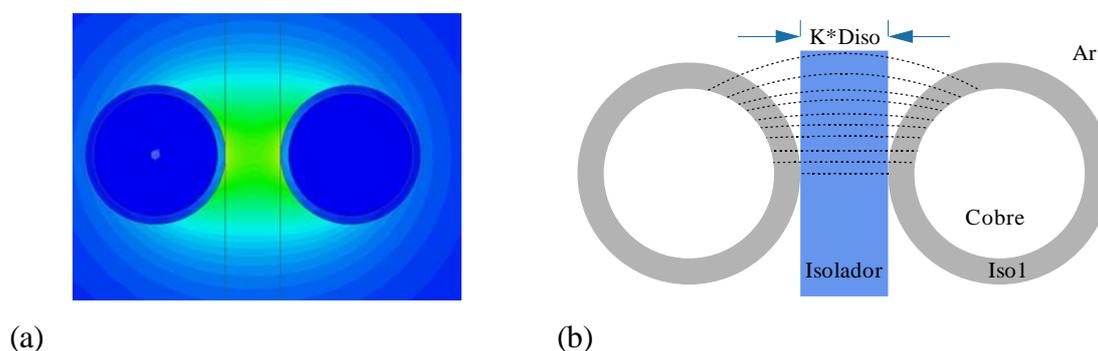
Desta forma, este estudo aborda a influência da isolação entre camadas do enrolamento de dispositivos magnéticos de múltiplas camadas, usualmente projetados para elevada tensão. A análise considera a espessura da isolação e a permissividade dielétrica do material utilizado. Ainda, é proposto um método analítico de cálculo da capacitância entre condutores da mesma camada e entre condutores de camadas vizinhas. O método proposto é comparado a resultados de simulações empregando a técnica de elementos finitos (FEM) e dados obtidos experimentalmente.

5.2 DEFINIÇÃO DO TRAJETÓRIA DAS LINHAS DE FLUXO ELÉTRICO

Os métodos apresentados na literatura que consideram um isolador entre os condutores abordam esse isolador como sendo ar ($\epsilon_r=1$) e definem a trajetória das linhas do fluxo elétrico de acordo com (MASSARINI; KAZIMIERCZUK, 1997), isto é, consideram as mesma como retas entre os dois condutores.

A Figura 5.1(a), obtida através de simulação FEM no *software* Maxwell, ilustra o caminho das linhas de fluxo elétrico entre dois condutores de seção circular espaçados por um isolante ($\epsilon_r=1$). Como pode-se observar, as linhas não são retas, como sugerido por (MASSARINI; KAZIMIERCZUK, 1997). A Figura 5.1(b) demonstra uma aproximação das linhas de campo elétrico, utilizada neste capítulo.

Figura 5.1 – Trajetória das linhas de campo elétrico entre dois condutores de seção transversal circular. (a) densidade do campo elétrico FEM. (b) representação das linhas de campo elétrico.

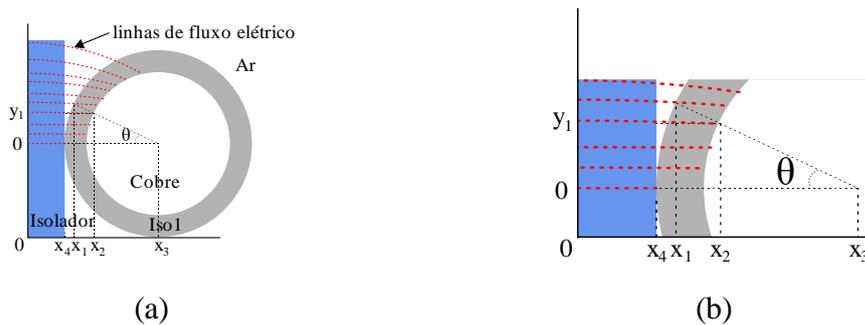


Fonte: Autora.

A Figura 5.2(a) demonstra as coordenadas usadas para definir o caminho das linhas de campo elétrico, tanto no ar quanto no isolante. A Figura 5.2(b) é um *zoom* da Figura 5.2(a) para facilitar a visualização das coordenadas utilizadas. As equações (5.1), (5.2), (5.3), (5.4) e (5.5) definem os valores das coordenadas mostradas na Figura 5.2(a). As linhas do campo elétrico foram aproximadas por uma trajetória parabólica. O valor da variável x_1 , (5.1), é uma aproximação que tem sua diferença elevada para maiores ângulos, como pode ser observado pela Figura 5.2(b), porém apresenta pequena diferença para ângulos menores. O valor da capacitância elementar diminui com o aumento do ângulo, o que faz com que a aproximação do valor de “ x_1 ” seja válida.

A equação de uma parábola com vértice (x_0, y_0) é representada por (5.6). A variável “p” pode ser definida por (5.7), uma vez que o ponto (x_2, y_1) é conhecido e o vértice pode ser definido por $(0, y_0)$. A função parábola, “y”, que descreve o caminho das linhas de campo elétrico, é definida pela combinação de (5.2), (5.5), (5.6), (5.7) e (5.8) resultando em (5.9).

Figura 5.2 – (a) Coordenadas usadas para definir o caminho das linhas de campo. (b) zoom da Figura 5.2(a).



Fonte: Autora.

$$x_1 = \frac{K \cdot D_{ins}}{2} + \frac{D_{ins}}{2} \cdot (1 - \cos(\theta)) \quad (5.1)$$

$$x_2 = \frac{K \cdot D_{ins}}{2} + \frac{D_{ins}}{2} - \frac{D_c}{2} \cdot \cos(\theta) \quad (5.2)$$

$$x_3 = \frac{K \cdot D_{ins}}{2} + \frac{D_{ins}}{2} \quad (5.3)$$

$$x_4 = \frac{K \cdot D_{ins}}{2} \quad (5.4)$$

$$y_1 = \frac{D_c}{2} \cdot \sin(\theta) \quad (5.5)$$

O comprimento das linhas de campo elétrico é calculado pela definição de comprimento de arco definida por (5.10). Assim, o cálculo da capacitância do ar elementar proposto é possível de acordo com (5.11) e o cálculo da capacitância elementar do isolador proposto é possível de

acordo com (5.12). A equação proposta para o cálculo da capacitância do esmalte do condutor é (5.13).

Como pode-se observar pela Figura 5.1(b) e pela Figura 5.2(a), a capacitância total entre duas espiras será dada pela associação série de duas capacitâncias de esmalte, duas capacitâncias de ar e uma capacitância de isolador.

Substituindo (5.11), (5.12) e (5.13) em (5.14) a capacitância entre espiras é obtida. Os ângulos de integração “ θ_1 ” e “ θ_2 ” dependem da espessura do isolador das camadas e da permissividade dielétrica do material do mesmo, como demonstrado pela Tabela 5.2.

$$4 \cdot p \cdot (y - y_0) = (x - x_0)^2 \quad (5.6)$$

$$p = \frac{(x_2 - 0)^2}{4 \cdot (y_1 - y_0)} \quad (5.7)$$

$$y_0 = \frac{D_{\text{ins}}}{2} \cdot \sin(\theta) \quad (5.8)$$

$$y = \frac{x^2 \cdot \left(\frac{D_c}{2} \cdot \sin(\theta) - \frac{D_{\text{ins}}}{2} \cdot \sin(\theta) \right)}{\left(\frac{D_{\text{ins}}}{2} - \frac{D_c}{2} \cdot \cos(\theta) \right)^2} + \frac{D_{\text{ins}}}{2} \cdot \sin(\theta) \quad (5.9)$$

$$x(\theta) = \int_{-x_1}^{x_1} \sqrt{1 + \left(\frac{dy}{dx} \right)^2} dx \quad (5.10)$$

$$dc_{\text{ar-proposto}} = \frac{\epsilon_0 \cdot \frac{D_{\text{iso}}}{2}}{\int_{x_4}^{x_1} \sqrt{1 + \left(\frac{dy}{dx} \right)^2} dx} \cdot d\theta \quad (5.11)$$

$$dc_{\text{isolador-proposto}} = \frac{\epsilon_r \cdot \epsilon_0 \cdot \frac{D_{\text{iso}}}{2}}{\int_{-x_4}^{x_4} \sqrt{1 + \left(\frac{dy}{dx}\right)^2} dx} \cdot d\theta \quad (5.12)$$

$$dc_{\text{iso-proposto}} = \frac{\epsilon_{\text{ins}} \cdot \epsilon_0 \cdot \frac{D_{\text{ins}}}{2}}{\int_{x_1}^{x_2} \sqrt{1 + \left(\frac{dy}{dx}\right)^2} dx} \cdot d\theta \quad (5.13)$$

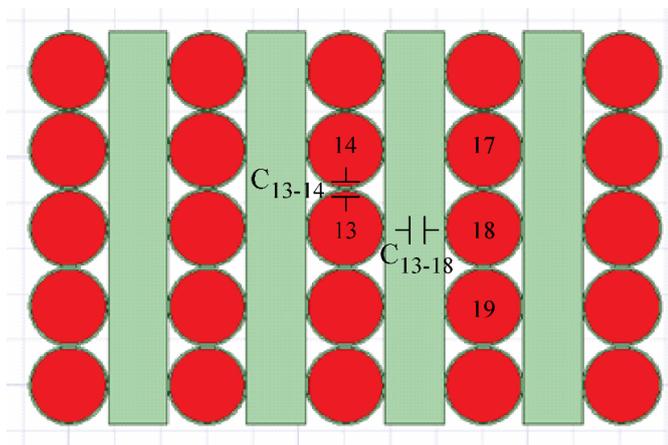
$$c_{ee} = \int_{\theta_1}^{\theta_2} \frac{1}{\frac{2}{dC_{\text{iso}}} + \frac{2}{dC_{\text{ar}}} + \frac{1}{dC_{\text{isolador}}}} d\theta \quad (5.14)$$

5.3 SIMULAÇÕES FEM NO *SOFTWARE* MAXWELL

Foram realizadas simulações utilizando elementos finitos para determinar os valores de capacitância de um arranjo de matriz 5x5 para condutores variando de AWG 04 a AWG 44 conforme ilustrado na Figura 5.3. As simulações consideraram variação da bitola do condutor, espessura do isolador conforme (5.15) e permissividade dielétrica relativa do material do isolador.

$$\text{Espessura} = K \cdot D_{\text{iso}} \quad (5.15)$$

Figura 5.3. – Simulações FEM.



Fonte: Autora.

A Tabela 5.1 apresenta os valores de capacitância elementar obtidos através de simulação FEM para a geometria apresentada na Figura 5.3. O fator de isolador (K) é dado pela relação entre a espessura do isolador e o diâmetro isolado do condutor (5.15). Pelos dados apresentados na Tabela 5.1, observa-se que para $K=0$ as capacitâncias C_{13-17} e C_{13-19} são muito menores que C_{13-18} e podem ser desconsideradas na modelagem do dispositivo, como já discutido no capítulo anterior. Contudo, quanto maior o valor de K , menor o valor de C_{13-18} fazendo com que as capacitâncias C_{13-17} e C_{13-19} devam ser consideradas na modelagem do dispositivo.

Tabela 5.1 – Valores de capacitâncias obtidas através de simulação FEM da geometria apresentada na Figura 5.3.

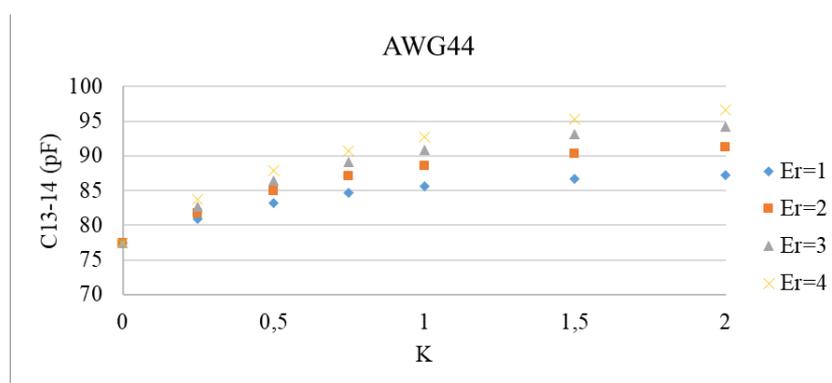
D_{iso}	D_{nu}	K	ϵ_r	C_{13-14} ($\mu F/m$)	C_{13-17} ($\mu F/m$)	C_{13-18} ($\mu F/m$)	C_{13-19} ($\mu F/m$)
0,861	0,813	0,00	3	145,60	1,96	145,40	1,96
0,861	0,813	0,25	3	151,20	3,88	40,40	3,88
0,861	0,813	0,50	3	155,50	4,59	22,89	4,59
0,861	0,813	0,75	3	158,60	4,58	14,86	4,58
0,861	0,813	1,00	3	160,70	4,24	10,39	4,24
0,861	0,813	1,50	3	163,20	3,34	5,82	3,34
0,861	0,813	2,00	3	164,50	2,58	3,71	2,58

Fonte: Autora.

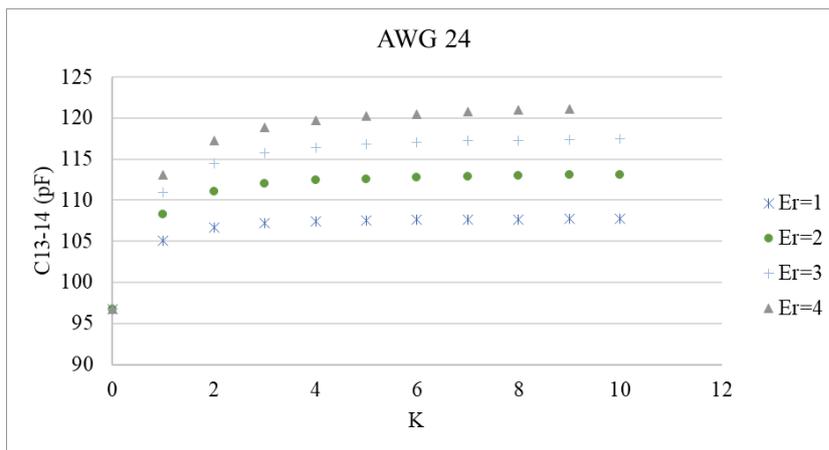
A Figura 5.4 apresenta a variação da capacitância entre condutores da mesma coluna em função da espessura do isolador e sua permissividade dielétrica, enquanto a Figura 5.5 ilustra a mesma análise para condutores de colunas vizinhas, portanto afastados pelo isolador. Observa-se claramente que a espessura do isolante não influencia apenas a capacitância entre condutores de camadas vizinhas, mas também entre condutores da mesma camada. No caso ilustrado, AWG44 o acréscimo no valor da capacitância pode ser de até 24%, quando considerado o caso de $K=2$ e $\epsilon_r=4$.

Pela Figura 5.5 pode-se concluir que a variação da capacitância entre condutores de colunas vizinhas é exponencial em relação a espessura, normalizada, do isolador. Para o caso ilustrado, AWG44, a capacitância C_{13-18} tem uma variação de -76% para $K=0,25$ e $\epsilon_r=1$ e -52% se $\epsilon_r=4$. Para condutores mais espessos essa relação é ainda mais vantajosa, para o AWG04, -92% para $K=0,25$ e $\epsilon_r=1$ e -81% se $\epsilon_r=4$. Através das Figura 5.4(b) e Figura 5.5(b) é possível confirmar que a variação das capacitâncias, C_{13-14} e C_{13-18} , é exponencial com o aumento da espessura do isolador. Desta forma, é importante o cálculo analítico da capacitância entre camadas, para que o projetista possa otimizar a área de janela ocupada pelo enrolamento.

Figura 5.4. – Variação da capacitância entre condutores da mesma coluna em função da espessura do isolador e sua permissividade dielétrica.



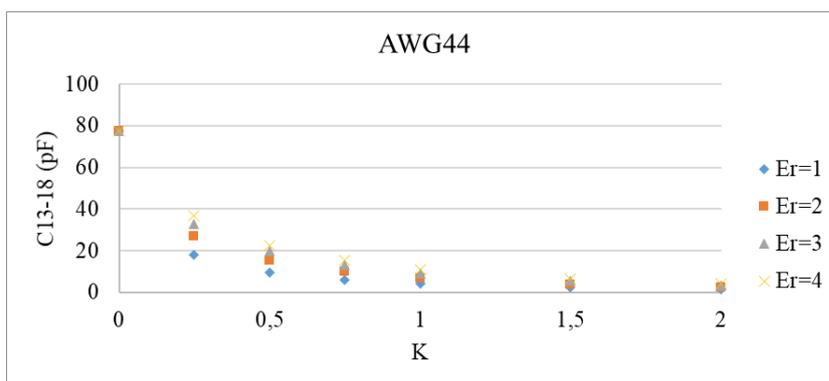
(a)



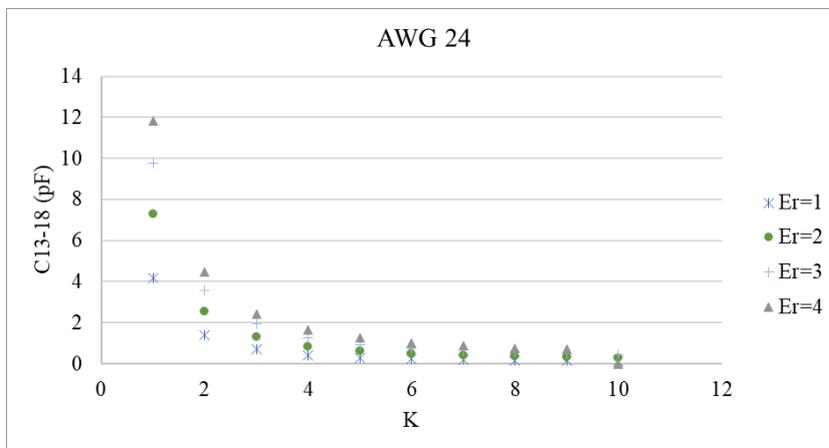
(b)

Fonte: Autora.

Figura 5.5. – Variação da capacitância entre condutores de colunas vizinhas em função da espessura do isolador e sua permissividade dielétrica.



(a)



(b)

Fonte: Autora.

A Figura 5.6 ilustra a variação da capacitância entre condutores de colunas vizinhas em função da espessura do isolador e sua permissividade dielétrica. Observa-se que, quanto maior a espessura do isolador, a bitola do condutor deixa de ser um fator que varia a capacitância entre condutores de camadas vizinhas. Quanto menor a permissividade dielétrica do material do isolador, menor a influência da bitola do condutor no valor da capacitância. Para material com $\epsilon_r=4$ pode-se observar variação no valor da capacitância até $K=1,0$, enquanto que a mesma observação não pode ser feita para $\epsilon_r=1$ e $K>0,5$.

As análises realizadas através da Figura 5.6 permitiram concluir que diferentes ângulos de integração devem ser aplicados a (5.14), considerando a espessura e o material do isolador. A Tabela 5.2 apresenta os ângulos de integração para obter a capacitância C_{13-18} . O valor das capacitâncias C_{13-17} ou 19 , ilustradas pela Figura 5.3, pode ser obtido integrando (5.14) do ângulo apresentado na Tabela 5.2 até 45° . Os ângulos foram definidos pelo resultado da simulação FEM, para que o método proposto apresentasse a menor diferença para os valores simulados. O ângulo de integração pode ser calculado por uma função da espessura e da permissividade dielétrica do isolador e da bitola do condutor. Tal função não foi definida neste trabalho, sendo fornecida a Tabela 5.2 que considera a variação da espessura e da permissividade dielétrica do isolador. Não foi considerada variação no cálculo do valor da capacitância C_{13-14} pois simulações comprovaram que elevadas variações, até 50%, em seu valor causam baixo impacto na frequência de ressonância do dispositivo, menos de 1%, quando $K>0,5$. Isto se deve ao fato das capacitâncias entre espiras da mesma coluna serem consideradas série, enquanto capacitância entre espiras de diferentes colunas são paralelas.

Figura 5.6. – Variação da capacitância entre condutores de colunas vizinhas em função da espessura do isolador, sua permissividade dielétrica e bitola do condutor.

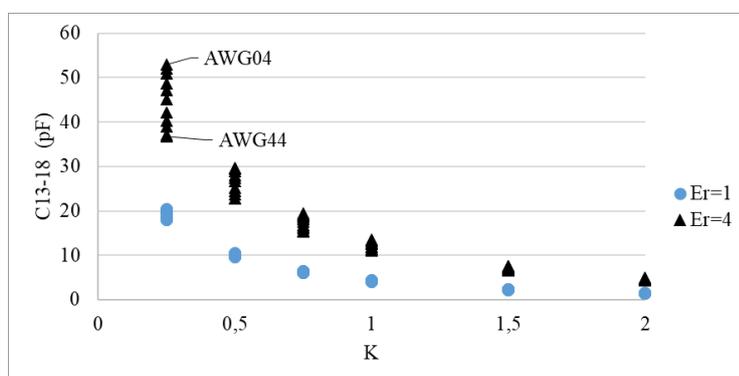


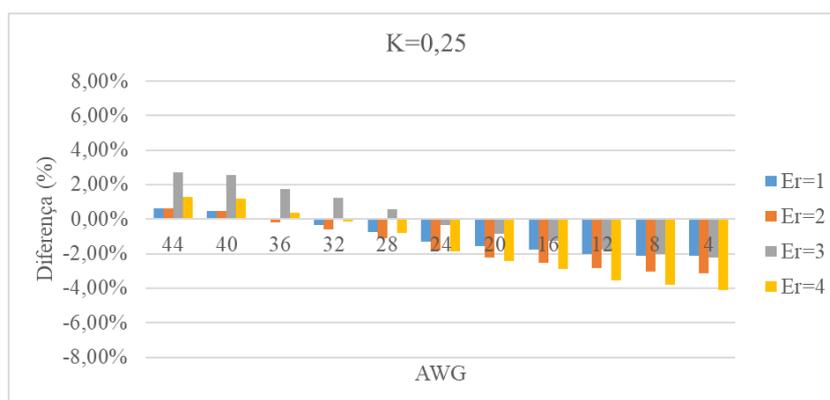
Tabela 5.2 – Ângulos de integração para capacitância entre condutores para (5.14).

Fator de Isolador (K)	ε_r	Ângulo de integração para C_{13-18} (°)
0	1	45
	2	45
	3	45
	4	45
0,25	1	42
	2	39
	3	38
	4	35
0,50	1	38
	2	34
	3	32
	4	30
0,75	1	33
	2	30
	3	28
	4	26
1	1	29
	2	27
	3	24
	4	23
1,5	1	23
	2	21
	3	19
	4	18
2	1	19
	2	17
	3	16
	4	15

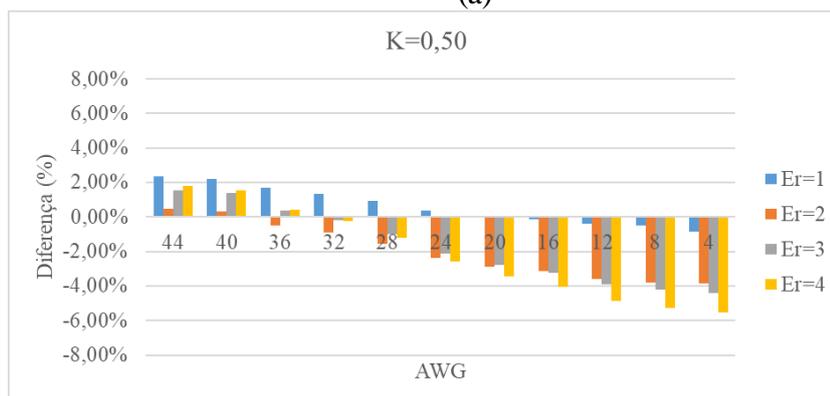
Fonte: Autora.

A Figura 5.7 apresenta as diferenças entre os resultados de simulação e os valores calculados com método proposto para C_{13-18} , variando a espessura do isolador entre camadas e a permissividade do material do mesmo. Como o ângulo de integração não é variado em função da bitola do condutor, a diferença apresentada entre o valor calculado pelo método proposto e o valor de simulação é positiva na extremidade do condutor de menor espessura e negativa para condutores de maior espessura. Essa variação é verdadeira para todas as espessuras de isolador analisadas. A maior diferença apresentada pelo condutor AWG 44 foi de 3.95% para $K=2$ e $\epsilon_r = 1$, enquanto para o condutor AWG 04 foi de -7,58% para $K=2$ e $\epsilon_r = 4$.

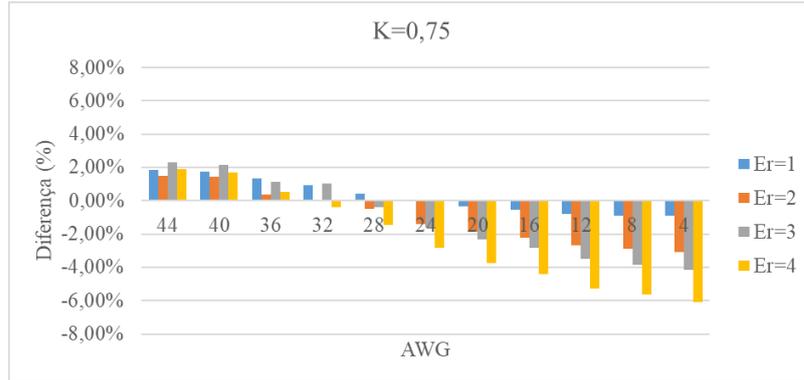
Figura 5.7 – Diferenças entre simulações e o método proposto para os valores de C_{13-18} , variando a espessura do isolador entre camadas. (a) $K = 0,25$. (b) $K = 0,5$. (c) $K = 0,75$. (d) $K = 1,0$. (e) $K = 1,5$. (f) $K = 2,0$.



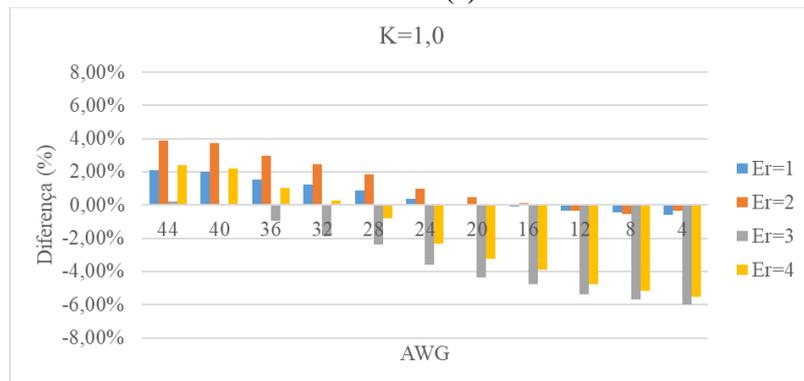
(a)



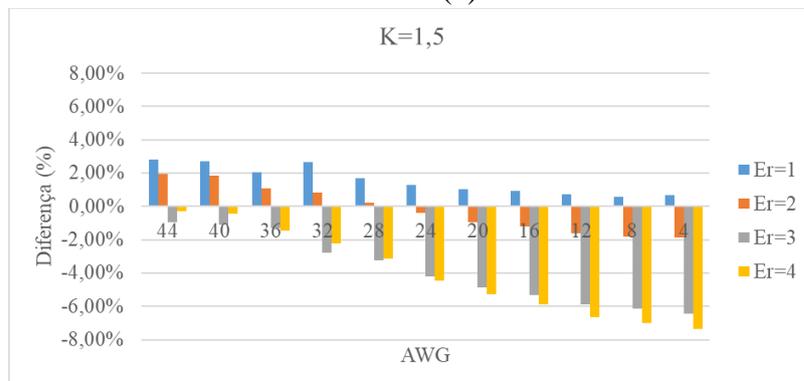
(b)



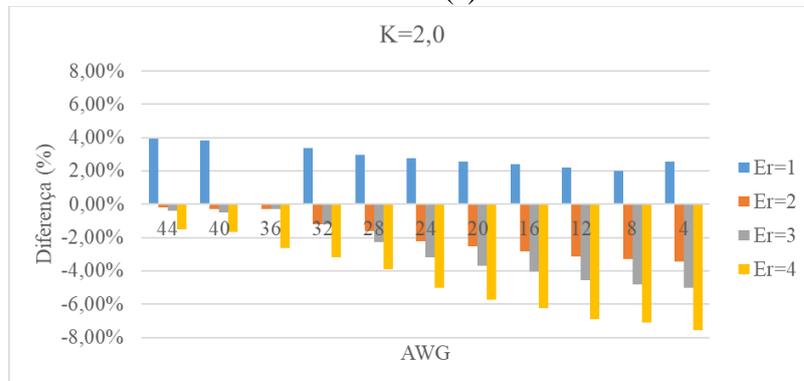
(c)



(d)



(e)



(f)

5.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para verificar a resposta do método apresentado neste capítulo, foram realizados testes experimentais com três protótipos. As características físicas destes protótipos são descritas na Tabela 5.3. Ressalta-se que o material isolador foi colocado entre a primeira e segunda camada de forma inteira, conforme Figura 5.8d, e não apenas como apoio, desta forma, a permissividade dielétrica da camada isoladora é definida como a do isolador de PVC (BRASKEM, 2012).

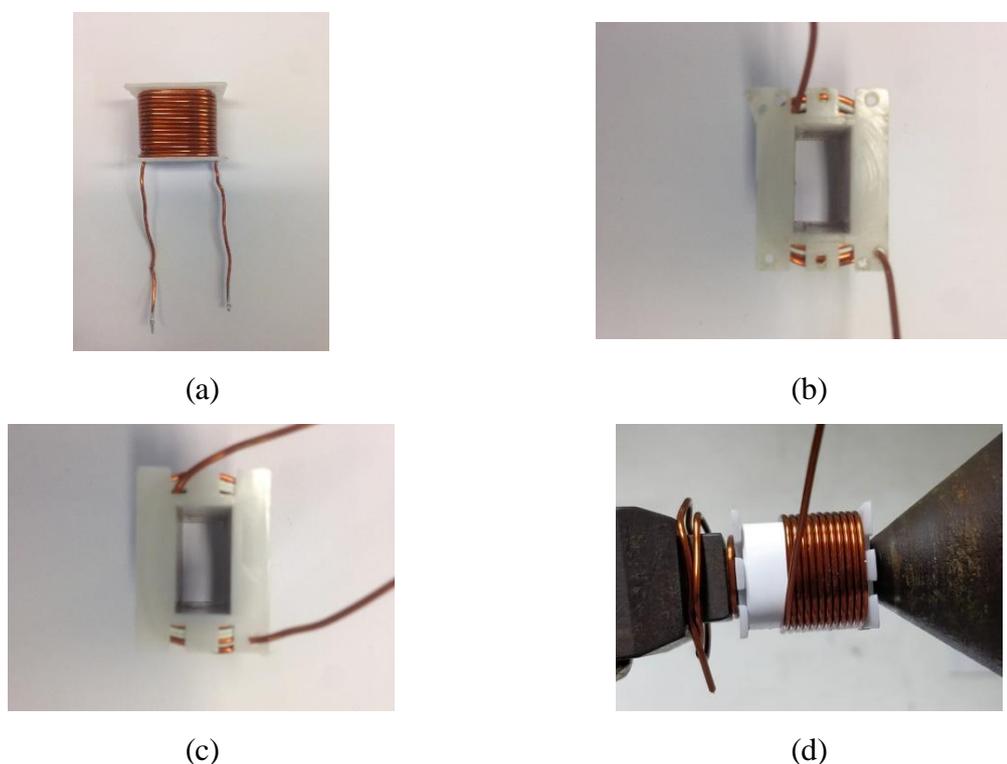
Tabela 5.3 – Características físicas dos protótipos.

	Indutor I	Indutor II	Indutor III
Condutor	AWG 19	AWG 19	AWG 19
D_{iso} (mm)	0,993	0,993	0,993
D_{nu} (mm)	0,912	0,912	0,912
ε_{iso}	4,3	4,3	4,3
Carretel	30x15x14	30x15x14	30x15x14
Camadas	2	2	2
Espiras por camada	16	16	16
ε_{isolador}	4,5	4,5	4,5
Isolador (mm)	0	0,61	1,22

Fonte: Autora.

A Figura 5.8 apresenta os protótipos fisicamente, bem como a colocação do isolador entre as duas camadas. As camadas dos indutores foram enroladas em sentidos opostos.

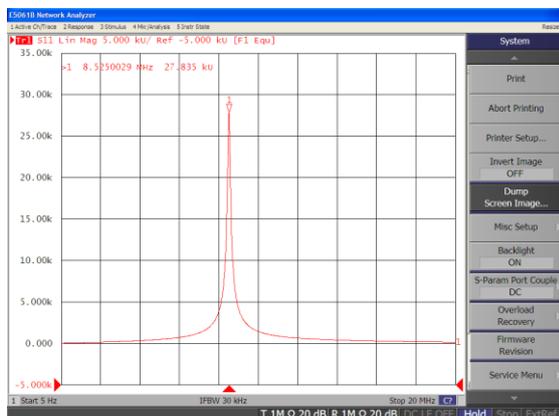
Figura 5.8 – Protótipos. (a) Indutor sem isolador. (b) Indutor com isolador de 0,61mm. (c) Indutor com isolador de 1,22mm. (d) Indutor sendo com isolador sendo enrolado.



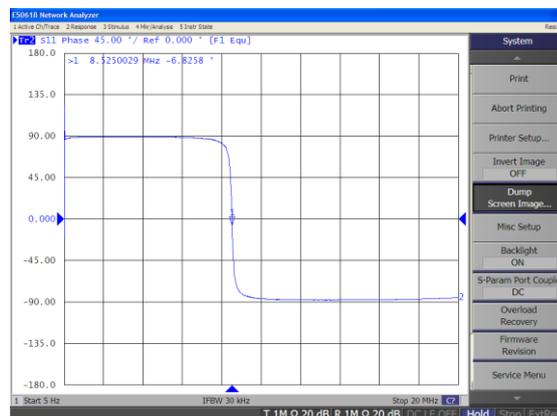
Fonte: Autora.

A Figura 5.9 ilustra a resposta em frequência dos protótipos, sem núcleo magnético. Já a Figura 5.10 ilustra a resposta destes com núcleo magnético, mantendo indutância de $430 \mu\text{H}$ em cada um. Como pode-se observar, a frequência de ressonância praticamente dobrou com a inclusão do isolador de 0,61 mm, passando de 8,5 MHz para 14,2 MHz, considerando os dispositivos com núcleo de ar. Porém, a frequência de ressonância do dispositivo com isolador de 1,22 mm aumentou apenas para 15,37 MHz. A mesma relação pode ser observada para os dispositivos com núcleo magnético, onde as frequências foram de 1,29 MHz para 2,10 MHz e 2,24 MHz. Isto é importante pois demonstra que o aumento do fator de isolador de $K=0,6143$ para $K=1,2286$ não teve impacto elevado na frequência de ressonância, mesmo com um $\epsilon_r=4,5$. Isto permite a conclusão de que, do ponto de vista de auto capacitância, não é necessário um elevado fator de isolador para diminuir a auto capacitância, reduzindo assim a energia armazenada neste parasita e com isso as oscilações que o dispositivo magnético pode induzir no circuito eletrônico (ZDANOWSKI et al., 2014).

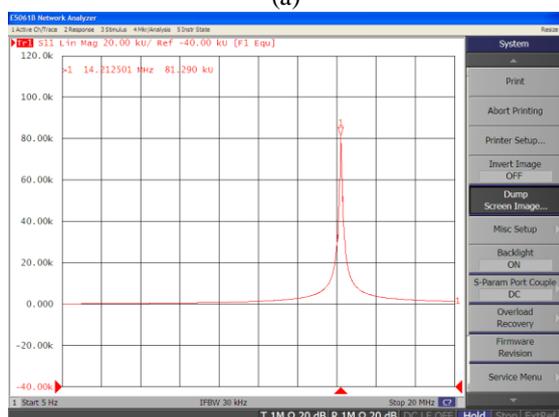
Figura 5.9 – Resposta em frequência dos indutores sem núcleo magnético. (a) Impedância do indutor I. (b) Fase do indutor I. (c) Impedância do indutor II. (d) Fase do indutor II. (e) Impedância do indutor III. (f) Fase do indutor III.



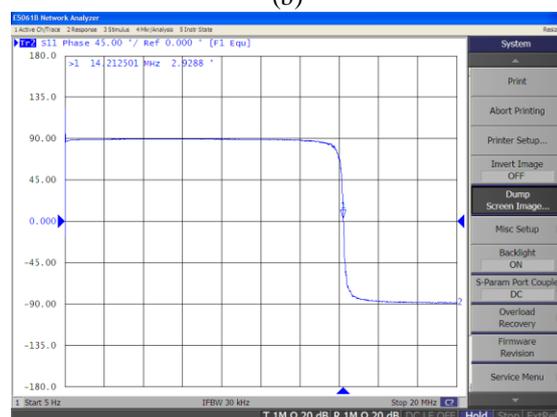
(a)



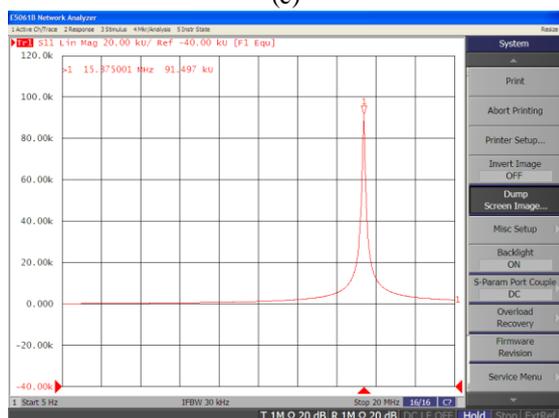
(b)



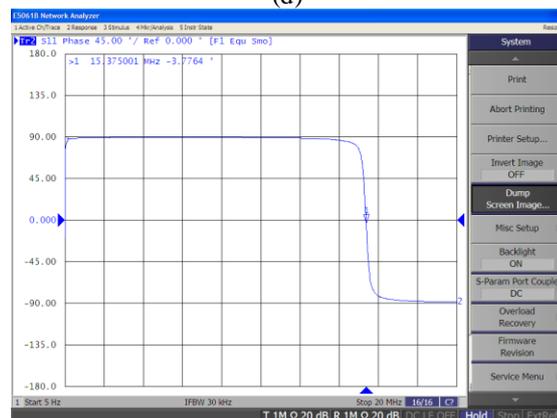
(c)



(d)



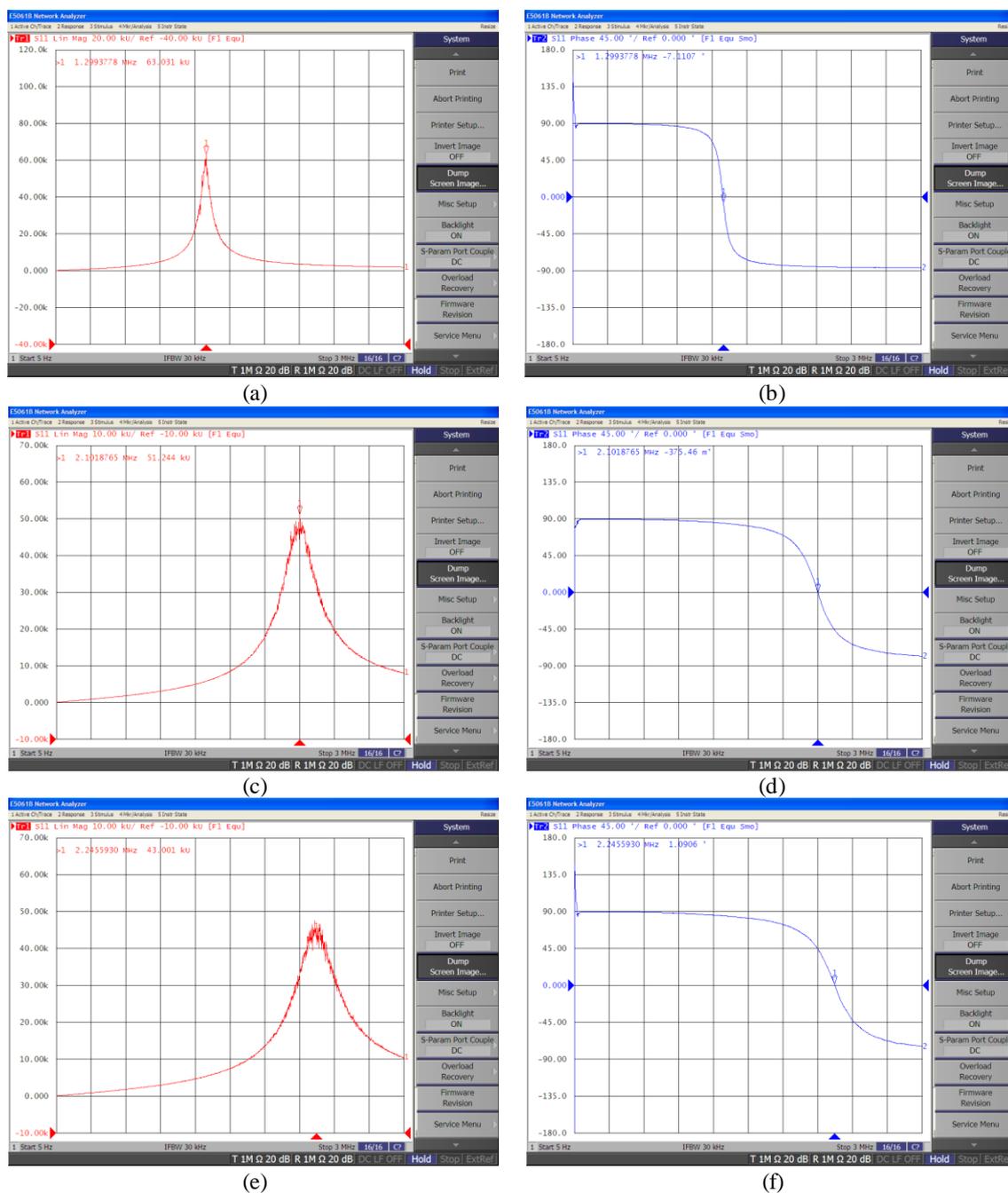
(e)



(f)

Fonte: Autora.

Figura 5.10 – Resposta em frequência dos indutores com núcleo magnético. (a) Impedância do indutor I. (b) Fase do indutor I. (c) Impedância do indutor II. (d) Fase do indutor II. (e) Impedância do indutor III. (f) Fase do indutor III.



Fonte: Autora.

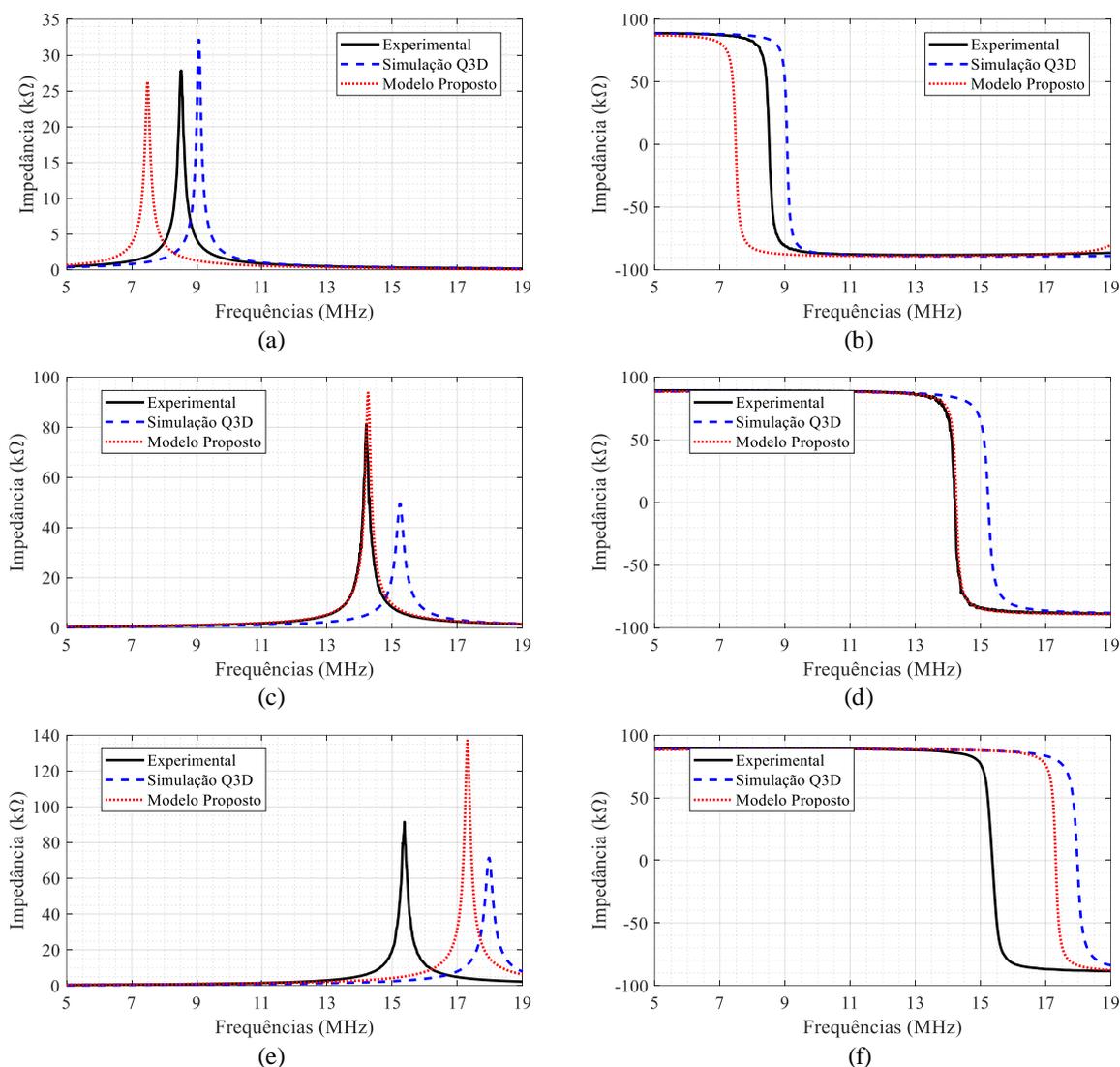
Pela comparação das respostas apresentadas na Figura 5.9 e na Figura 5.10, além da diferença de frequência de ressonância, pode-se observar diferença na abertura das curvas de impedância. Esta diferença é dada pela variação do fator de qualidade dos dispositivos, calculado através de (5.16).

$$Q = \frac{\omega \cdot L}{R} \quad (5.16)$$

A Figura 5.11 ilustra as resposta em frequência para os três protótipos com núcleo de ar: resultados experimentais, resultados de simulação no *software* Q3D e resultados de simulação do método proposto no *software* LTspice. O *software* Q3D da Ansys é capaz de extrair os parasitas (resistência, indutância e capacitância) de um modelo através de análise de elementos finitos. Em conjunto com o *software* Simplorer é possível extrair a resposta em frequência deste modelo. Optou-se por representar a resposta do *software* Q3D pois o mesmo considera as capacitâncias parasitas entre todas as espiras do modelo, enquanto que o modelo proposto considera apenas as capacitâncias entre as espiras mais próximas da espira em análise, inclusive as espiras cruzadas (ou diagonais) conforme Figura 5.3.

A Tabela 5.4 apresenta a comparação entre as frequências de ressonâncias apresentadas na Figura 5.11. O modelo proposto pode ainda ser otimizado para representar com maior fidelidade a resposta do dispositivo real. Contudo, diversas são as variações experimentais que fazem com que a resposta da simulação do modelo proposto apresente diferença, desde de equipamento de aquisição de dados até pequenas variações na bitola do condutor e tamanho do carretel. Desta forma, pode-se comparar a simulação do modelo proposto com os resultados de simulação no *software* Q3D, verificando que a simplificação proposta no cálculo das matrizes de capacitâncias, é eficaz e não alterou, consideravelmente, a resposta de simulação do dispositivo.

Figura 5.11 – Resposta em frequência dos indutores com núcleo de ar. (a) Impedância do indutor I. (b) Fase do indutor I. (c) Impedância do indutor II. (d) Fase do indutor II. (e) Impedância do indutor III. (f) Fase do indutor III.



Fonte: Autora.

Tabela 5.4 – Frequência de auto ressonância

	Experimental (MHz)	Simulação Q3D (MHz)	Modelo Proposto (MHz)
Sem isolador	8,50	9,06	7,49
0,61 mm	14,21	15,25	14,26
1,22 mm	15,37	17,97	17,31

Fonte: Autora.

5.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo apresenta uma modelagem proposta para casos onde é utilizado um material isolador entre as camadas do dispositivo magnético. Esta camada de isolamento pode ser necessária devido ao nível de isolamento elétrica necessário entre camadas, ou pode ser um artifício utilizado para a redução da auto capacitância do dispositivo. A redução da auto capacitância já foi estudada para o aumento da eficiência do sistema eletrônico (ZDANOWSKI et al., 2014), contudo este trabalho não apresenta um estudo com relação ao fator de isolamento necessário para alcançar tais ganhos.

Este capítulo, principalmente pelos resultados apresentados na Figura 5.6, na Figura 5.11 e na Tabela 5.4, demonstrou que a espessura da camada de isolador influencia de maneira exponencial no valor da auto capacitância do dispositivo magnético. De forma que, a frequência de ressonância dos dispositivos testados experimentalmente apresentou elevada variação, 67,17% com núcleo de ar e 62,79% com núcleo magnético, quando o isolador de 0,61 mm foi utilizado, em comparação ao dispositivo sem isolador. Porém, a variação na frequência de ressonância entre os dispositivos com isolador de 0,61 mm e 1,22 mm (fator de isolador de $K=0,6143$ e $K=1,2286$, respectivamente) foi de aproximadamente 8% com núcleo de ar e 6,66% com núcleo magnético.

O método para o cálculo de capacitâncias, proposto neste capítulo, demonstrou claramente que no caso do uso de isolador entre camadas, a capacitância entre condutores cruzados (ou diagonais) passa a influenciar na resposta do dispositivo, não podendo ser simplificada como no capítulo anterior. Cabe ainda otimização no método proposto, para que o ângulo de integração utilizado não dependa da Tabela 5.2, mas sim de um equação relacionando as variáveis.

6 ESTRATÉGIAS DE PROJETO PARA DISPOSITIVOS MAGNÉTICOS COM AUTO CAPACITÂNCIA REDUZIDA

6.1 INTRODUÇÃO

O objetivo principal deste capítulo é determinar como a geometria de dispositivos magnéticos pode modificar sua resposta em frequência e a impedância do mesmo. Com o intuito de atingir este objetivo, diferentes elementos magnéticos foram projetados e fabricados com diferentes geometrias. Simulações em *softwares* de elementos finitos são realizadas e os resultados são comparados aos resultados experimentais de forma a corroborar as conclusões.

6.2 INDUTÂNCIA E CAPACITÂNCIA PARASITA

A resposta de frequência do dispositivo magnético depende de sua indutância, da capacitância parasita e da resistência do dispositivo. A frequência de ressonância de um dispositivo magnético é dada por (6.1). Como a indutância é determinada para o projeto eletrônico, a frequência de ressonância pode ser modificada pela capacitância parasita.

$$f_{\text{res}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \sqrt{L_p \cdot C_{\text{par}}}} \quad (6.1)$$

Onde:

- f_{res} – Frequência de ressonância (Hz);
- L_p – Indutância do dispositivo magnético (H);
- C_{par} – Capacitância parasita total (F);

6.2.1 Capacitância Parasita

As capacitâncias parasitas estão presentes entre cada condutor e entre os condutores e o núcleo. As principais capacitâncias são entre espiras da mesma camada, entre camadas e entre condutores e núcleo (DALESSANDRO; CAVALCANTE; KOLAR, 2007). Os valores de tais capacitâncias dependem da permissividade dielétrica do isolamento, da distância entre os condutores e da distância entre os condutores e o núcleo.

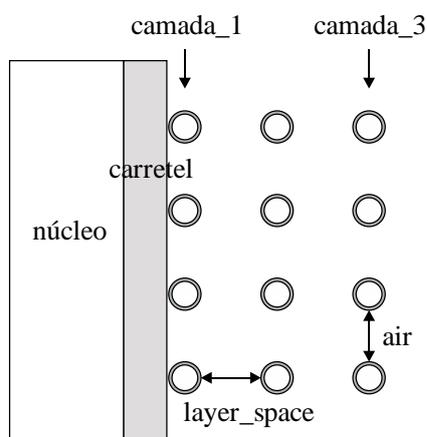
Como anteriormente mencionado, existem três maneiras de determinar a capacitância parasita de um dispositivo, analiticamente (DALESSANDRO; CAVALCANTE; KOLAR, 2007; LIU et al., 2016b; MASSARINI; KAZIMIERCZUK, 1997), por métodos numéricos (simulações de elementos finitos - FEM) e aquisições experimentais quando o dispositivo já foi fabricado. Este último acarreta em elevado custo e perda de material, e tanto o primeiro quanto o segundo requerem muitos detalhes de projeto, o que pode causar erros. Já o segundo método proposto requer muito tempo e capacidade de computação, se o projetista tiver que simular cada protótipo. Desta forma, este capítulo tem como objetivo propor maneiras de minimizar a capacitância parasita através de modificações nas características do projeto. Portanto, aplica-se a casos onde o projetista não precisa especificamente saber o valor da capacitância parasita, e sim minimizá-la para aumentar a eficiência do dispositivo magnético.

6.3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Para verificar a influência dos parâmetros na resposta de frequência dos dispositivos magnéticos através de simulações com o método de elementos finitos utilizou-se novamente o *software* de simulação Q3D da Ansys. Os parâmetros avaliados foram: área da seção transversal do condutor, distância entre condutores da mesma camada e distância entre camadas.

A Figura 6.1 mostra a configuração de simulação usada no *software* Q3D da plataforma Ansys. A simulação foi realizada em 2D (com a configuração *about-Z* – que considera que a geometria simulada é revolvida em torno de Z). Isto faz com que o núcleo e as espiras consideradas sejam circulares. Esta simplificação foi utilizada para reduzir o tempo de simulação, uma vez que diversas simulações foram realizadas. Os resultados dessas simulações são apresentados na Figura 6.2. Cada parâmetro é variado de forma independente, enquanto os outros parâmetros são mantidos nos valores nominais, apresentados na Tabela 6.1, onde o ar é a distância entre os condutores da mesma camada, “layer_space” é a distância entre camadas, “ D_c ” é o diâmetro da seção transversal do cobre e “ D_{ins} ” é o diâmetro do condutor isolado.

Figura 6.1 – Variáveis utilizadas na simulação.



Fonte: Autora.

Tabela 6.1 – Valores nominais para as simulações.

	Valores Nominais
air	0 mm
layer_space	0 mm
D_c	1,29 mm
Dins	1,349 mm
Total de espiras	75
Número de camadas	3

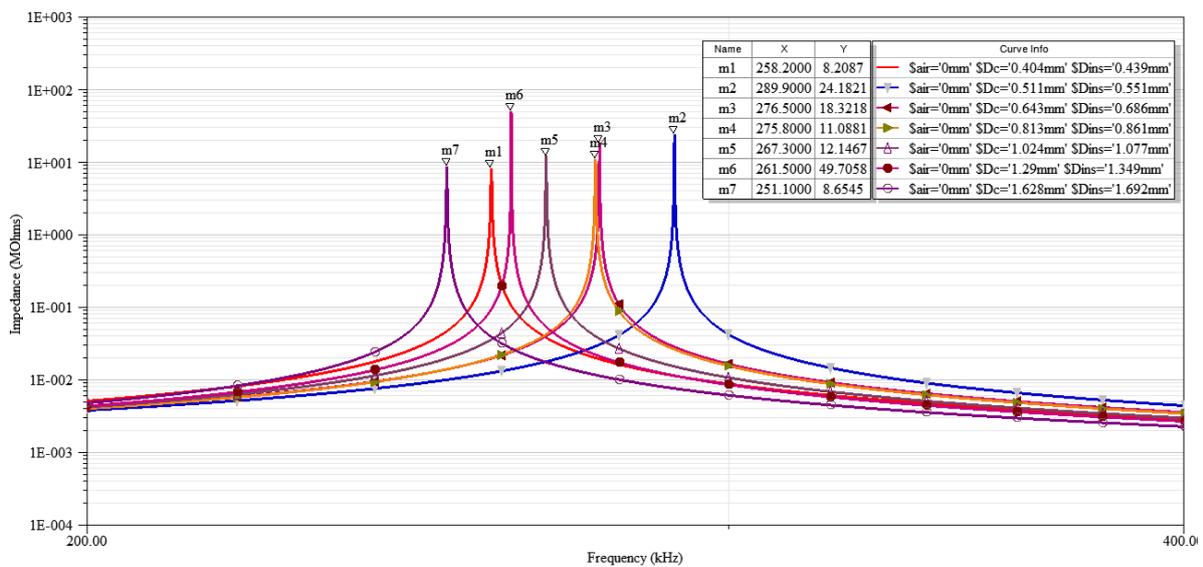
Fonte: Autora.

As duas primeiras variações dos parâmetros propostos são a variação da seção transversal do condutor, Figura 6.2(a), e a distância entre as espiras da mesma camada, Figura 6.2(b). Como pode ser observado, esses parâmetros tiveram pouca influência na frequência de ressonância do dispositivo. Deve-se então considerar que a seção transversal do condutor deve ser dimensionada para minimizar perdas devido a efeitos parasitas, como efeitos pelicular e proximidade. E a distância entre espiras deve ser dimensionada para o isolamento elétrico exigido pelo projeto do dispositivo magnético.

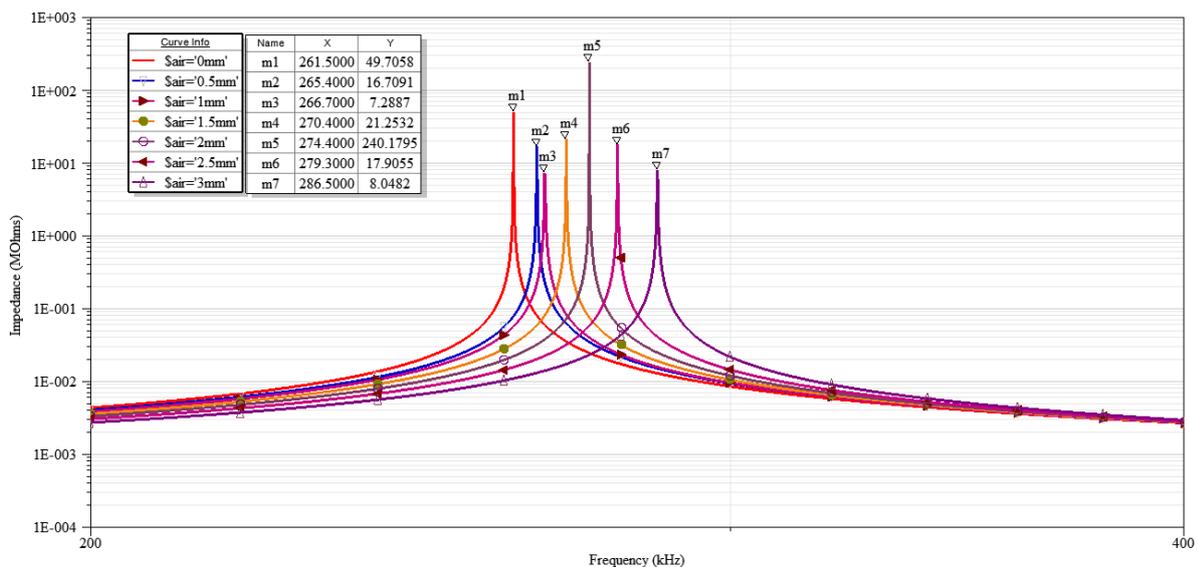
A Figura 6.2(c) mostra a variação da distância entre camadas. Como pode ser visto, este parâmetro tem um elevado impacto na variação da frequência de ressonância do dispositivo magnético. No entanto, note-se que o aumento da frequência de ressonância não é linear à

distância entre as camadas. Portanto, o projetista deve executar simulações anteriores para determinar a melhor distância entre camadas, o que não afeta o desenho geométrico do dispositivo magnético, mas ainda permite a menor capacitância parasita, a fim de aumentar a eficiência geral do projeto eletrônico (ZDANOWSKI et al., 2014).

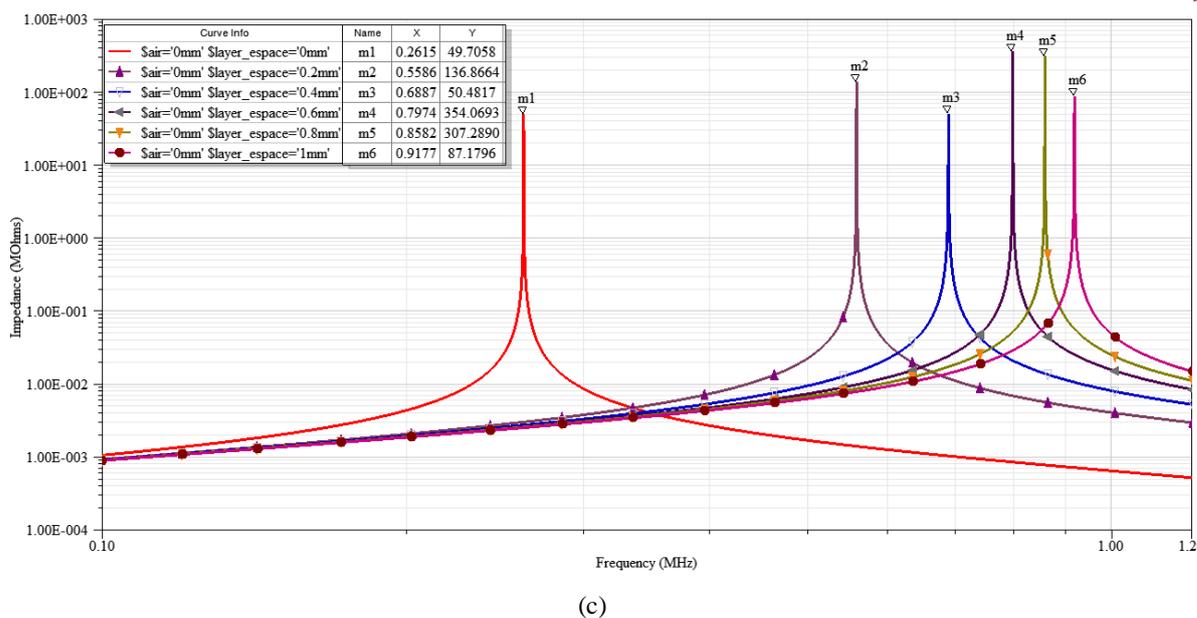
Figura 6.2 – Variações de parâmetros. (a) Seção transversal dos condutores. (b) Ar entre condutores. c) Ar entre camadas



(a)



(b)



Fonte: Autora.

6.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

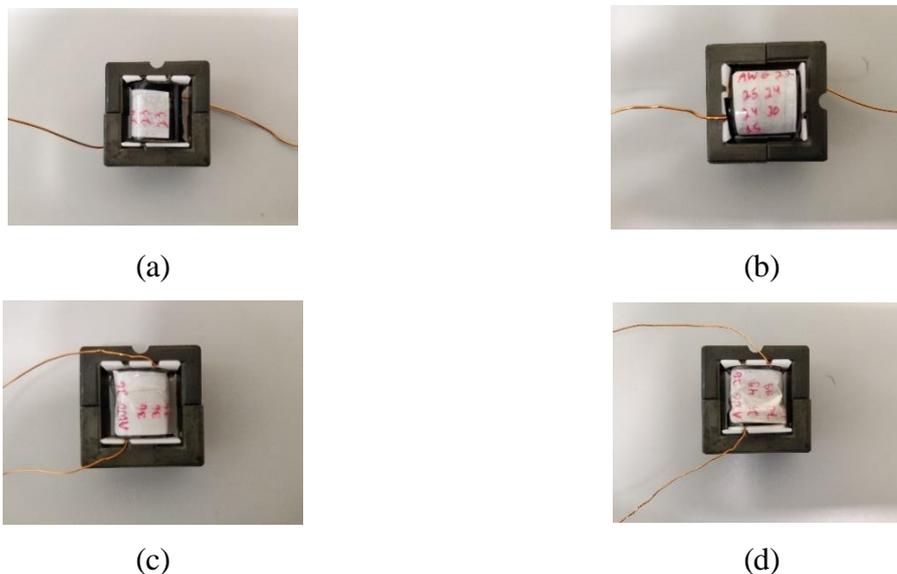
Testes experimentais foram realizados em quatro indutores diferentes variando número de condutores, número de camadas e bitola do condutor. A Tabela 6.2 apresenta as características físicas dos protótipos. A Figura 6.3 ilustra os protótipos.

Tabela 6.2 – Características físicas dos protótipos experimentais.

	Protótipo A	Protótipo B	Protótipo C	Protótipo D
AWG do condutor	AWG 22	AWG 22	AWG 26	AWG 26
Número de camadas	3	5	3	5
Total de espiras	70	108	108	108
Indutância com núcleo	4,179 mH	4,255 mH	4,126 mH	4,336 mH
Capacitância com núcleo	50,56 pF	39,65 pF	74,92 pF	41,82 pF
Núcleo	30/15/14 – IP12			

Fonte: Autora.

Figura 6.3 – Protótipos. (a) A. (b) B. (c) C. (d) D.



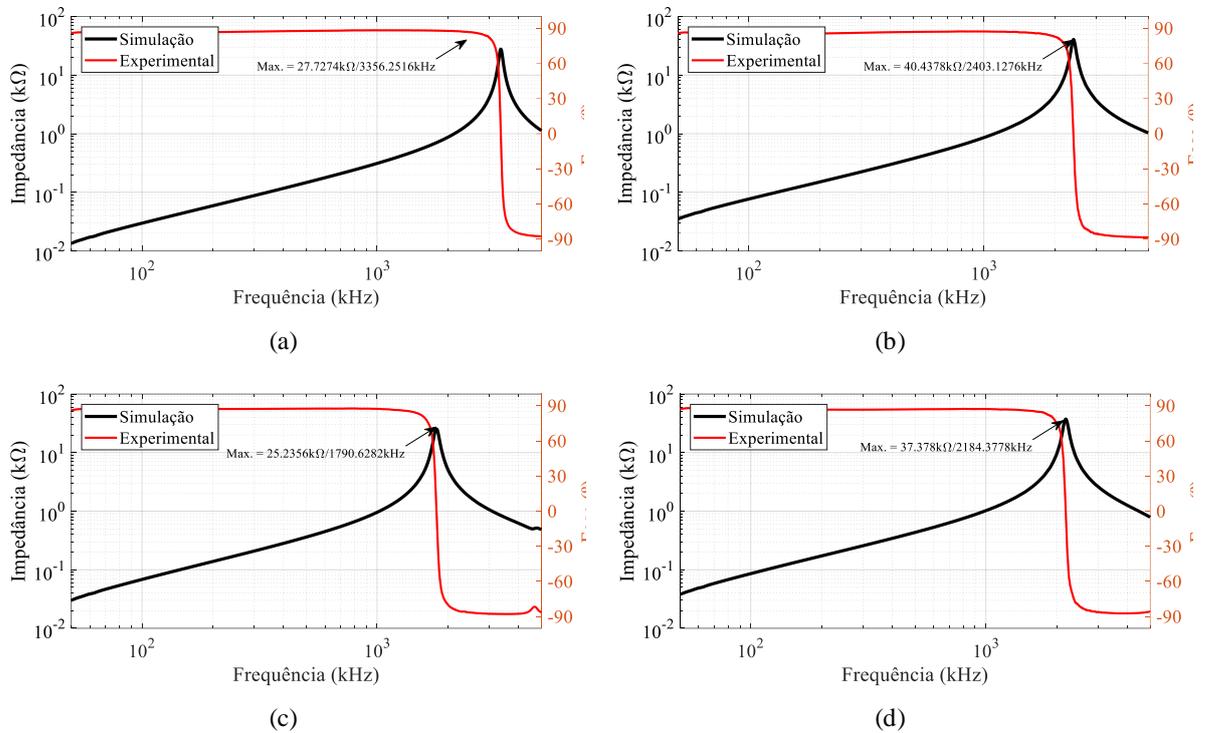
Fonte: Autora.

As respostas de frequência de protótipos são apresentadas na Figura 6.4 e na Figura 6.5. A Figura 6.4 ilustra as respostas dos dispositivos sem o núcleo, estas análises são importantes para apoiar as conclusões para os dispositivos com núcleo. Os protótipos foram montados com um entreferro variável, visando manter as indutâncias o mais próximo possível de 4,2 mH. As respostas com núcleo são apresentadas na Figura 6.5.

A Tabela 6.3 apresenta um resumo das frequências de ressonância adquiridas experimentalmente. Como esperado, as respostas com núcleo apresentam menor frequência de ressonância, uma vez que o valor de indutância é maior com a utilização do núcleo magnético.

Comparando a Figura 6.4(a) e a Figura 6.4(c), Figura 6.5(a) e a Figura 6.5(c), os protótipos A e C têm o mesmo número de camadas, mas diferem no número de espiras, já que o espaço no carretel é o mesmo e o condutor do protótipo A é mais espesso. O protótipo A apresenta uma maior frequência de ressonância, pois apresenta menores capacitâncias parasitas devido ao menor número de espiras, como pode ser comprovado pelo valor de capacitância mostrado na Tabela 6.2.

Figura 6.4 – Resposta de frequências dos protótipos sem núcleo. (a) Protótipo A. (b) Protótipo B. (c) Protótipo C. (d) Protótipo D.



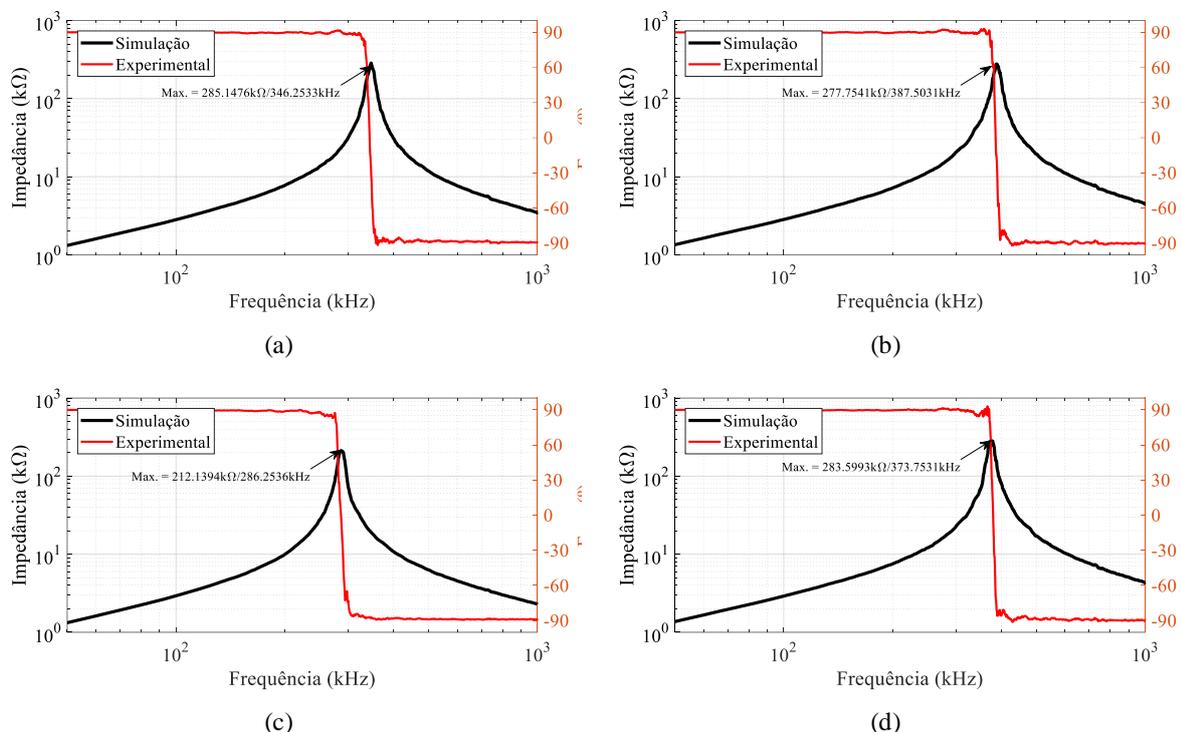
Fonte: Autora.

Tabela 6.3 – Frequências de ressonância dos protótipos.

	Protótipo A	Protótipo B	Protótipo C	Protótipo D
Sem núcleo (MHz)	3,356	2,403	1,79	2,184
Com núcleo (kHz)	346,253	387,503	286,253	373,753

Fonte: Autora.

Figura 6.5 – Resposta de frequências dos protótipos com núcleo. (a) Protótipo A. (b) Protótipo B. (c) Protótipo C. (d) Protótipo D.



Fonte: Autora.

Os protótipos C e D podem ser comparados com a Figura 6.4(c) e Figura 6.4(d), Figura 6.5(c) e Figura 6.5(d). Eles apresentam o mesmo número de espiras, mas diferem no número de camadas, mesmo usando o mesmo conjunto carretel/núcleo. Na montagem deste indutor obstruiu-se parte do carretel do protótipo D. O protótipo D apresenta maior frequência de ressonância, levando à conclusão de que o aumento do número de camadas, mantendo o número de voltas, diminui os valores dos elementos parasitas, causando o aumento da frequência de ressonância. A mesma conclusão pode ser baseada na comparação da Figura 6.4(b) e Figura 6.4(c), Figura 6.5(b) e Figura 6.5(c).

Comparando a Figura 6.4(b) e Figura 6.4(d), Figura 6.5(b) e Figura 6.5(d), os protótipos B e D possuem o mesmo número de voltas e o mesmo número de camadas. Como o protótipo B possui maior frequência de ressonância e menor capacitância parasita (conforme a Tabela 6.2), é possível afirmar, com cautela, que essa resposta se deve a espessura do condutor. Esta pequena diferença na frequência de ressonância pode ser decorrente do projeto experimental e/ou diferenças no equipamento de aquisição. Mas, como ilustrado na Figura 2 (a), a espessura do condutor tem um pequeno efeito na frequência de ressonância.

6.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo apresentou uma análise de possíveis métodos utilizados para aumentar a eficiência de dispositivos magnéticos, com foco na alteração do valor da capacitância parasita destes. A análise buscou o aumento da frequência de auto ressonância do dispositivo magnético.

Os parâmetros avaliados nas simulações FEM foram: espessura do condutor, distância entre condutores da mesma camada e distância entre camadas. Com base nos resultados de simulação, conclui-se que o parâmetro com maior impacto na frequência de ressonância é a distância entre as camadas. Quanto maior a distância entre camadas, menores as capacitâncias parasitas e maior a frequência de ressonância do dispositivo. O aumento da distância entre os condutores da mesma camada também aumentou a frequência de ressonância, mas não foi muito eficaz e pode ampliar rapidamente o tamanho do dispositivo magnético.

Os resultados experimentais apresentados também corroboram que o aumento do número de camadas, mantendo o número total de espiras, é eficaz para redução de capacitâncias parasitas. Alternativamente, a minimização do número de espiras também provou diminuir o valor de capacitância, aumentando a frequência de ressonância.

Assim, as diretrizes de projeto propostas são as seguintes:

- A bitola do condutor deve ser dimensionada para minimizar as perdas devido a efeitos parasitas, como efeitos de pele e proximidade;
- A distância entre as espiras da mesma camada deve ser dimensionada para o isolamento elétrico requerido pelo projeto do dispositivo magnético;
- A distância entre as camadas deve ser projetada considerando o isolamento elétrico necessário também. Mas, lembrando que o aumento dessa distância diminui a capacitância parasita (não linearmente) e diminui as perdas por efeito proximidade, ambos aumentando a eficiência geral do sistema;
- O aumento do número de espiras aumenta também a capacitância parasita, considerando o mesmo número de camadas;
- O aumento do número de camadas diminui a capacitância parasita.

O projetista pode levar em consideração as duas últimas diretrizes presentes para escolher a geometria do núcleo a ser usada no dispositivo magnético. Buscando sempre minimizar a capacitância parasita para reduzir seus efeitos no sistema.

7 CONCLUSÕES

Esta tese propôs novo método analítico para o cálculo da capacitância entre espiras de dispositivos magnéticos, considerando condutores com seção transversal circular. O método proposto difere dos existentes na literatura quanto a definição da trajetória das linhas de fluxo elétrico entre os condutores, tanto no isolante sólido como no ar entre as espiras.

O método proposto reduziu consideravelmente a diferença entre valores analíticos e simulações FEM de capacitâncias parasitas quando comparado aos métodos existentes. O método proposto também pode ser utilizado para modelar a capacitância entre condutores com sobre isolamento e bobinas com isolador sólido entre camadas. Devido a modificação realizada na definição do cálculo da contribuição do isolante sólido na capacitância total, o método proposto apresentou resultado mais preciso que os métodos propostos na literatura, principalmente para casos de condutores com sobre isolamento e bobinas com isolador sólido entre camadas

Foram comprovados ainda modelos SPICE para emular o comportamento de dispositivos magnéticos. O modelo caixa branca, representando o dispositivo espira-a-espira, foi adaptado e comprovado para indutores sem e com isolador entre camadas. A necessidade da consideração das capacitâncias cruzadas no modelo caixa branca para dispositivos com isolador entre camada foi comprovada experimentalmente. Ainda, foi comprovada a resposta do modelo concentrado, que pode ser utilizado para emular a resposta do dispositivo magnético quando o objetivo do projetista é o impacto do magnético no sistema eletrônico, por exemplo. Foram apresentadas referências para o cálculo analítico dos demais componentes do modelo caixa branca, indutâncias e resistências.

O método proposto foi definido para a condição estática. Porém, a comparação com resultados experimentais demonstra que o modelo proposto apresenta boa precisão quanto à resposta em frequência. Assim, este método pode ser aplicado tanto para análise CC quanto CA.

A análise do impacto da geometria dos dispositivos magnéticos na capacitância parasita do mesmo foi realizada através de simulação FEM e protótipos experimentais. Desta forma, algumas relações, entre geometria e capacitância parasita, foram apresentadas como regras de projeto. Quanto maior a distância entre camadas, menores as capacitâncias parasitas e maior a frequência de ressonância do dispositivo. O aumento da distância entre os condutores da mesma camada também eleva a frequência de ressonância por diminuir a capacitância parasita, mas o efeito é baixo e pode ampliar rapidamente o tamanho do dispositivo magnético. Ainda, o

aumento do número de camadas, mantendo o número total de espiras, é eficaz para redução de capacitâncias parasitas. Alternativamente, a minimização do número de espiras também provou diminuir o valor de capacitância, aumentando a frequência de ressonância.

A redução da capacitância parasita total do dispositivo magnético pode elevar a eficiência do sistema eletrônico como um todo, por exemplo o SST. Isto se deve a redução de energia armazenada na capacitância parasita, energia esta que pode causar sobretensões nas chaves, por exemplo.

8 CONSIDERAÇÕES FINAIS

8.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão apresentados os principais tópicos para continuação deste trabalho.

8.2 PUBLICAÇÕES

Durante esta Tese de Doutorado foram realizadas as seguintes publicações:

- N. Chagas and T. Marchesan, "Analytical calculation of Static Capacitance for High-Frequency Inductors and Transformers," in *IEEE Transactions on Power Electronics*. doi: 10.1109/TPEL.2018.2829716.

- N. B. Chagas and T. B. Marchesan, "Methodology for calculating the value of static capacitance between conductors of circular cross-section," *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, Juiz de Fora, 2017, pp. 1-5. doi: 10.1109/COBEP.2017.8257289.

- N. B. Chagas, V. Rosa, M. F. da Silva and R. N. do Prado, "A study of electrodeless fluorescent lamp's cores of ferrite N87 and IP12E," *2015 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Addison, TX, 2015, pp. 1-6. doi: 10.1109/IAS.2015.7356866.

As análises realizadas no sexto capítulo ainda serão estudadas para futura publicação em revista qualificada.

8.3 CONTINUIDADE DOS ESTUDOS

8.3.1 APRIMORAÇÃO DO MÉTODO COM ISOLADOR ENTRE CAMADAS

Novos protótipos devem ser estudados para comprovar o método proposto no capítulo 6 e propor melhorias no mesmo. Deve ser desenvolvida uma equação para o cálculo do ângulo de integração, substituindo a Tabela 5.2.

O impacto, da redução da auto capacitância do dispositivo magnético, no sistema eletrônico deve ser estudado, visto que existe evidências que o mesmo pode diminuir as perdas do sistema como um todo (ZDANOWSKI et al., 2014).

8.3.2 CÁLCULO DE INDUTÂNCIAS

Neste trabalho as indutâncias foram aproximadas, no cálculo, considerando espiras circulares. Esta simplificação foi realizada para possibilitar a aplicação direta da fórmula de Maxwell para o cálculo de indutâncias próprias e mútuas. Porém, pelos valores apresentados na Tabela 8.1 fica evidente que a espira retangular apresenta indutância própria diferente da espira circular.

Tabela 8.1 – Valores de indutância própria para o Indutor considerado.

Componente	Calculado	Simulação 2D	Simulação 3D
L_p	54,773 nH	54,909 nH	50,400 nH

Fonte: Autora.

O valor de indutância calculado apresentou uma diferença de 8,68% quando comparado com o obtido na simulação 3D em volumes finitos. Esta diferença pode modificar consideravelmente a resposta do modelo quando excitado por forma de onda quadrada, pois modificará as possíveis ressonâncias entre espiras.

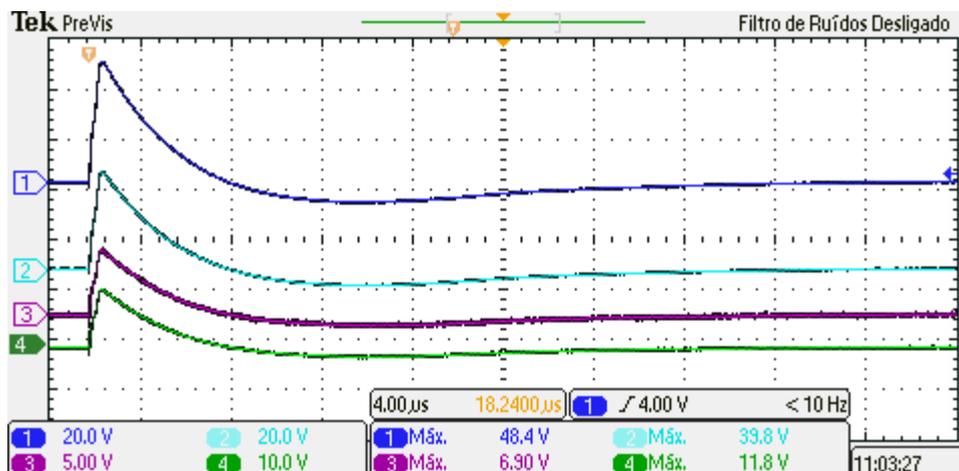
Assim como no caso do cálculo das capacitâncias, o método de Maxwell é utilizado para cálculo de indutância considerando campo magnético estático. Portanto, deverá ser realizado um estudo de como o campo magnético variável irá influenciar a indutância instantânea da espira.

8.3.3 EFEITO DO NÚCLEO MAGNÉTICO NO MODELO

O modelo apresentado neste trabalho foi baseado nos modelos de transformadores de potência. Contudo, estes modelos desconsideram a influência do núcleo magnético, pois consideram que o material ferromagnético apresenta inércia ao fluxo magnético maior que o tempo de excitação nos testes de impulso de tensão.

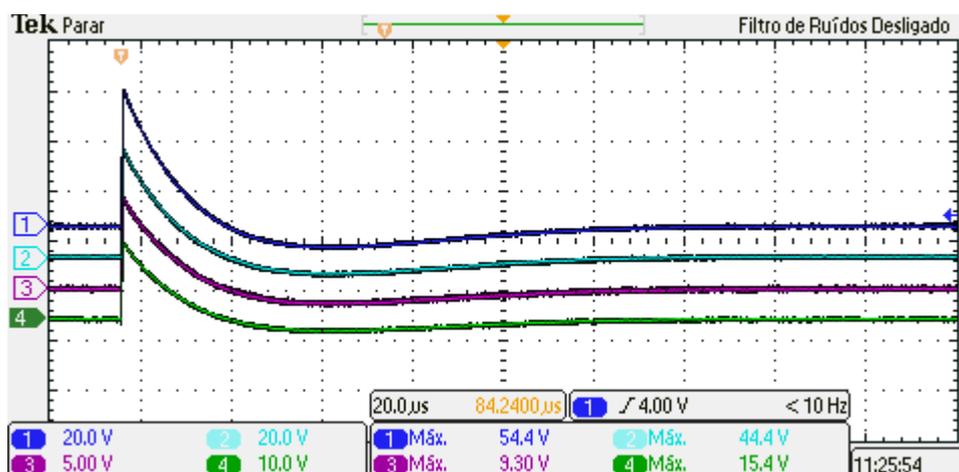
Com a mudança do material do núcleo, deve-se observar que esta hipótese pode não ser verdadeira. A Figura 8.1 apresenta o resultado experimental do indutor sem núcleo enquanto que a Figura 8.2 apresenta a resposta do mesmo indutor com núcleo magnético de material IP12E.

Figura 8.1 – Resposta do indutor sem núcleo.



Fonte: Autora.

Figura 8.2 – Resposta do indutor com núcleo.



Fonte: Autora.

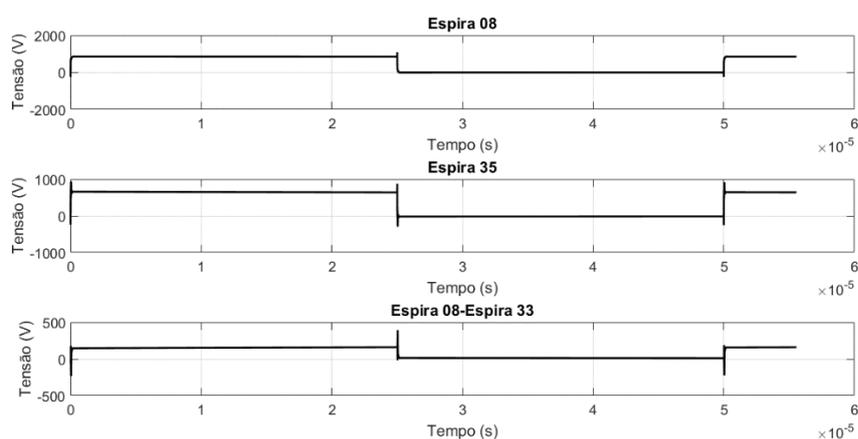
Como pode-se observar pela comparação entre a Figura 8.1 e a Figura 8.2, o núcleo influenciou no tempo de resposta do indutor. O mesmo circuito eletrônico foi utilizado para excitar o dispositivo nos experimentos. Fazendo com que possa concluir que o material ferrite apresenta menor inércia na geração de campo magnético e, portanto, seu efeito deve ser considerado na resposta dos dispositivos.

8.3.4 RESSONÂNCIAS ENTRE ESPIRAS

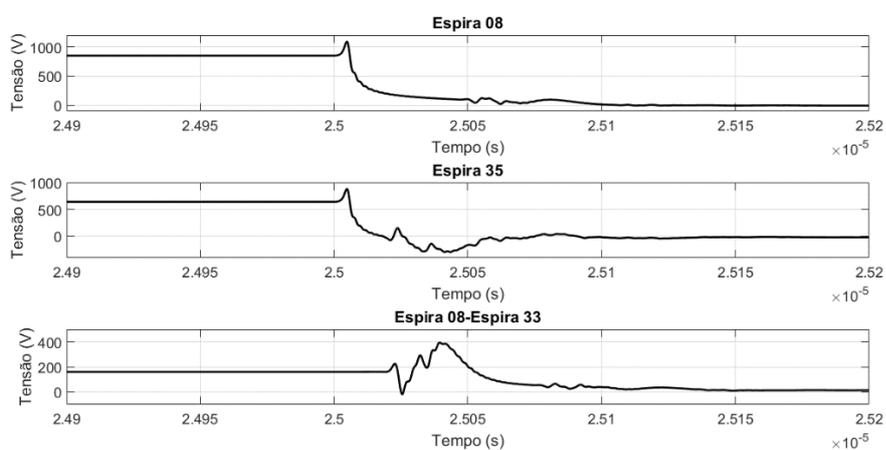
A modelagem correta do dispositivo é importante para prever a influência dos parâmetros parasitas no funcionamento de todo o circuito. Isto é, o modelo deve ser capaz de emular o dispositivo quando excitado pela mesma forma de onda que será aplicada ao dispositivo na prática.

A Figura 8.3 ilustra a resposta do modelo desenvolvido para um indutor quando excitado por uma forma de onda quadrada com tensão de pico de 1 kV e frequência de 20 kHz.

Figura 8.3 – Resposta do modelo do indutor para excitação quadrada de frequência 20 kHz. (a) envoltória da forma de onda da tensão. (b) tensão das espiras na borda de descida da forma de onda da alimentação.



(a)



(b)

Fonte: Autora.

As formas de onda apresentadas na Figura 8.3 comprovam a possibilidade de ressonância entre espiras. Observando, por exemplo, a forma de onda da espira 8, verifica-se que esta ressonância pode ainda apresentar pico de tensão acima da tensão nominal da espira, podendo ocasionar rompimento do isolante. Estes resultados devem ser ainda comprovados experimentalmente.

8.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foram apresentados os itens de interesse na continuação do trabalho. Em suma os pontos a serem trabalhados são:

- Desenvolver um método de cálculo para indutância de espiras retangulares. O método deve ainda considerar o efeito da forma de onda de excitação no campo magnético.
- Aprimorar o modelo para dispositivo magnético de elevada frequência e classe de isolamento, verificando a influência do material magnético do núcleo (ferrite, amorfo, nanocristalino).
- Utilizar o modelo desenvolvido para aprimorar o projeto do elemento magnético.
- Aplicar o modelo desenvolvido em um módulo de transformador de estado sólido e verificar como possíveis ressonâncias podem influenciar o funcionamento do circuito.

REFERÊNCIAS

AGHAEI, Morteza; KABOLI, Shahriyar. On the Effect of Disorder on Stray Capacitance of Transformer Winding in High-Voltage Power Supplies. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s. l.], v. 64, n. 5, p. 3608–3618, 2017.

AGUGLIA, Davide. Interconnected high-voltage pulsed-power converters system design for H-Ion sources. **IEEE Transactions on Plasma Science**, [s. l.], v. 42, n. 10, p. 3070–3076, 2014.

ALFUHAID, A. S. Frequency characteristics of single-phase two-winding transformers using distributed-parameter modelling. **IEEE Transactions on Power Delivery**, [s. l.], v. 16, n. 4, p. 637–642, 2001.

AYACHIT, Agasthya; KAZIMIERCZUK, Marian K. Self-Capacitance of Single-Layer Inductors With Separation Between Conductor Turns. **IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility**, [s. l.], v. 59, n. 5, p. 1642–1645, 2017. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7891906/>>

BAEK, Seunghun et al. Design considerations of high voltage and high frequency transformer for solid state transformer application. In: IECON 2010 - 36TH ANNUAL CONFERENCE ON IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY 2010, **Anais... : IEEE**, 2010. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/5674991/>>

BAEK, Seunghun et al. Power flow analysis for 3-port 3-phase dual active bridge dc/dc converter and design validation using high frequency planar transformer. In: 2013 IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION 2013, **Anais... : IEEE**, 2013. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6646727/>>

BAEK, Seunghun; BHATTACHARYA, Subhashish. Analytical modeling of a medium-voltage and high-frequency resonant coaxial-type power transformer for a solid state transformer application. In: 2011 IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION 2011, **Anais... : IEEE**, 2011. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6064014/>>

BAEK, Seunghun Samuel et al. Accurate equivalent circuit modeling of a medium-voltage and high-frequency coaxial winding DC-link transformer for solid state transformer applications. In: 2012 IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION, ECCE 2012 2012, **Anais... [s.l: s.n.]**

BAHMANI, M. A. et al. Comparative Study of a Multi-MW High-Power Density DC Transformer With an Optimized Offshore Wind Farm. **IEEE Transactions on Power Delivery**, [s. l.], v. 31, n. 2, p. 857–866, 2015. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7307194>>

BAHMANI, M. Amin; THIRINGER, Torbjorn; ORTEGA, Hector. An accurate Pseudoempirical model of winding loss calculation in HF foil and round conductors in switchmode magnetics. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [s. l.], v. 29, n. 8, p. 4231–4246, 2014.

BARNES, Mike et al. HVDC Systems in Smart Grids. **Proceedings of the IEEE**, [s. l.], v. 105, n. 11, p. 2082–2098, 2017. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7888921/>>

BARRETO, Luiz Henrique S. C. et al. High-Voltage Gain Boost Converter Based on Three-State Commutation Cell for Battery Charging Using PV Panels in a Single Conversion Stage. [s. l.], v. 29, n. 1, p. 150–158, 2014.

BENGTSSON, Tord et al. Repetitive fast voltage stresses - Causes and effects. **IEEE Electrical Insulation Magazine**, [s. l.], v. 25, n. 4, p. 26–39, 2009.

BEWLAY, L. V. Traveling Waves on Transmission Systems. In: **John Wiley & Sons**. New York. p. 331.

BHATTACHARYA, Subhashish et al. Design and development of Generation-I silicon based Solid State Transformer. In: 2010 TWENTY-FIFTH ANNUAL IEEE APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION (APEC) 2010, **Anais... : IEEE**, 2010. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=5433455>>

BIELA, Juergen; KOLAR, Johann W. Using transformer parasitics for resonant converters - A review of the calculation of the stray capacitance of transformers. **IEEE Transactions on Industry Applications**, [s. l.], v. 44, n. 1, p. 223–233, 2005.

BIELA, Juergen; KOLAR, Johann W. Using transformer parasitics for resonant converters - A review of the calculation of the stray capacitance of transformers. **IEEE Transactions on Industry Applications**, [s. l.], v. 44, n. 1, p. 223–233, 2008.

BOSSHARD, Roman; KOLAR, Johann W. Inductive power transfer for electric vehicle charging: Technical challenges and tradeoffs. **IEEE Power Electronics Magazine**, [s. l.], v. 3, n. 3, p. 22–30, 2016. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6492113/>>

BRASKEM. **Boletim técnico - PROPRIEDADES DE REFERÊNCIA DOS COMPOSTOS DE PVC**. [s.l.: s.n.]. Disponível em: <https://www.braskem.com.br/Portal/Principal/Arquivos/html/boletm_tecnico/Tabela_de_Propriedades_de_Referencia_dos_Compostos_de_PVC.pdf>.

CHAKRABORTTY, Aranya. Infusing autonomy in power distribution networks using smart transformers. In: 2017 IEEE CONFERENCE ON CONTROL TECHNOLOGY AND APPLICATIONS (CCTA) 2017, **Anais... : IEEE**, 2017. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/8062607/>>

CHATTOPADHYAY, Ritwik; BHATTACHARYA, Subhashish. Power flow control and ZVS analysis of three limb high frequency transformer based three-port DAB. In: 2016 IEEE APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION (APEC) 2016, **Anais... : IEEE**, 2016. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7467960>>

CHEN, Hao; DIVAN, Deepak. Design of a 10 kVA Soft-Switching Solid State Transformer (S4T). **IEEE Transactions on Power Electronics**, [s. l.], v. 8993, n. c, p. 1–1,

2017. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/8026183/>>

DALESSANDRO, Luca; CAVALCANTE, Fabiana da Silveira; KOLAR, Johann W. Self-Capacitance of High-Voltage Transformers. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [s. l.], v. 22, n. 5, p. 2081–2092, 2007. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/4300868/>>

DE FREITAS GUTIERRES, Luiz Fernando; CARDOSO, Ghendy. Analytical Technique for Evaluating Stray Capacitances in Multiconductor Systems: Single-Layer Air-Core Inductors. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [s. l.], v. 33, n. 7, p. 6147–6158, 2018. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/8016641/>>

DE LEON, Francisco; SEMLYEN, Adam. Efficient Calculation of Elementary Parameters of Transformers. **IEEE Transactions on Power Delivery**, [s. l.], v. 7, n. 1, p. 376–383, 1992. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=108931>>

DE LEON, Francisco; SEMLYEN, Adam. Complete transformer model for electromagnetic transients. **IEEE Transactions on Power Delivery**, [s. l.], v. 9, n. 1, p. 231–239, 1994. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=277694>>

DE NARDO, Antonietta; DI CAPUA, Giulia; FEMIA, Nicola. Transformer Design for Isolated Switching Converters Based on Geometric Form Factors of Magnetic Cores. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s. l.], v. 60, n. 6, p. 2158–2166, 2013. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6179526/>>

DEL VECCHIO, Robert et al. **Transformer Design Principles**. [s.l.] : CRC Press, 2010. Disponível em: <<http://www.crcnetbase.com/doi/book/10.1201/EBK1439805824>>

DIAHAM, S.; LOCATELLI, M. L. Dielectric properties of polyamide-imide. **Journal of Physics D: Applied Physics**, [s. l.], v. 46, n. 18, 2013.

DOWELL, P. L. Effects of eddy currents in transformer windings. **Proceedings of the Institution of Electrical Engineers**, [s. l.], v. 113, n. 8, p. 1387, 1966. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5247417>>

DU, Yu et al. High-voltage high-frequency transformer design for a 7.2kV to 120V/240V 20kVA solid state transformer. In: IECON 2010 - 36TH ANNUAL CONFERENCE ON IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY 2010, **Anais...** : IEEE, 2010. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5674828>>

FARHANGI, Babak; TOLIYAT, Hamid A. Modeling and Analyzing Multiport Isolation Transformer Capacitive Components for Onboard Vehicular Power Conditioners. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s. l.], v. 62, n. 5, p. 3134–3142, 2015.

FENÉS, Gastón. **Abrió la convocatoria para presentar proyectos sobre redes inteligentes**. 2017. Disponível em: <<http://www.energiaestrategica.com/abrio-la-convocatoria-presentar-proyectos-redes-inteligentes/>>.

FERREIRA, J. a. Analytical computation of AC resistance of round and rectangular litz wire windings. **IEE Proceedings B Electric Power Applications**, [s. l.], v. 139, n. 1, p. 21, 1992. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=119058>>

FU, Lixing et al. The development of a high-voltage power device evaluation platform. In: 2ND IEEE WORKSHOP ON WIDE BANDGAP POWER DEVICES AND APPLICATIONS, WIPDA 2014 2014, **Anais...** [s.l: s.n.] Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6964615/>>

GAMMETER, Christoph; KRISMER, Florian; KOLAR, Johann W. Comprehensive Conceptualization, Design, and Experimental Verification of a Weight-Optimized All-SiC 2 kV/700 V DAB for an Airborne Wind Turbine. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, [s. l.], v. 4, n. 2, p. 638–656, 2016. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=7163493>>

GHIAS, Amer M. Y. .. et al. Solid state transformer based on the flying capacitor multilevel converter for intelligent power management. In: IEEE POWER AND ENERGY SOCIETY CONFERENCE AND EXPOSITION IN AFRICA: INTELLIGENT GRID INTEGRATION OF RENEWABLE ENERGY RESOURCES (POWERAFRICA) 2012, **Anais...** : IEEE, 2012. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6498659/>>

GRANDI, G. et al. Optimal Design of Single-Layer Solenoid Air-Core Inductors for High Frequency Applications. In: PROCEEDINGS OF 40TH MIDWEST SYMPOSIUM ON CIRCUITS AND SYSTEMS. DEDICATED TO THE MEMORY OF PROFESSOR MAC VAN VALKENBURG 1997, **Anais...** : IEEE, 1997. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=666108>>

GRANDI, Gabriele et al. Stray capacitances of single-layer solenoid air-core inductors. **IEEE Transactions on Industry Applications**, [s. l.], v. 35, n. 5, p. 1162–1168, 1999. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/793378/>>

GREENWOOD, Allan; SELZER, Amos. Electrical Transients in Power Systems. **IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics**, [s. l.], v. SMC-3, n. 3, p. 301–302, 1973. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/4309230/>>

HASMAN, T. Reflection and transmission of traveling waves on power transformers. **IEEE Transactions on Power Delivery**, [s. l.], v. 12, n. 4, p. 1684–1689, 1997. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=634191>>

HELDWEIN, Marcelo Lobo; DALESSANDRO, Luca; KOLAR, Johann W. The Three-Phase Common-Mode Inductor: Modeling and Design Issues. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s. l.], v. 58, n. 8, p. 3264–3274, 2011. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/5611596/>>

HELDWEIN, Marcelo Lobo; KOLAR, Johann W. Winding Capacitance Cancellation for Three-Phase EMC Input Filters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [s. l.], v. 23, n. 4, p. 2062–2074, 2008. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/4558235/>>

HOANG, Anh T. **Electrical Characterization of Partial Discharge Resistant Enamel Insulation**. 2014. Chalmers University of Technology, [s. l.], 2014.

HOANG, Anh T.; SERDYUK, Yuriy V.; GUBANSKI, Stanislaw M. Electrical characterization of a new enamel insulation. **IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation**, [s. l.], v. 21, n. 3, p. 1291–1301, 2014. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6832277/>>

HOANG, K. D.; WANG, J. Design optimization of high frequency transformer for dual active bridge DC-DC converter. In: PROCEEDINGS - 2012 20TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL MACHINES, ICEM 2012 2012, **Anais...** [s.l: s.n.] Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6350205>>

HOLE, M. J.; APPEL, L. C. Stray capacitance of a two-layer air-cored inductor. **IEE Proceedings - Circuits, Devices and Systems**, [s. l.], v. 152, n. 6, p. 565, 2005. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=1488030>

HOSSEINI, S. M. H.; VAKILIAN, Mehdi; GHAREHPETIAN, G. B. Comparison of Transformer Detailed Models for Fast and Very Fast Transient Studies. **IEEE Transactions on Power Delivery**, [s. l.], v. 23, n. 2, p. 733–741, 2008. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4443847>>

HUANG, Pei et al. Optimal Design and Implementation of High-Voltage High-Power Silicon Steel Core Medium-Frequency Transformer. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s. l.], v. 64, n. 6, p. 4391–4401, 2017. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7862899/>>

HUBER, Jonas Emanuel; KOLAR, Johann Walter. Solid-State Transformers: On the Origins and Evolution of Key Concepts. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, [s. l.], v. 10, n. 3, p. 19–28, 2016. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7575768/>>

HUI, Wang et al. Development and applicability analysis of intelligent solid state transformer. In: 2011 4TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRIC UTILITY DEREGULATION AND RESTRUCTURING AND POWER TECHNOLOGIES (DRPT) 2011, **Anais...** : IEEE, 2011. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/5994068/>>

IRISH, R. T. Cylindrical capacitor and its application to measurements on cylindrical gas discharges. **Proceedings of the Institution of Electrical Engineers**, [s. l.], v. 116, n. 3, p. 466, 1969. Disponível em: <<http://link.aip.org/link/PIEEAH/v116/i3/p466/s1&Agg=doi>>

JOHNSON, S. D.; WITULSKI, A. F.; ERICKSON, R. W. Comparison of resonant topologies in high-voltage DC applications. **IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems**, [s. l.], v. 24, n. 3, p. 263–274, 1988. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/192094/>>

KIRSTEN, André. Metodologia De Projeto E Otimização Do Conversor Dab Aplicado a Transformadores De Estado Sólido. [s. l.], 2014.

KOVACEVIC-BADSTUBNER, Ivana et al. A fast method for the calculation of foil winding losses. In: 2015 17TH EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS (EPE'15 ECCE-EUROPE) 2015, Geneva, Switzerland. **Anais...** Geneva, Switzerland: IEEE, 2015. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7309151>>

KULKARNI, S. V.; KHAPARDE, S. A. **Transformer engineering : design, technology, and diagnostics**. 2nd. ed. [s.l.] : CRC Press, 2013. v. 251

LATEEF, Kamal H.; HAMAD, Bassma H.; AHMAD, Ahmad K. New design and construction of high-voltage high-current pseudospark switch. **IEEE Transactions on Plasma Science**, [s. l.], v. 43, n. 2, p. 625–628, 2015.

LEIBL, Michael; ORTIZ, Gabriel; KOLAR, Johann W. Design and Experimental Analysis of a Medium-Frequency Transformer for Solid-State Transformer Applications. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, [s. l.], v. 5, n. 1, p. 110–123, 2017.

LEITÃO, Renato Soares. Eletricidade: acionamento de motores elétricos. [s. l.], 2009.

LENAERTS, Bert; PUERS, Robert. **Omnidirectional Inductive Powering for Biomedical Implants**. Dordrecht: Springer Netherlands, 2009. v. 2 Disponível em: <<http://link.springer.com/10.1007/978-1-4020-9075-2>>

LEUNG, Chun-kit et al. Design considerations of high voltage and high frequency three phase transformer for Solid State Transformer application. In: 2010 IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION 2010, Atlanta, GA, USA. **Anais...** Atlanta, GA, USA Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5618234>>

LIU, Chen et al. Wideband Mechanism Model and Parameter Extracting for High-Power High-Voltage High-Frequency Transformers. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [s. l.], v. 31, n. 5, p. 3444–3455, 2016. a. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7180390>>

LIU, Chen et al. Experimental Extraction of Parasitic Capacitances for High-Frequency Transformers. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [s. l.], v. 32, n. 6, p. 4157–4167, 2017. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7529089/>>

LIU, Jiadai; DINAVAH, Venkata. Detailed Magnetic Equivalent Circuit Based Real-Time Nonlinear Power Transformer Model on FPGA for Electromagnetic Transient Studies. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s. l.], v. 63, n. 2, p. 1191–1202, 2016.

LIU, Jun et al. Design of High Voltage , High Power and High Frequency Transformer in LCC Resonant Converter. In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION, 2009. APEC 2009. TWENTY-FOURTH ANNUAL IEEE 2009, Washington, DC, USA. **Anais...** Washington, DC, USA Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4802790>>

LIU, Xiaojing et al. Calculation of Capacitance in High-Frequency Transformer Windings. **IEEE Transactions on Magnetics**, [s. l.], v. 52, n. 7, p. 1–4, 2016. b. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7394155>>

LUNA, Zaid et al. Modeling of Transformer Windings for Fast Transient Studies : Experimental Validation and Performance Comparison. [s. l.], v. 8977, n. c, p. 1–9, 2016.

MAINALI, Krishna et al. Design, measurement and equivalent circuit synthesis of high power HF transformer for three-phase composite dual active bridge topology. In: 2014 IEEE APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION - APEC 2014 2014, Fort Worth, TX, USA. **Anais...** Fort Worth, TX, USA: IEEE, 2014. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6803331>>

MAINALI, Krishna et al. Design and Evaluation of Isolated Gate Driver Power Supply for Medium Voltage Converter Applications. In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION (APEC), 2016 IEEE 2016, Long Beach, CA, USA. **Anais...** Long Beach, CA, USA Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7468085>>

MASSARINI, Antonio; KAZIMIERCZUK, M. K. Self-capacitance of inductors. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [s. l.], v. 12, n. 4, p. 671–676, 1997. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/602562/>>

MOLINA, Marcelo G. Energy Storage and Power Electronics Technologies: A Strong Combination to Empower the Transformation to the Smart Grid. **Proceedings of the IEEE**, [s. l.], v. 105, n. 11, p. 2191–2219, 2017. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/8038773/>>

MONTOYA, Roderick J. Garcia; MALLELA, Adithya; BALDA, Juan Carlos. An evaluation of selected solid-state transformer topologies for electric distribution systems. In: 2015 IEEE APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION (APEC) 2015, **Anais...** : IEEE, 2015. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7104474/>>

MUSZNICKI, Piotr et al. Adaptive estimation of the transformer stray capacitances for DC–DC converter modelling. **IET Power Electronics**, [s. l.], v. 9, n. 15, p. 2865–2870, 2016. Disponível em: <<http://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-pe.2016.0053>>

NIE, Hui et al. 1.5-kV and 2.2-m ω -cm²vertical gan transistors on Bulk-GaN substrates. **IEEE Electron Device Letters**, [s. l.], v. 35, n. 9, p. 939–941, 2014.

ORTIZ, G. et al. Medium frequency transformers for solid-state-transformer applications — Design and experimental verification. In: 2013 IEEE 10TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND DRIVE SYSTEMS (PEDS) 2013, **Anais...** : IEEE, 2013. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6527217/>>

ORTIZ, G.; BIELA, J.; KOLAR, J. W. Optimized design of medium frequency transformers with high isolation requirements. In: IECON 2010 - 36TH ANNUAL CONFERENCE ON IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY 2010, **Anais...** : IEEE, 2010. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/5675240/>>

ORTIZ, Gabriel et al. Design and Experimental Testing of a Resonant DC-DC Converter for Solid-State Transformers. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [s. l.], v. 32, n. 10, p. 7534–7542, 2017.

PALUEFF, K. K.; HAGENGUTH, J. H. Effect of Transient Voltages on Power Transformer Design-IV Transition of Lightning Waves from One Circuit to Another Through

Transformers. **Transactions of the American Institute of Electrical Engineers**, [s. l.], v. 51, n. 3, p. 601–615, 1932. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/5056131/>>

PANDEY, S. B.; LIN, Chiming. Estimation for a Life Model of Transformer Insulation Under Combined Electrical & Thermal Stress. **IEEE Transactions on Reliability**, [s. l.], v. 41, n. 3, p. 466–468, 1992.

PARREIRAS, Thiago et al. Forward Dual-Active-Bridge Solid State Transformer for a SiC-Based Cascaded Multilevel Converter Cell in Solar Applications. **IEEE Transactions on Industry Applications**, [s. l.], v. 9994, n. c, p. 1–1, 2018. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8408712/>>

PASKO, Szymon Wojciech; KAZIMIERCZUK, Marian K.; GRZESIK, Boguslaw. Self-Capacitance of Coupled Toroidal Inductors for EMI Filters. **IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility**, [s. l.], v. 57, n. 2, p. 216–223, 2015. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7001090/>>

PAULINO, Hendriks Delesposte; MENEGAZ, Paulo Jose Mello; SIMONETTI, Domingos Savio Lyrio. A review of the main inverter topologies applied on the integration of renewable energy resources to the grid. In: XI BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE 2011, **Anais...** : IEEE, 2011. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6085334/>>

PEREZ, M. A. et al. A new topology for high voltage, high frequency transformers. In: PROCEEDINGS OF 1995 IEEE APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION - APEC'95 1995, **Anais...** : IEEE, 1995. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/469076/>>

POPOV, Marjan et al. Analysis of Very Fast Transients in Layer-Type Transformer Windings. **IEEE Transactions on Power Delivery**, [s. l.], v. 22, n. 1, p. 238–247, 2007. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/4039465/>>

QIN YU; HOLMES, T. W. A study on stray capacitance modeling of inductors by using the finite element method. **IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility**, [s. l.], v. 43, n. 1, p. 88–93, 2001. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/917948/>>

QUEIROZ, Antonio Carlos M. De. **Mutual inductance and inductance calculations by Maxwell's Method.** [s.l.: s.n.]. Disponível em: <<http://www.coe.ufrj.br/~acmq/tesla/maxwell.pdf>>.

RAHIMPOUR, Ebrahim; BIGDELI, Mehdi. Simplified transient model of transformer based on geometrical dimensions used in power network analysis and fault detection studies. In: 2009 INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ENGINEERING, ENERGY AND ELECTRICAL DRIVES 2009, **Anais...** : IEEE, 2009. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/4915148/>>

ROSA, Edward B. The Self and Mutual Inductances of Linear Conductors. **Bulletin of the Bureau of Standards**, [s. l.], v. 4, n. 2, p. 301–344, 1908.

ROSA, Edward B.; COHEN, Louis. **Formulae and Tables for the Calculation of Mutual and Self Inductance**. [s.l.] : National Bureau of Standards, 1907. v. 5 Disponível em: <http://nvlpubs.nist.gov/nistpubs/bulletin/05/nbsbulletinv5n1p1_A2b.pdf>

SAVIN, S.; AIT-AMAR, S.; ROGER, D. Turn-to-turn capacitance variations correlated to PDIV for AC motors monitoring. **IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation**, [s. l.], v. 20, n. 1, p. 34–41, 2013. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6451339/>>

SHE, Xu et al. Review of solid state transformer in the distribution system: From components to field application. In: 2012 IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION (ECCE) 2012, **Anais...** : IEEE, 2012. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6342269/>>

SHE, Xu et al. Design and demonstration of a 3.6kV–120V/10KVA solid state transformer for smart grid application. In: 2014 IEEE APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION - APEC 2014 2014, **Anais...** : IEEE, 2014. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6803801>>

SHE, Xu; HUANG, Alex Q.; BURGOS, Rolando. Review of Solid-State Transformer Technologies and Their Application in Power Distribution Systems. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, [s. l.], v. 1, n. 3, p. 186–198, 2013. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6578108/>>

SOLAS, E. et al. Modular multilevel converter with different submodule concepts - Part II: Experimental validation and comparison for HVDC application. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, [s. l.], v. 60, n. 10, p. 4536–4545, 2013.

SONERUD, Björn et al. Dielectric heating in insulating materials subjected to voltage waveforms with high harmonic content. **IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation**, [s. l.], v. 16, n. 4, p. 926–933, 2009. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/5211835/>>

SONNTAG, C. L. W.; LOMONOVA, E. A.; DUARTE, J. L. Implementation of the Neumann formula for calculating the mutual inductance between planar PCB inductors. In: 2008 18TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL MACHINES 2008, **Anais...** : IEEE, 2008. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/4799978/>>

SOUZA, Denise Cascão Poli. **Falhas e defeitos ocorridos em transformadores de potência do sistema elétrico da Celg, nos últimos 28 anos: um estudo de caso**. 2008. Universidade Federal de Goiás, [s. l.], 2008.

SU, Charles Q. **Electromagnetic Transients in Transformer and Rotating Machine Windings**. [s.l.] : Information Science Reference, 2013.

THELIO FERNANDES DA SILVA, MÁRCIO. **PROJETO e DESENVOLVIMENTO DE UM PADRÃO PARA ALTA TENSÃO EM CORRENTE CONTÍNUA NA FAIXA DE 1 KV A 50 KV**. 2011. PONTIFÍCIA UNIVERSIDADE CATÓLICA DO RIO DE JANEIRO, Rio de Janeiro, Brazil, 2011. Disponível em: <http://www.maxwell.vrac.puc-rio.br/Busca_etds.php?strSecao=resultado&nrSeq=17889@1>

VAN DER MERWE, J. W.; MOUTON, H. du T. The solid-state transformer concept: A new era in power distribution. In: AFRICON 2009 2009, **Anais... : IEEE**, 2009. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/5308264/>>

VAN DER SLUIS, Lou. **Transients in Power Systems**. Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd, 2001. v. 252 Disponível em: <<http://doi.wiley.com/10.1002/0470846186>>

VAZQUEZ, S. et al. Energy Storage Systems for Transport and Grid Applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s. l.], v. 57, n. 12, p. 3881–3895, 2010. Disponível em: <[http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?tp=&arnumber=5582228&contentType=Journals+&+Magazines&matchBoolean=true&rowsPerPage=30&searchField=Search_All&queryText=\(%22Energy+Storage+Systems+for+Transport+and+Grid+Applications%22\)%5Cnpapers2://publi](http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?tp=&arnumber=5582228&contentType=Journals+&+Magazines&matchBoolean=true&rowsPerPage=30&searchField=Search_All&queryText=(%22Energy+Storage+Systems+for+Transport+and+Grid+Applications%22)%5Cnpapers2://publi)>

VENEGAS, Vicente et al. A computer model for surge distribution studies in transformer windings. In: IEEE EUROCON 2009 2009, **Anais... : IEEE**, 2009. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/5167671/>>

WANG, Li et al. A Medium-Voltage Medium-Frequency Isolated DC-DC Converter Based on 15-kV SiC MOSFETs. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, [s. l.], v. 5, n. 1, p. 100–109, 2017.

WEG. Motores Elétricos - Guia de Especificação. [s. l.], 2014. Disponível em: <www.weg.net>

WIRGAU, K. A. Inductance calculation of an air-core disk winding. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, [s. l.], v. 95, n. 1, p. 394–400, 1976. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/1601719/>>

ZDANOWSKI, M.; BARLIK, R. Analytical and experimental determination of the parasitic parameters in high-frequency inductor. **Bulletin of the Polish Academy of Sciences Technical Sciences**, [s. l.], v. 65, n. 1, 2017. Disponível em: <<http://content.sciendo.com/view/journals/bpasts/65/1/article-p107.xml>>

ZDANOWSKI, Mariusz et al. Design and Evaluation of Reduced Self-Capacitance Inductor in DC/DC Converters with Fast-Switching SiC Transistors. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [s. l.], v. 29, n. 5, p. 2492–2499, 2014. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6601631/>>

ZDANOWSKI, Mariusz; RABKOWSKI, Jacek; BARLIK, Roman. Highly-Efficient and Compact 6 kW/4 × 125 kHz Interleaved DC-DC Boost Converter with SiC Devices and Low-Capacitive Inductors. **Energies**, [s. l.], v. 10, n. 3, p. 363, 2017. Disponível em: <<http://www.mdpi.com/1996-1073/10/3/363>>

ZEINALI, Reza et al. Transformer high frequency modelling based on lumped parameter model by consideration of core losses. In: 2014 22ND IRANIAN CONFERENCE ON ELECTRICAL ENGINEERING (ICEE) 2014, **Anais... : IEEE**, 2014. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6999639/>>

ZHANG, B. Dongdong et al. A Method of Generating Timing for a Given Target Current Waveform in Electromagnetic Launch Technology. [s. l.], v. 45, n. 7, p. 1561–1566, 2017.

ZHANG, Changzheng; DU, Shaowu; CHEN, Qiaofu. A Novel Scheme Suitable for High-Voltage and Large-Capacity Photovoltaic Power Stations. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s. l.], v. 60, n. 9, p. 3775–3783, 2013. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6237524/>>

ZHU, Rongwu et al. Integration of Large Photovoltaic and Wind System by Means of Smart Transformer. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s. l.], v. 64, n. 11, p. 8928–8938, 2017.