

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

Luiz Fernando de Freitas Gutierrez

**MÉTODO PARA A DETERMINAÇÃO DE CAPACITÂNCIAS PARASITAS
EM SISTEMAS ELETROMAGNÉTICOS**

Santa Maria, RS
2017

Luiz Fernando de Freitas Gutierres

**MÉTODO PARA A DETERMINAÇÃO DE CAPACITÂNCIAS PARASITAS EM SISTEMAS
ELETROMAGNÉTICOS**

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

ORIENTADOR: Prof. Dr. Ghendy Cardoso Junior

Santa Maria, RS
2017

Ficha catalográfica elaborada através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Central da UFSM, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

Gutierrez, Luiz Fernando de Freitas
Método para a determinação de capacitâncias parasitas em sistemas eletromagnéticos / Luiz Fernando de Freitas Gutierrez.- 2017.
122 p.; 30 cm

Orientador: Ghendy Cardoso Junior
Tese (doutorado) - Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, RS, 2017

1. Capacitância Parasita 2. Célula Padrão 3. Método dos Elementos Finitos 4. Transitórios Eletromagnéticos 5. Altas Frequências I. Cardoso Junior, Ghendy II. Título.

©2017

Todos os direitos autorais reservados a Luiz Fernando de Freitas Gutierrez. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita mediante a citação da fonte.

End. Eletr.: luizgutierrez@protonmail.com

Luiz Fernando de Freitas Gutierrez

**MÉTODO PARA A DETERMINAÇÃO DE CAPACITÂNCIAS PARASITAS EM SISTEMAS
ELETROMAGNÉTICOS**

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

Aprovado em 19 de dezembro de 2017:



Ghendy Cardoso Junior, Dr. (UFSM)
(Presidente/Orientador)



Aécio de Lima Oliveira, Dr. (UFSM)



Gustavo Marchesan, Dr. (UNIPAMPA)



João Pedro Assumpção Bastos, Dr. (UFSC)



Tiago Bandeira Marchesan, Dr. (UFSM)

Santa Maria, RS
2017

AGRADECIMENTOS

Esta Tese de Doutorado não é unicamente um texto acadêmico, compreendendo contribuições científicas, aprofundamentos teóricos e análises experimentais. Esta Tese de Doutorado representa também um conjunto de vivências e sentimentos. Certas vezes sozinho e em incontáveis momentos acompanhado, esta Tese de Doutorado é resultante do apoio e da colaboração de várias pessoas que agradeço nas próximas linhas.

Assim, muito obrigado por me ajudarem a concretizar este sonho!

Agradeço à minha esposa — Thanise Azzolin dos Santos — e à minha família — Haroldo Urrutia Gutierrez, Marlei de Freitas Gutierrez e Aline de Freitas Gutierrez — pelo amor, carinho, companheirismo, encorajamento e apoio incondicional durante esses quatro anos de Doutorado. Obrigado por estarem comigo fisicamente e em oração, tanto nos momentos de alegria quanto nos de afastamento. Vocês estão materializados em cada página desta Tese de Doutorado.

Agradeço aos meus avós e à minha tia — Ramão Cunha Gutierrez (in memoriam), Idelmira Nogueira Meireles, Neracy Machado de Freitas e Cleuza Machado de Freitas — pelo amor e apoio constante. Muito obrigado por estarem sempre comigo. Estendo esse agradecimento para João Alberto Martins dos Santos, Maria Helena Azzolin dos Santos, Thaíse Azzolin dos Santos, Ricardo Coelho de Almeida, Helena dos Santos de Almeida e Guilherme Albrech Kruehl de Andrade.

Ao Prof. Dr. Ghendy Cardoso Junior agradeço por me aceitar como orientando e como membro do Centro de Excelência em Energia e Sistemas de Potência (CEESP) e do Laboratório de Análise e Proteção de Sistemas Elétricos (LAPES). O seu aceite, convivência e ensinamentos foram essenciais para a formalização da minha carreira acadêmica. Agradeço também ao Prof. Dr. Lenois Mariotto por todo o auxílio e colaboração durante o meu doutoramento. Além disso, agradeço ao Prof. Dr. Juan Antonio Martinez-Velasco por aceitar me supervisionar e por suas valiosas contribuições ao trabalho durante o meu Doutorado-Sanduíche na Universidade Politécnica da Catalunha (UPC — Barcelona, Catalunha, Espanha).

Encaminho meus agradecimentos para os membros da banca do exame de qualificação e da defesa de Tese por suas indicações e proposições para a complementação deste trabalho de Doutorado: Prof. Dr. Aécio de Lima Oliveira, Prof. Dr. Diego Berlezi Ramos, Prof. Dr. Gustavo Marchesan, Prof. Dr. João Pedro Assumpção Bastos, Prof. Dr. Luiz Antonio Righi e Prof. Dr. Tiago Bandeira Marchesan.

Agradeço aos meus colegas do CEESP e do LAPES, assim como aos meus colegas da UPC — Javier Arturo Corea Araujo, Luis Gerardo Guerra Sánchez e Ebrahim Adabi — pela amizade, apoio e ensinamentos.

Agradeço ao Colégio Técnico Industrial de Santa Maria (CTISM); ao Grupo de Pesquisa em Eletrônica de Potência (GREP) da UPC; ao Grupo de Pesquisa em Automática, Controle e Eletrônica Industrial (GAEI) da Universidade Rovira i Virgili (URV — Tarragona, Catalunha, Espanha) e ao Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC) da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM) por disponibilizarem o uso de seus laboratórios.

Agradeço a Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), ao Centro de Tecnologia (CT) e ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE) por serem partes fundamentais das minhas trajetórias acadêmica, pessoal e profissional. Em especial, gostaria de agradecer a todos os docentes e técnicos administrativos.

Por fim, agradeço a Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pelo apoio financeiro através do Programa de Demanda Social (DS), do Programa de Excelência Acadêmica (PROEX) e do Programa de Doutorado-Sanduíche no Exterior (PDSE).

E a todos que contribuíram direta ou indiretamente para este trabalho, registro aqui a minha gratidão.

Santa Maria, Rio Grande do Sul, Brasil

27 de dezembro de 2017

Luiz Fernando de Freitas Gutierrez

RESUMO

MÉTODO PARA A DETERMINAÇÃO DE CAPACITÂNCIAS PARASITAS EM SISTEMAS ELETROMAGNÉTICOS

AUTOR: Luiz Fernando de Freitas Gutierrez

ORIENTADOR: Ghendy Cardoso Junior

Esta Tese de Doutorado apresenta um estudo detalhado sobre as capacitâncias parasitas de sistemas eletromagnéticos, com ênfase em indutores e enrolamentos de transformadores. O objetivo geral da pesquisa é o desenvolvimento de um método para o cálculo preciso das capacitâncias parasitas em dispositivos bobinados, especificamente as autocapacitâncias e as capacitâncias parasitas entre espiras. A metodologia proposta baseia-se no uso de células padrões durante uma rotina de identificação e correspondência de espiras, camadas ou formações em nível macro ao longo de um enrolamento. A célula padrão é um arranjo mínimo e básico de um sistema de múltiplos condutores, capaz de descrever os valores típicos da energia eletrostática armazenada nesse sistema. Com isso, a célula padrão possibilita o cálculo das principais relações capacitivas existentes em um certo dispositivo, respeitando uma matriz de acoplamento capacitivo completa. Regras matemáticas para esses cálculos são definidas por meio de ajustes de curvas características realizados no Mathematica 11.1.1.0, cujos dados são obtidos através do Método dos Elementos Finitos (MEF), executado no simulador FEMM 4.2 (*Finite Element Method Magnetics 4.2*). A primeira etapa dos trabalhos envolveu uma investigação teórica e experimental, assim como uma análise comparativa entre técnicas disponibilizadas na literatura especializada e o MEF para a determinação de capacitâncias parasitas. A segunda etapa dos trabalhos abrangeu a verificação e a implementação de circuitos equivalentes de solenoides no SPICE e no EMTP-ATP (*ElectroMagnetic Transients Program – Alternative Transients Program*). Os resultados dessas duas etapas viabilizaram a validação do método proposto e das representações equivalentes de quatro protótipos de indutores. Comparações foram realizadas no domínio da frequência, do tempo (resposta transitória ao degrau) e da impedância série equivalente entre as simulações e as observações experimentais. O método proposto corrobora com outras pesquisas científicas sobre transitórios eletromagnéticos de frentes rápida e muito rápida. A proposta contribui também com discussões sobre o comportamento eletrostático de dispositivos bobinados através do conceito de uma matriz de acoplamento capacitivo. Por fim, as células padrões podem ser utilizadas em outras aplicações, desde que um padrão possa ser avaliado e replicado.

Palavras-chave: Capacitância Parasita. Capacitância de Fuga. Célula Padrão. Indutor. Transformador. Enrolamento. Modelagem. Altas Frequências. Resposta em Frequência. SPICE. EMTP-ATP. Método dos Elementos Finitos. Transitórios Eletromagnéticos.

ABSTRACT

METHOD FOR EVALUATING STRAY CAPACITANCES IN ELECTROMAGNETIC SYSTEMS

AUTHOR: Luiz Fernando de Freitas Gutierrez

ADVISOR: Ghendy Cardoso Junior

This Doctoral Thesis presents a detailed study about stray capacitances in electromagnetic systems, with a special focus on inductors and transformer windings. The main objective of research is the development of a method for evaluating stray capacitances in multiconductor systems, more exactly self-capacitances and parasitic capacitors between turns. The proposed technique is based on the use of standard cells to be applied in a matching routine of turn, layer or macrolevel arrangements along the length of a coil. A standard cell is defined as a minimal and basic turn, layer or macrolevel arrangement that represents the main patterns of electrostatic energy stored on a multiconductor system. Therefore, standard cells enable the adequate calculation of the capacitive relations established in a multiconductor system, substantiated by the concept of an equivalent capacitive coupling matrix. The standard cell embraces mathematical rules for determining stray capacitances. These expressions are derived by means of a curve fitting approach through a set of Finite Element Analysis (FEA) simulations under the FEMM 4.2 (Finite Element Method Magnetics 4.2) environment and complementary computations on Mathematica 11.1.1.0. As a first step of this research process, a contextualization regarding the representation and estimation of parasitic capacitances is provided, together with an overview of analytical techniques currently available in the scientific literature and FEA simulations. As a second step, four inductor prototypes and their SPICE and EMTP-ATP (ElectroMagnetic Transients Program – Alternative Transients Program) implementations are verified. The equivalent circuits of the prototypes and the proposed technique are validated by comparing frequency- and time-domain (step transient response) characteristics, as well as the equivalent series impedance obtained from simulations and laboratory measurements. The proposed technique corroborates with other researches about medium- and high-frequency modeling of multiconductor systems. This technique also contributes with discussions about the electrostatic behavior of inductors through the concept of a capacitive coupling matrix. Based on standard cells, the proposed technique is feasible to be adapted for distinct turn, layer or macro level arrangements, provided that a pattern may be evaluated and replicated.

Keywords: Parasitic Capacitance. Stray Capacitance. Standard Cell. Inductor. Transformer. Winding. Modeling. High-Frequency. Frequency Response. SPICE. EMTP-ATP. Finite Element Method. Finite Element Analysis. Electromagnetic Transients.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Visão geral das linhas de pesquisa adotadas neste trabalho científico. . .	28
Figura 2.1 – Protótipos de indutores utilizados nas verificações experimentais deste trabalho: (a) Protótipo A; (b) Protótipo B; (c) Protótipo C; (d) Protótipo D.	33
Figura 3.1 – Sistema de múltiplos condutores e as suas principais relações capacitivas.	35
Figura 3.2 – Seção transversal de um sistema composto por duas espiras e a sua conversão em uma representação como um capacitor de placas planas e paralelas.	39
Figura 3.3 – Solenoide de duas camadas de espiras. Esse sistema é utilizado para exemplificar o cálculo da capacitância equivalente entre camadas de espiras através do modelo de capacitor cilíndrico.	41
Figura 3.4 – Domínio de validade retangular e as principais variáveis utilizadas no método analítico de Koch (1968) para o cálculo da capacitância parasita entre espiras adjacentes.	42
Figura 3.5 – Domínio de validade na forma de uma célula ABCD e as principais variáveis utilizadas no método analítico de Massarini, Kazimierczuk e Grandi (1996), Massarini e Kazimierczuk (1996, 1997) para o cálculo da capacitância parasita entre espiras adjacentes.	44
Figura 3.6 – Seção transversal de um indutor com uma camada de espiras e de núcleo de ar. Assume-se que as espiras estão desconectadas e que possuem um comprimento médio igual a l	47
Figura 3.7 – Determinação da matriz de acoplamento capacitivo através do MEF, executado no modo eletrostático e planar do FEMM 4.2.	49
Figura 3.8 – Distribuição do potencial elétrico para uma energização de 1 V individualizada de um sistema composto por uma camada de três espiras.	50
Figura 3.9 – Distribuição do potencial elétrico para uma energização de 1 V em duplas de espiras de um sistema composto por uma camada de três espiras. . .	50
Figura 4.1 – Circuito elementar de uma modelagem por linhas de transmissão com parâmetros concentrados.	54
Figura 4.2 – Seções diferenciais de uma linha de transmissão para um sistema de múltiplos condutores.	56
Figura 4.3 – Determinação da matriz de acoplamento indutivo através do MEF, executado no modo magnetostático e axissimétrico do FEMM 4.2.	57
Figura 4.4 – Módulo da densidade de fluxo magnético para um estímulo individualizado de 1 A em uma espira de um sistema composto por uma camada de vinte e cinco espiras.	58
Figura 4.5 – Módulo da densidade de fluxo magnético para um estímulo de 1 A em duplas de espiras de um sistema composto por uma camada de vinte e cinco espiras.	59
Figura 4.6 – Refinamento das malhas gerado automaticamente pelo FEMM 4.2.	61
Figura 4.7 – Refinamento das malhas gerado no FEMM 4.2 com as modificações e configurações propostas.	61
Figura 4.8 – Resistência dependente da frequência por espira para o Protótipo A segundo o MEF e o método de Mihaila, Duchesne e Roger (2011).	62
Figura 4.9 – Valor médio da resistência equivalente da condutância entre espiras ad-	

jacentes para o Protótipo A.	64
Figura 4.10 – Representação simplificada por parâmetros concentrados de um indutor de núcleo de ar.	65
Figura 5.1 – Implementação no EMTP-ATP do circuito equivalente de indutores e de enrolamentos de transformadores.	69
Figura 5.2 – Circuito elementar utilizado pela rotina de repetição DO KNT.	71
Figura 6.1 – Equipamento utilizado para as medições em laboratório: (a) Agilent 4395A <i>network, spectrum, impedance analyzer</i> utilizado para as verificações no domínio da frequência; (b) QuadTech 1910 <i>inductance analyzer</i> associado com um QuadTech 1320 <i>bias current source</i> utilização para as verificações da impedância série equivalente.	78
Figura 6.2 – Esquemáticos dos testes experimentais: (a) Verificação no domínio da frequência; (b) Verificação através da resposta transitória ao degrau. ...	79
Figura 6.3 – Verificação no domínio da frequência através do Modelo 5: (a) Protótipo A; (b) Protótipo B.	81
Figura 6.4 – Verificação no domínio do tempo para o Protótipo A através do Modelo 5: (a) Forma de onda da tensão; (b) Forma de onda da corrente.	82
Figura 6.5 – Verificação no domínio do tempo para o Protótipo B através do Modelo 5: (a) Forma de onda da tensão; (b) Forma de onda da corrente.	82
Figura 6.6 – Validação da resistência série equivalente obtida no FEMM 4.2: (a) Protótipo A; (b) Protótipo B.	83
Figura 6.7 – Validação da indutância série equivalente obtida no FEMM 4.2: (a) Protótipo A; (b) Protótipo B.	83
Figura 7.1 – Procedimento para identificar as frequências de ressonância através do MEF, executado no FEMM 4.2.	86
Figura 8.1 – Representação 2D da matriz de acoplamento capacitivo do Protótipo A.	93
Figura 8.2 – Verificações da matriz de acoplamento capacitivo do Protótipo A no FEMM 4.2: (a) Capacitâncias parasitas entre espiras adjacentes; (b) Autocapacitâncias.	94
Figura 8.3 – Verificações da matriz de acoplamento capacitivo do Protótipo B no FEMM 4.2: (a) Capacitâncias parasitas entre espiras adjacentes; (b) Autocapacitâncias.	94
Figura 8.4 – Célula padrão para um indutor de uma camada de espiras e de núcleo de ar.	95
Figura 8.5 – Exemplificação de Fatores Multiplicativos (FM) determinados para a célula padrão de um indutor de uma camada de espiras e de núcleo de ar: (a) FM referente a D_{con}/T ; (b) FM referente a ε_{iso} para uma relação $D_{con}/T = 1$	96
Figura 8.6 – Aplicação do método proposto em um indutor hipotético de uma camada de espiras e de núcleo de ar.	99
Figura 8.7 – Células padrões para enrolamentos com mais de uma camada: (a) Célula padrão para um indutor com duas camadas de espiras e núcleo de ar; (b) Célula padrão para um indutor com três ou mais camadas de espiras e núcleo de ar.	100
Figura 8.8 – Definição de um modelo adequado para a célula padrão de um indutor de uma camada de espiras e de núcleo ar. Os valores indicados correspondem aos capacitores parasitas entre espiras adjacentes identificados no FEMM 4.2 para o modelo de referência da célula padrão.	101

Figura 8.9 – Validação do método proposto por meio da resposta no domínio da frequência para os protótipos de indutores: (a) Protótipo A; (b) Protótipo B; (c) Protótipo C; (d) Protótipo D.102

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Características construtivas dos indutores de teste.....	34
Tabela 4.1 – Classificação de sobretensões por faixas de frequência.....	53
Tabela 4.2 – Autoindutâncias e indutâncias mútuas do Protótipo A.	59
Tabela 6.1 – Comparações entre as medições e os modelos 1, 2 e 3 implementados no EMTP-ATP para o Protótipo A.	79
Tabela 6.2 – Comparações entre as medições e os modelos 4, 5 e 6 implementados no EMTP-ATP para o Protótipo A.	80
Tabela 6.3 – Comparações entre as medições e os modelos 1, 2 e 3 implementados no EMTP-ATP para o Protótipo B.	80
Tabela 6.4 – Comparações entre as medições e os modelos 4, 5 e 6 implementados no EMTP-ATP para o Protótipo B.	80
Tabela 7.1 – Resumo do estudo comparativo I para os Protótipos A e B, em que RC é a referência comparativa; Δ é o método analítico de Massarini, Kazimierczuk e Grandi (1996), Massarini e Kazimierczuk (1996, 1997); Adaptação A são as alterações de Kazimierczuk (2014) em Δ ; e Adaptação B são as modificações de Aghaei e Kaboli (2017) em Δ	87
Tabela 7.2 – Resumo do estudo comparativo II em uma primeira abordagem para os Protótipos A e B, em que RC é a referência comparativa; Δ é o método analítico de Massarini, Kazimierczuk e Grandi (1996), Massarini e Kazimierczuk (1996, 1997); Adaptação A são as alterações de Kazimierczuk (2014) em Δ ; e Adaptação B são as modificações de Aghaei e Kaboli (2017) em Δ	88
Tabela 7.3 – Resumo do estudo comparativo II em uma segunda abordagem para os Protótipos A e B, em que RC é a referência comparativa; Δ é o método analítico de Massarini, Kazimierczuk e Grandi (1996), Massarini e Kazimierczuk (1996, 1997); Adaptação A são as alterações de Kazimierczuk (2014) em Δ ; e Adaptação B são as modificações de Aghaei e Kaboli (2017) em Δ	88
Tabela 7.4 – Resumo do estudo comparativo II em uma terceira abordagem para os Protótipos A e B, em que RC é a referência comparativa; Δ é o método analítico de Massarini, Kazimierczuk e Grandi (1996), Massarini e Kazimierczuk (1996, 1997); Adaptação A são as alterações de Kazimierczuk (2014) em Δ ; e Adaptação B são as modificações de Aghaei e Kaboli (2017) em Δ	89
Tabela 7.5 – Resumo do estudo comparativo II em uma quarta abordagem para os Protótipos A e B, em que RC é a referência comparativa; Δ é o método analítico de Massarini, Kazimierczuk e Grandi (1996), Massarini e Kazimierczuk (1996, 1997); Adaptação A são as alterações de Kazimierczuk (2014) em Δ ; e Adaptação B são as modificações de Aghaei e Kaboli (2017) em Δ	89
Tabela 8.1 – Constantes estimadas e valores típicos do modelo de referência da célula padrão para indutores de uma camada de espiras e de núcleo de ar.	98
Tabela 8.2 – Comparação da proposta com outros métodos analíticos e o MEF para os Protótipos A e B, em que RC é a referência comparativa; Δ é o método analítico de Massarini, Kazimierczuk e Grandi (1996), Massarini e Kazi-	

mierzuk (1996, 1997); Adaptação A são as alterações de Kazimierzuk (2014) em Δ ; e Adaptação B são as modificações de Aghaei e Kaboli (2017) em Δ104

Tabela 8.3 – Comparação da proposta com outros métodos analíticos e o MEF para os Protótipos C e D, em que RC é a referência comparativa; Δ é o método analítico de Massarini, Kazimierzuk e Grandi (1996), Massarini e Kazimierzuk (1996, 1997); Adaptação A são as alterações de Kazimierzuk (2014) em Δ ; e Adaptação B são as modificações de Aghaei e Kaboli (2017) em Δ104

LISTA DE QUADROS

Quadro 5.1 – Pseudocódigo exemplificando os procedimentos da implementação no SPICE dos circuitos equivalentes de indutores.	68
Quadro 5.2 – Pseudocódigo demonstrando a configuração inicial da implementação no EMTP-ATP.	69
Quadro 5.3 – Pseudocódigo demonstrando a configuração dos parâmetros para simulações no domínio da frequência.	70
Quadro 5.4 – Pseudocódigo demonstrando a configuração da rotina de repetição DO KNT.	71
Quadro 5.5 – Pseudocódigo demonstrando a configuração dos parâmetros para simulações no domínio do tempo (primeira etapa).	72
Quadro 5.6 – Pseudocódigo demonstrando a configuração dos parâmetros para simulações no domínio do tempo (segunda etapa).	73
Quadro 5.7 – Pseudocódigo exemplificando a configuração de uma matriz de acoplamento indutivo.	74
Quadro A.1 – Pseudocódigo exemplificando os procedimentos para determinar as autocapacitâncias de um indutor ou de uma célula padrão.	117
Quadro A.2 – Pseudocódigo exemplificando os procedimentos para determinar as capacitâncias parasitas entre espiras adjacentes de um indutor ou de uma célula padrão.	118
Quadro A.3 – Pseudocódigo exemplificando os procedimentos para determinar as autoindutâncias de um indutor ou de uma célula padrão.	120
Quadro A.4 – Pseudocódigo exemplificando os procedimentos para determinar as indutâncias mútuas entre espiras adjacentes de um indutor ou de uma célula padrão.	121

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

2D	Duas Dimensões
ATP	<i>Alternative Transients Program</i>
CAPES	Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior
CEEE/GT	Companhia Estadual de Geração e Transmissão de Energia Elétrica
CEESP	Centro de Excelência em Energia e Sistemas de Potência
DEE	<i>Department d'Enginyeria Elèctrica</i>
EMTP	<i>ElectroMagnetic Transients Program</i>
ETSEIB	<i>Escola Tècnica Superior d'Enginyeria Industrial de Barcelona</i>
FATEC	Fundação de Apoio à Tecnologia e Ciência
FEA	<i>Finite Element Analysis</i>
FEMM 4.2	<i>Finite Element Method Magnetics 4.2</i>
FM	Fatores Multiplicativos
GAP	Gabinete de Projetos
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
LAPES	Laboratório de Análise e Proteção de Sistemas Elétricos
MEF	Método dos Elementos Finitos
P&D	Pesquisa e Desenvolvimento
PDSE	Programa de Doutorado-Sanduíche no Exterior
PVC	Policloreto de Vinila
RC	Referência Comparativa
RLCG	Resistência, Indutância, Capacitância e Condutância
TACS	<i>Transient Analysis Control Systems Library</i>
TLM	<i>Transmission Line Modeling</i>
UFSM	Universidade Federal de Santa Maria
UPC	<i>Universitat Politècnica de Catalunya</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

V_i	Potencial elétrico da espira i
v	Valor instantâneo da tensão
A_m	Amplitude da tensão
I_i	Corrente elétrica da espira i
f	Frequência operacional
f_r	Frequência de ressonância
f_n	Frequência natural
f_{max}	Frequência máxima que pode ser representada apropriadamente por um elemento ou conjunto de elementos
ω	Frequência angular
Q_i	Carga elétrica da espira i
$C_{s,i}$	Capacitância série equivalente ao longo do elemento i
$C_{i,j}$	Capacitância entre as espiras i e j
$C_{i,j(s)}$	Capacitância entre as espiras i e j para o modelo simplificado
$C_{i,j}^*$	Capacitância entre as espiras i e j resultante da contribuição de um material isolante específico
$C_{i,0}$	Capacitância entre a espira i e a terra
$C_{i,0(s)}$	Capacitância entre a espira i e a terra para o modelo simplificado
C_{ee}	Valor médio das capacitâncias entre espiras adjacentes
dC_{ee}	Capacitância parasita elementar e equivalente entre espiras adjacentes para a célula ABCD
C_{et}	Valor médio das capacitâncias entre espiras e a terra
C_{en}	Valor médio das capacitâncias entre espiras e o núcleo ferromagnético
C_{p-iso}	Capacitância parcial do material isolante para a representação de placas planas e paralelas
C_{p-ar}	Capacitância parcial do ar para a representação de placas planas e paralelas
C_p	Capacitância equivalente do modelo de placas planas e paralelas
C_{p-mac}	Capacitância equivalente do modelo macro de placas planas e paralelas

C_{cil}	Capacitância equivalente do modelo cilíndrico
C_{el}	Capacitância equivalente de um elemento por unidade de comprimento
SC_i	Autocapacitância da espira i
SC_e	Valor médio das autocapacitâncias das espiras
$C_{i,i}$	Coeficiente de capacitância da espira i
$C_{i,j}$	Coeficiente de indução para as espiras i e j
C	Matriz de acoplamento capacitivo
C^S	Matriz de acoplamento capacitivo simplificada
$G_{s,i}$	Condutância série equivalente ao longo do elemento i
$G_{i,j}$	Condutância entre as espiras i e j
G_{ee}	Valor médio das condutâncias entre espiras adjacentes
G_{et}	Valor médio das condutâncias entre espiras e a terra
$R_{G_{i,j}}$	Resistência equivalente da condutância entre as espiras i e j
$R_{G_{i,0}}$	Resistência equivalente da condutância entre a espiras i e a terra
$R_{G_{ee}}$	Resistência equivalente média da condutância entre as espiras adjacentes
$R_{G_{et}}$	Resistência equivalente média da condutância entre as espiras e a terra
L_i	Autoindutância da espira i
L_e	Valor médio das autoindutâncias das espiras
L_{el}	Indutância equivalente de um elemento por unidade de comprimento
$M_{i,j}$	Indutância mútua entre as espiras i e j
R_i	Perdas resistivas da espira i
R_e	Valor médio das perdas resistivas das espiras
$R(f)$	Resistência dependente da frequência
$R_{i,j}$	Perda resistiva do elemento i causada pelo efeito de proximidade provocado pelo elemento j
ε_0	Constante de permissividade do vácuo
ε_{iso}	Permissividade relativa da camada isolante da espira
ε_{ar}	Permissividade relativa do ar
ε_{entre}	Permissividade relativa do campo de isolamento entre as espiras

ε_{p-mac}	Permissividade relativa equivalente do modelo macro de placas planas e paralelas
μ_0	Permeabilidade do vácuo
μ_{con}	Permeabilidade relativa do material condutivo da espira
σ_{con}	Condutividade elétrica
ρ_{con}	Resistividade elétrica
$\tan\delta$	Fator de perdas dielétricas
SE_e	Energia eletrostática
SE_m	Energia magnetostática
Φ	Fluxo magnético
ν	Velocidade de propagação da onda eletromagnética
δ	Profundidade de penetração do efeito pelicular
A	Potencial vetor magnético
n	Direção normal ao contorno da condição de borda
c_0, c_1	Constantes a serem definidas para a condição de contorno mista assintótica
D_{tot}	Diâmetro total da espira
D_{con}	Diâmetro da espira desconsiderando a isolamento
D_{i-ind}	Diâmetro interno do indutor
r_{tot}	Raio total da espira
r_{con}	Raio da espira desconsiderando a isolamento
r_{i-ind}	Raio interno do indutor
R_{mista}	Raio do semicírculo que forma a condição de borda em problemas magnetostáticos
A_{tot}	Área total da seção transversal entre a metade de duas espiras para o modelo de placas planas e paralelas
A_{con}	Área da seção transversal referente ao material condutivo de uma espira para o modelo de placas planas e paralelas
A_{iso}	Área da seção transversal referente ao material isolante de uma espira para o modelo de placas planas e paralelas
A_{ar}	Área referente ao ar da seção transversal entre a metade de duas espiras para o modelo de placas planas e paralelas

A_p	Área das placas para o modelo de capacitor de placas planas e paralelas
A_{p-mac}	Área das placas para o modelo macro de capacitor de placas planas e paralelas
E_{iso}	Comprimento estimado para o material isolante entre as placas
$E_{iso-mac}$	Comprimento estimado para o material isolante entre as placas do modelo macro
E_{ar}	Comprimento estimado referente ao ar entre as placas
E_{ar-mac}	Comprimento estimado referente ao ar entre as placas do modelo macro
E_{p-mac}	Comprimento equivalente para o modelo macro de placas planas e paralelas
E_{cil}	Comprimento equivalente das camadas de espiras para o modelo cilíndrico
H_p	Altura das placas planas e paralelas
H_{p-mac}	Altura das placas planas e paralelas do modelo macro
T	Espessura da camada de isolamento de uma espira
z	Número total de espiras de um enrolamento
l	Comprimento médio das espiras de um enrolamento
x	Comprimento total do circuito elétrico equivalente
dx	Comprimento parcial de um elemento do circuito elétrico equivalente
B_{ee}	Distância entre os pontos centrais de duas espiras
B_{et}	Distância entre as espiras e a blindagem/terra
d_{ee}	Distância entre duas espiras
m	Número de elementos do circuito elétrico equivalente
ra, rb, rc	Parâmetros a serem estimados para o cálculo da resistência dependente da frequência
k_1, \dots, k_{47}	Parâmetros a serem estimados para a célula padrão
y_1, \dots, y_6	Equações auxiliares
u	Número de computações no FEMM 4.2
θ	Coordenada angular utilizada no método analítico de Massarini, Kazimierczuk e Grandi (1996), Massarini e Kazimierczuk (1996, 1997)
θ^*	Ângulo utilizado na versão simplificada do método analítico de Massarini, Kazimierczuk e Grandi (1996), Massarini e Kazimierczuk (1996, 1997)
$x(\theta)$	Distância entre as superfícies das espiras em uma célula ABCD

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	25
1.1	CONSIDERAÇÕES INICIAIS	25
1.2	OBJETIVOS	27
1.3	METODOLOGIA DA PESQUISA	27
1.4	ORGANIZAÇÃO DA TESE DE DOUTORADO	29
1.5	PUBLICAÇÕES E TRABALHOS CIENTÍFICOS	30
2	PROTÓTIPOS DE INDUTORES	33
3	CÁLCULO E REPRESENTAÇÃO DE CAPACITÂNCIAS PARASITAS EM SISTEMAS ELETROMAGNÉTICOS	35
3.1	MATRIZ DE ACOPLAMENTO CAPACITIVO	35
3.2	MÉTODOS ANALÍTICOS E O MÉTODO DOS ELEMENTOS FINITOS PARA O CÁLCULO DE CAPACITÂNCIAS PARASITAS	38
3.2.1	Modelo de capacitor de placas planas e paralelas	38
3.2.2	Modelo de capacitor cilíndrico	41
3.2.3	Método analítico de Koch (1968)	42
3.2.4	Método analítico de Massarini, Kazimierczuk e Grandi (1996), Massarini e Kazimierczuk (1996, 1997)	43
3.2.5	Método analítico de Grandi et al. (1999) para o cálculo de capacitâncias parasitas em indutores de uma camada de espiras e de núcleo de ar	46
3.2.6	Método dos Elementos Finitos (MEF)	48
3.3	APONTAMENTOS FINAIS	50
4	CIRCUITOS EQUIVALENTES DE INDUTORES E ENROLAMENTOS DE TRANSFORMADORES	53
4.1	MODELAGEM POR LINHAS DE TRANSMISSÃO	53
4.2	DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS RLCG DO CIRCUITO ELEMENTAR	56
4.2.1	Autoindutâncias e indutâncias mútuas	56
4.2.2	Perdas resistivas	60
4.2.3	Capacitâncias parasitas	62
4.2.4	Perdas dielétricas	63
4.3	O MODELO ADOTADO	64
4.4	APONTAMENTOS FINAIS	66
5	IMPLEMENTAÇÃO DOS CIRCUITOS EQUIVALENTES EM SIMULADORES DO TIPO SPICE E EMTP-ATP	67
5.1	IMPLEMENTAÇÃO EM SIMULADORES DO TIPO SPICE	67
5.2	IMPLEMENTAÇÃO EM SIMULADORES DO TIPO EMTP-ATP	68
5.2.1	Simulação no domínio da frequência	70
5.2.2	Simulação no domínio do tempo	72
5.2.3	Observações complementares	74
5.3	APONTAMENTOS FINAIS	75
6	METODOLOGIA DE VALIDAÇÃO	77
6.1	MEDIÇÕES EM LABORATÓRIO	78
6.2	VERIFICAÇÕES NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA	79
6.3	VERIFICAÇÕES ATRAVÉS DA RESPOSTA TRANSITÓRIA	81
6.4	VERIFICAÇÕES ATRAVÉS DA IMPEDÂNCIA SÉRIE EQUIVALENTE	81
6.5	CONSTATAÇÕES EXPERIMENTAIS	83

7	ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE MÉTODOS ANALÍTICOS E O MÉTODO DOS ELEMENTOS FINITOS	85
7.1	IDENTIFICAÇÃO DAS FREQUÊNCIAS DE RESSONÂNCIA NO FEMM 4.2	85
7.2	ESTUDO COMPARATIVO I	86
7.3	ESTUDO COMPARATIVO II	86
7.4	DISCUSSÕES	89
8	PROPOSTA DE MÉTODO PARA A DETERMINAÇÃO DE CAPACITÂNCIAS PARASITAS EM SISTEMAS ELETROMAGNÉTICOS	91
8.1	FUNDAMENTOS DA PROPOSTA	92
8.1.1	Definição da célula padrão	92
8.1.2	Determinação das regras matemáticas da célula padrão	96
8.1.3	Rotina de identificação e correspondência	98
8.1.4	Estendendo a proposta para aplicações com diferentes geometrias ...	99
8.2	VALIDAÇÃO ATRAVÉS DA RESPOSTA NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA ..	102
8.3	COMPARAÇÃO COM OUTROS MÉTODOS ANALÍTICOS	103
9	CONCLUSÃO	105
9.1	TRABALHOS FUTUROS	107
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	109
	APÊNDICE A – DETERMINAÇÃO DE PARÂMETROS NO FEMM 4.2 PARA OS CIRCUITOS EQUIVALENTES E PARA AS CÉLULAS PADRÕES	117
A.1	PROBLEMA ELETROSTÁTICO	117
A.2	PROBLEMA MAGNETOSTÁTICO	119

1 INTRODUÇÃO

1.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Uma previsão adequada do desempenho operacional em um amplo espectro de frequências é fundamental para o projeto, simulação, análise, otimização e proteção de dispositivos eletromagnéticos, como indutores e transformadores. Uma série de publicações científicas dedica-se ao estudo e à modelagem de indutores e transformadores submetidos a transitórios eletromagnéticos de baixas e médias frequências, assim como funcionando em regime permanente — destacam-se as contribuições de Degeneff (1977), Avila-Rosales e Alvaro (1982), Goldberg, Kassakian e Schlecht (1989b), de Leon e Semlyen (1992, 1994), Cogitore, Keradec e Barbaroux (1994), Chimklai e Marti (1995), Alfuhaid (2001), Camarena (2004), Martinez-Velasco e Mork (2005), Rashtchi, Rahimpour e Rezapour (2006), Mork et al. (2007a, 2007b), Mombello e Zini (2007), Choque, Rodas e Padilha-Feltrin (2009), Sanchez, Zamorano e Martinez (2009), Tacca (2009), Kluyskens e Dehez (2010). Entretanto, o comportamento desses equipamentos em altas frequências é significativamente diferente do demonstrado em baixas frequências (KAZIMIERCZUK, 2014). Dessa forma, modelos embasados em considerações teóricas e experimentais distintas são necessários.

A literatura especializada aponta diversas advertências sobre os riscos decorrentes de solicitações em altas frequências que podem comprometer e, inclusive, avariar desde equipamentos de eletrônica de potência até transformadores e reatores — CIGRÉ Joint Working Group JWGA2/C4-3 (2011), CIGRÉ Working Group GTA2.02 (2013), CIGRÉ Joint Working Group JWGA2/C4.39 (2014a, 2014b). Como agravante disso, os modelos de indutores e transformadores disponibilizados em pacotes de simulação do tipo SPICE e EMTP-ATP (*ElectroMagnetic Transients Program – Alternative Transients Program*) — referenciado para os trabalhos de Katholieke Universiteit Leuven EMTP Center (1987), Dommel et al. (1992), Martinez-Velasco (1992), Martinez-Velasco, Capolino e Henao (1992), Martinez-Velasco (1993), Tamashiro et al. (2016) — não contemplam adequadamente eventos transitórios de médias e altas frequências (URLING et al., 1989; JURISIC et al., 2016). Além disso, a consideração teórica de fenômenos como o pelicular, o de proximidade e a histerese magnética pode tornar os modelos excessivamente complexos. De maneira similar, é difícil prever o comportamento das características dielétricas dos materiais quando da ocorrência de perturbações em médias e altas frequências, como indicam Bjerkan (2005), Bjerkan e Høidalen (2007).

O comportamento de dispositivos eletromagnéticos em médias e altas frequências é foco de diversas pesquisas científicas. A abordagem de parcela das publicações direciona-

se para o estudo das perdas resistivas com dependência da frequência — por exemplo, destacam-se os trabalhos de Dowell (1966), Goldberg, Kassakian e Schlecht (1989a), Cirino et al. (2009), Mihaila, Duchesne e Roger (2011). Um relevante grupo de pesquisadores dedica-se à determinação dos parâmetros indutivos e às perdas associadas ao núcleo ferromagnético — é possível elencar as contribuições de Wilcox, Conlon e Hurley (1988), Wilcox, Hurley e Conlon (1989), Fujita, Hosokawa e Shibuya (1998), Pleite et al. (1999), Dalessandro, Odendaal e Kolar (2006), Martinez-Velasco (2009), Abdallah e Alaküla (2014), Taki, Bensetti e Sadarnac (2015). Contudo, uma pesquisa ampla e detalhada sobre capacitâncias parasitas está ainda em falta na literatura especializada. Apesar de existirem bons exemplos de publicações com esse encaminhamento, muitas apresentam demasiadas limitações e simplificações, bem como demonstram respostas com erros elevados ou requerem ainda dados experimentais para serem aplicadas.

Os trabalhos de Dalessandro, Cavalcante e Kolar (2007), Biela e Kolar (2008), Kazimierczuk (2014) revisam e discutem sobre metodologias de cálculo das capacitâncias parasitas entre espiras, camadas ou enrolamentos. Já de forma mais específica, os estudos de Koch (1968), Massarini, Kazimierczuk e Grandi (1996), Massarini e Kazimierczuk (1996, 1997), Grandi et al. (1999) propõem métodos analíticos para o cálculo dos capacitores estabelecidos em solenoides e enrolamentos. Entretanto, essas propostas baseiam-se em domínios de validade onde as linhas de força do campo elétrico encontram-se limitadas e compartilhadas de forma equitativa entre as espiras; em suposições simplificadoras da distribuição do campo elétrico ao longo do enrolamento; e representam parcialmente o acoplamento capacitivo existente entre as espiras e demais elementos condutivos. De modo complementar para o estudo desse tema, as seguintes referências são também indicadas: Duerdoth (1946), Medhurst (1947), Reitan, Kinseth e Higgins (1951), Reitan (1959), Fuller e Chang (1970), Ruehli e Brennan (1973), Maruvada e Hylten-Cavallius (1975), Baccigalupi, Daponte e Grimaldi (1994), Grandi et al. (1996), Grandi, Casadei e Reggiani (1997), Duerbaum e Sauerlaender (2001), Lu, Zhu e Hui (2003), Grandi et al. (2004), Hole e Appel (2005), Besri, Chazal e Keradec (2009), Thummala et al. (2016), Aghaei e Kaboli (2017). A maior parte dos trabalhos investigados dedica-se a aplicações específicas e adota representações dos capacitores por parâmetros concentrados entre os terminais do indutor.

Este trabalho científico investiga estratégias de cálculo, avaliação e verificação de capacitâncias parasitas em sistemas eletromagnéticos, com ênfase em indutores e enrolamentos de transformadores. A Tese de Doutorado colabora com a proposta de um método para a determinação das autocapacitâncias e dos capacitores parasitas entre espiras adjacentes, respeitando o conceito de uma matriz de acoplamento capacitivo completa. Ademais, a proposta supera as desvantagens elencadas acima na contextualização. Os estudos abrangem também implementações de circuitos equivalentes em simuladores do tipo SPICE e EMTP-ATP. Por fim, a proposta e as representações equivalentes desenvolvidas são verificadas experimentalmente no domínio do tempo, da frequência e por comparações

da impedância série equivalente observada em simulações e em laboratório.

1.2 OBJETIVOS

A presente Tese de Doutorado possui o objetivo geral de desenvolver um método que permita o cálculo preciso de capacitâncias parasitas em dispositivos bobinados, com foco em indutores e enrolamentos de transformadores.

Os objetivos específicos desta Tese de Doutorado são elencados a seguir:

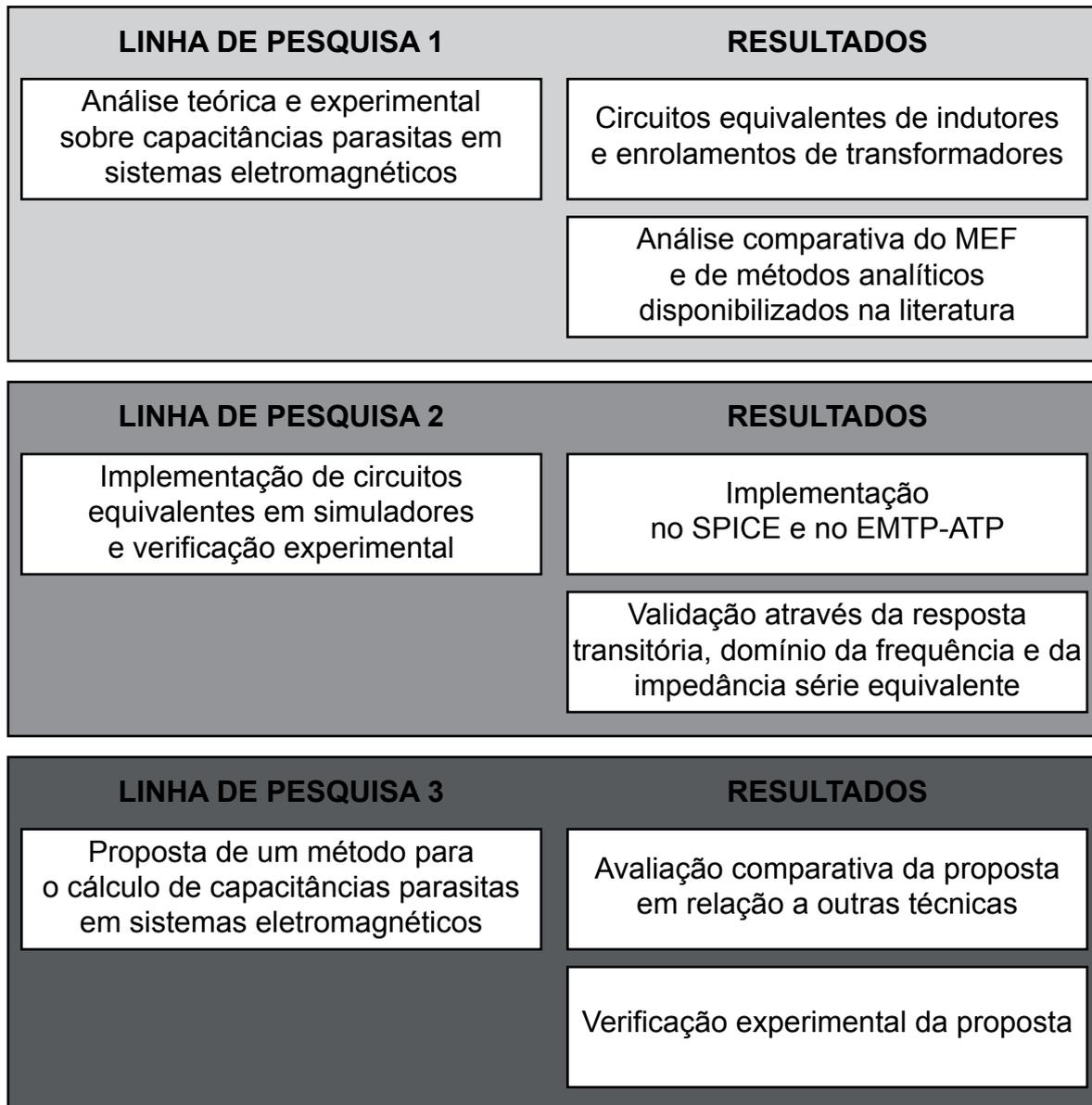
- Estudar as principais soluções vigentes na literatura especializada para o cálculo e a representação de capacitores parasitas em sistemas eletromagnéticos.
- Investigar os circuitos equivalentes de indutores e enrolamentos de transformadores para a análise de transitórios eletromagnéticos de frentes rápida e muito rápida.
- Comparar e avaliar os métodos analíticos pesquisados por meio de estudos de caso.
- Implementar os circuitos equivalentes de indutores e enrolamentos de transformadores em simuladores do tipo SPICE e EMTP-ATP.
- Validar as representações equivalentes através de ensaios de laboratório.
- Propor, implementar e verificar experimentalmente um novo método para a determinação adequada das capacitâncias parasitas, respeitando o conceito de uma matriz de acoplamento capacitivo completa do enrolamento.

1.3 METODOLOGIA DA PESQUISA

Segue uma visão geral das linhas de pesquisa adotadas neste trabalho de doutoramento (veja a Figura 1.1):

1. Linha de pesquisa 1: engloba o estudo teórico e experimental sobre capacitâncias parasitas em sistemas eletromagnéticos. Almeja-se ampliar as discussões existentes na literatura especializada através de análises comparativas entre o Método dos Elementos Finitos (MEF) e metodologias analíticas disponibilizadas para o cálculo das capacitâncias parasitas, em especial: autocapacitâncias, capacitâncias entre espiras e capacitâncias entre espiras e o plano de potencial comum. As análises comparativas envolvem também observações experimentais, sobretudo no domínio

Figura 1.1 – Visão geral das linhas de pesquisa adotadas neste trabalho científico.



Fonte: L. F. de Freitas Gutierrez (2017).

da frequência. Por meio disso, pretende-se constatar a técnica analítica mais adequada, possíveis limitações e os erros resultantes das estimativas. Além disso, a linha de pesquisa 1 estuda: os circuitos equivalentes de indutores e enrolamentos de transformadores para a análise de transitórios de frentes rápida e muito rápida; e a determinação da matriz de acoplamento indutivo, das perdas resistivas e das perdas dielétricas. Esses estudos complementares são essenciais para as verificações entre simulações e constatações experimentais, assim como para a validação do método proposto.

2. Linha de pesquisa 2: os resultados da linha de pesquisa 1, viabilizam a implementação dos circuitos equivalentes em simuladores do tipo SPICE e EMTP-ATP — considerando os parâmetros RLCG (resistência, indutância, capacitância e condutância) identificados pelo MEF e pelas metodologias analíticas investigadas. Por meio disso, procedimentos de implementação são propostos e discutidos. Quatro protótipos de indutores são também verificados através de análises comparativas entre simulações e observações experimentais da resposta transitória ao degrau, da resposta no domínio da frequência e da impedância série equivalente.
3. Linha de pesquisa 3: a partir das contribuições e abordagens das linhas de pesquisa 1 e 2, um método para o cálculo preciso das capacitâncias parasitas em sistemas eletromagnéticos é proposto (culminando na linha de pesquisa 3). A proposta baseia-se no uso de células padrões durante uma rotina de identificação e correspondência de espiras, camadas ou formações em nível macro ao longo de um enrolamento. Uma célula padrão é definida como um arranjo mínimo e básico de um sistema de múltiplos condutores, capaz de descrever os valores típicos da energia eletrostática armazenada nesse sistema. Dessa forma, a célula padrão possibilita o cálculo das principais relações capacitivas existentes em um certo dispositivo, respeitando uma matriz de acoplamento capacitivo completa. Regras matemáticas para esses cálculos são definidas por meio de ajustes de curvas características realizados no Mathematica 11.1.1.0 (WOLFRAM RESEARCH, 2017), cujos dados são obtidos através do MEF, executado no simulador FEMM 4.2 — *Finite Element Method Magnetics 4.2* (MEEKER, 2016).

1.4 ORGANIZAÇÃO DA TESE DE DOUTORADO

Esta Tese de Doutorado é composta por nove capítulos e está organizada da seguinte maneira:

- O Capítulo 2 apresenta as características construtivas dos protótipos verificados experimentalmente neste trabalho.
- O Capítulo 3 abrange uma visão geral e uma revisão sobre o cálculo e a representação de capacitâncias parasitas em sistemas eletromagnéticos. Neste capítulo são discutidos o MEF e metodologias analíticas disponibilizadas na literatura especializada para a determinação de capacitâncias parasitas.
- O Capítulo 4 trata da representação de indutores e enrolamentos de transformadores para a análise de transitórios eletromagnéticos de frentes rápida e muito rápida. A determinação dos parâmetros RLCG é também investigada.

- O Capítulo 5 detalha os procedimentos para implementar os circuitos equivalentes de indutores e enrolamentos de transformadores em simuladores do tipo SPICE e EMTP-ATP.
- O Capítulo 6 discute a validação das implementações por meio da comparação com mensurações no domínio do tempo e da frequência, assim como da impedância série equivalente.
- O Capítulo 7 analisa o MEF e os métodos analíticos estudados no Capítulo 3 por meio de um estudo de caso comparativo.
- O Capítulo 8 apresenta a proposta de método para o cálculo de capacitâncias parasitas em sistemas eletromagnéticos.
- A conclusão e apontamentos finais encontram-se no Capítulo 9.

1.5 PUBLICAÇÕES E TRABALHOS CIENTÍFICOS

Elencadas por linhas de pesquisa (em referência à Figura 1.1), as seguintes publicações científicas são resultado dos estudos de doutoramento até o presente momento:

1. Linhas de pesquisa 3: DE FREITAS GUTIERRES, L. F.; CARDOSO JR., G. Analytical technique for evaluating stray capacitances in multiconductor systems: single-layer air-core inductors. **IEEE Transactions on Power Electronics (Qualis CAPES – A1, Fator de Impacto – 7,151)**, v. PP, p. 1-1, 2017.
2. Linha de pesquisa 2: DE FREITAS GUTIERRES, L. F.; COREA-ARAUJO, J. A.; MARTINEZ-VELASCO, J. A.; CARDOSO JR., G. Modelling of single-layer air-core inductors for very-high frequency transients. **2017 European EMTP-ATP Conference and Meeting (EEUG 2017)**. Kiel, Schleswig-Holstein, Alemanha, set. 2017.
3. Linha de pesquisa 1: DE FREITAS GUTIERRES, L. F.; CARDOSO JR., G.; MARIOTTO, L. Análise comparativa de métodos analíticos e dos elementos finitos para o cálculo de capacitâncias parasitas em dispositivos eletromagnéticos. **MOMAG 2017 – Décimo Segundo Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (XII CBMag), Décimo Sétimo Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica (XVII SBMO) e Latin American Workshop on Optical Fiber Sensors (LAWOFS 2016)**. Porto Alegre, Rio Grande do Sul, Brasil, set. 2016.

Um doutorado-sanduiche foi realizado na *Universitat Politècnica de Catalunya* (UPC) em Barcelona (Catalunha, Espanha) de março a julho de 2017. As atividades de pesquisa foram desenvolvidas especificamente no *Department d'Enginyeria Elèctrica* (DEE) da *Escola Tècnica Superior d'Enginyeria Industrial de Barcelona* (ETSEIB). Os trabalhos, com foco na linha de pesquisa 2, foram supervisionados pelo Prof. Dr. Juan Antonio Martinez-Velasco. O estágio de doutoramento na Espanha teve o apoio do Programa de Doutorado-Sanduiche no Exterior (PDSE) da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES).

Os trabalhos de doutoramento estiveram alinhados também com um projeto de pesquisa e desenvolvimento tecnológico (P&D) da Companhia Estadual de Geração e Transmissão de Energia Elétrica (CEEE/GT) em parceria com o Centro de Excelência em Energia e Sistemas de Potência (CEESP) e com o Laboratório de Análise e Proteção de Sistemas Elétricos (LAPES) da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM) — Projeto CEEE/GT 9947883, Fundação de Apoio à Tecnologia e Ciência (FATEC) 3.07.0060 e Registro no Gabinete de Projetos (GAP) da UFSM 032289. O tema central das pesquisas foi o desenvolvimento de uma metodologia para estudo, análise e diagnóstico de sobretensões transitórias em sistemas elétricos de potência (ênfase em equipamentos de subestações).

2 PROTÓTIPOS DE INDUTORES

As avaliações experimentais foram realizadas através de modelos físicos com escala reduzida e simplificada de enrolamentos reais de indutores. Eles foram desenvolvidos com o intuito de convergir as observações de laboratório para a validação do método proposto e para as análises comparativas — com ênfase na determinação das autotocapacitâncias e das capacitâncias parasitas entre espiras fisicamente adjacentes. Nesse sentido, protótipos de indutores foram projetados de maneira a reduzir a interferência de outros fenômenos eletromagnéticos, como a histerese magnética e a dependência da frequência dos parâmetros indutivos. Buscou-se ainda eliminar (ou limitar) relações capacitivas que não são de interesse como, por exemplo, as capacitâncias parasitas entre espiras e outras estruturas metálicas (carcaça do transformador e acessórios de sustentação). Para tanto, os protótipos de indutores (chamados também de indutores de teste) são os seguintes:

- Protótipos A e C: as Figuras 2.1a e 2.1c apresentam os indutores de uma camada de espiras e de núcleo de ar constituídos por espiras de cobre/polícloroeto de vinila (PVC). As suas características construtivas estão resumidas na Tabela 2.1.
- Protótipos B e D: as Figuras 2.1b e 2.1d ilustram os indutores de uma camada de espiras e de núcleo de ar compostos por espiras de cobre esmaltado (poliamida). As suas características construtivas encontram-se organizadas na Tabela 2.1.

Figura 2.1 – Protótipos de indutores utilizados nas verificações experimentais deste trabalho: (a) Protótipo A; (b) Protótipo B; (c) Protótipo C; (d) Protótipo D.

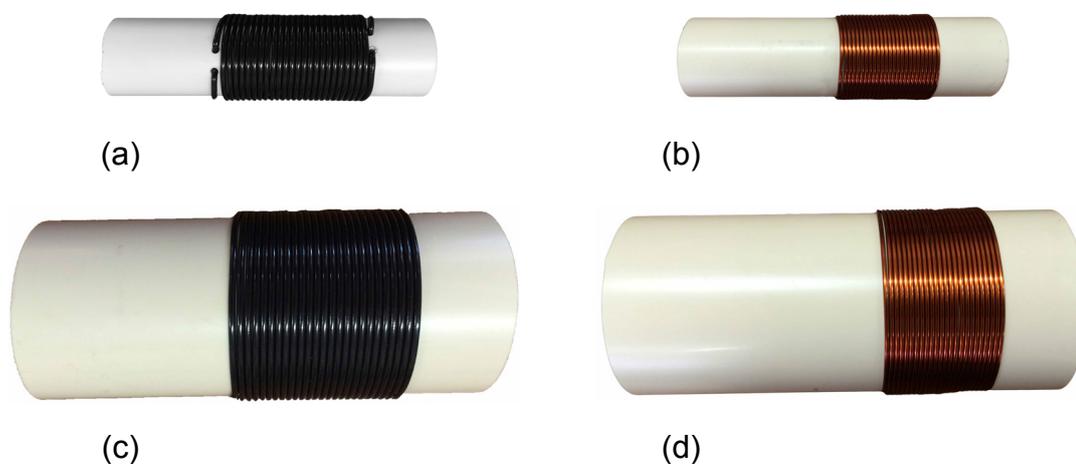


Tabela 2.1 – Características construtivas dos indutores de teste.

Parâmetro	Protótipo A	Protótipo B	Protótipo C	Protótipo D
ε_{iso}	3,00	2,50	3,00	2,50
$\tan\delta$	0,019	0,004	0,019	0,004
μ_{con}	0,999991	0,999991	0,999991	0,999991
σ_{con}	58 MS/m	58 MS/m	58 MS/m	58 MS/m
T	0,70 mm	0,026 mm	0,70 mm	0,026 mm
D_{con}	1,40 mm	1,63 mm	1,40 mm	1,63 mm
z	25	25	25	25
l	12,57 cm	12,57 cm	23,56 cm	23,56 cm
D_{i-ind}	3,75 cm	3,75 cm	7,02 cm	7,02 cm

Fonte: Os valores dos parâmetros são referenciados para Johnson e Graham (1993), Superior Essex (2009), Prasad et al. (2013), Meeker (2016), COBRECUM - Fios e cabos elétricos (2017). As características dielétricas do policloreto de vinila (PVC) e da poliamida foram estimadas para frequências acima de 20 kHz com base nos estudos de Johnson e Graham (1993), Prasad et al. (2013). Os valores adotados para ε_{iso} e $\tan\delta$ mostraram-se apropriados para os estudos experimentais desta Tese de Doutorado. Entretanto, cabe ressaltar que os parâmetros ε_{iso} e $\tan\delta$ apresentam dependências com a temperatura e a frequência operacional, merecendo maiores investigações em trabalhos futuros.

Segue a nomenclatura utilizada na Tabela 2.1: ε_{iso} é a permissividade relativa da camada isolante da espira, $\tan\delta$ é o fator de perdas dielétricas, μ_{con} é a permeabilidade relativa do material condutivo da espira, σ_{con} é a condutividade elétrica, T é a espessura da camada de isolamento, D_{con} é o diâmetro das espiras desconsiderando a isolamento, z é o número de espiras do protótipo de indutor, l é o comprimento médio das espiras e D_{i-ind} é o diâmetro interno do solenoide.

As espiras estão dispostas em cilindros ocos de policloreto de vinila (PVC). O espaçamento entre as espiras fisicamente adjacentes dos indutores de teste é assumido como sendo igual a zero durante a determinação dos parâmetros RLCG (resistência, indutância, capacitância e condutância) nos próximos capítulos (em especial, Capítulos 3 e 4). Por fim, as características construtivas dos protótipos demonstraram-se adequadas para as análises no domínio da frequência objetivadas, com frequências de ressonância entre 10 kHz e 50 MHz. Detalhamentos sobre essa constatação, faixa de frequências de interesse e outras discussões sobre a verificação experimental encontram-se nos Capítulos 4 e 6.

3 CÁLCULO E REPRESENTAÇÃO DE CAPACITÂNCIAS PARASITAS EM SISTEMAS ELETROMAGNÉTICOS

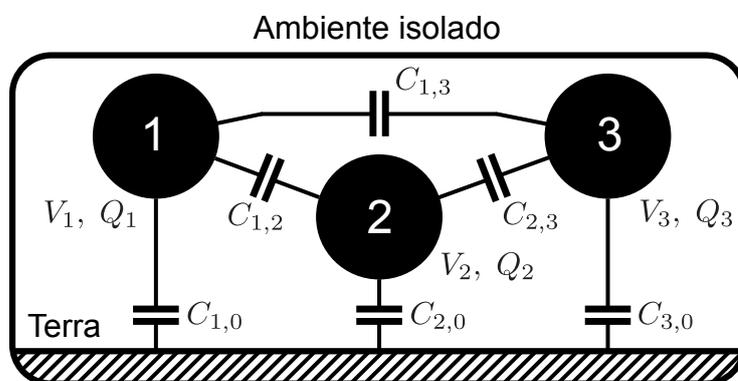
Este capítulo tem por objetivo apresentar uma revisão sobre o cálculo e a representação de capacitâncias parasitas em sistemas eletromagnéticos. Baseando-se no conceito de uma matriz de acoplamento capacitivo, a primeira seção aborda, através de uma visão geral, o equacionamento das autocapacitâncias e capacitâncias parasitas entre espiras de um dispositivo composto por múltiplos condutores. A segunda seção apresenta os métodos analíticos disponibilizados na literatura especializada para a determinação dos parâmetros capacitivos que são investigados nesta Tese de Doutorado. O Método dos Elementos Finitos (MEF) também é analisado por meio de problemas eletrostáticos, executados no modo eletrostático e planar do FEMM 4.2.

3.1 MATRIZ DE ACOPLAMENTO CAPACITIVO

Considere três elementos condutores dispostos aleatoriamente em um ambiente isolado, conforme ilustra a Figura 3.1. Além disso, assumamos a existência de um plano de potencial comum (terra) nesse ambiente. Na Figura 3.1, a nomenclatura dos parâmetros indicados (em referência aos condutores i e j) é a seguinte: z é o número total de condutores (para o sistema da Figura 3.1, $z = 3$), V_i é o potencial elétrico, Q_i é a carga elétrica, $C_{i,j}$ é a capacitância parasita entre condutores (tal que $i \neq j$) e $C_{i,0}$ é a capacitância entre condutores e o plano de potencial comum.

Para sistemas de múltiplos condutores como o indicado na Figura 3.1, a equação

Figura 3.1 – Sistema de múltiplos condutores e as suas principais relações capacitivas.



que relaciona o potencial elétrico V_i de cada condutor i (ou espira) com a sua respectiva carga elétrica Q_i pode ser expressa por:

$$Q_i = \sum_{j=1}^z c_{i,j} V_j, \quad \forall i, j \in z \quad (3.1)$$

em que as variáveis $c_{i,i}$ são chamadas de coeficientes capacitivos, enquanto $c_{i,j}$ (desde que $i \neq j$) são denominadas de coeficientes de indução (CHENG, 1989). Os coeficientes capacitivos e de indução são positivos e negativos respectivamente. Além disso, a condição de reciprocidade garante uma relação simétrica aos coeficientes de indução, ou seja, $c_{i,j} = c_{j,i}$.

A Equação 3.1 pode ser reformulada da seguinte maneira:

$$Q_i = C_{i,0} V_i + \sum_{j=1, j \neq i}^z C_{i,j} (V_i - V_j), \quad \forall i, j \in z \quad (3.2)$$

em que $C_{i,0}$ é a capacitância entre a espira i e o sistema de aterramento, bem como $C_{i,j}$ é a capacitância parasita entre as espiras i e j (chamada também de capacitância mútua), desde que $i \neq j$.

Uma maior reformulação das Equações 3.1 e 3.2 resulta em:

$$Q_i = \left(C_{i,0} + \sum_{j=1, j \neq i}^z C_{i,j} \right) V_i - \sum_{j=1, j \neq i}^z C_{i,j} V_j, \quad \forall i, j \in z. \quad (3.3)$$

Ao comparar as Equações 3.1, 3.2 e 3.3, as seguintes relações matemáticas são deduzidas:

$$c_{i,i} = SC_i = \left(C_{i,0} + \sum_{j=1, j \neq i}^z C_{i,j} \right), \quad \forall i, j \in z \quad (3.4)$$

$$c_{i,j} = -C_{i,j} \leftarrow i \neq j, \quad \forall i, j \in z \quad (3.5)$$

em que SC_i é a autocapacitância da espira i .

Com base nas considerações teóricas discutidas até o momento que encaminharam as Equações 3.4 e 3.5, os coeficientes $c_{i,i}$ podem ser interpretados como a relação capacitiva total existente entre uma espira i e os demais elementos condutivos do sistema. Nesse caso, todas as relações capacitivas parciais estão conectadas em paralelo ao plano de potencial comum (terra). Em outras palavras, os coeficientes $c_{i,i}$ são as autocapacitâncias do sistema eletromagnético SC_i (conhecidas também como capacitâncias próprias). No que tange aos coeficientes $c_{i,j}$, eles representam as capacitâncias mútuas do sistema de múltiplos condutores — os coeficientes de indução são as capacitâncias parasitas entre cada par de espiras $C_{i,j}$.

Seguindo as definições anteriores, uma matriz de acoplamento capacitivo C para o

exemplo da Figura 3.1 pode ser descrita da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} Q_1 \\ Q_2 \\ Q_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} SC_1 & -C_{1,2} & -C_{1,3} \\ -C_{2,1} & SC_2 & -C_{2,3} \\ -C_{3,1} & -C_{3,2} & SC_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} SC_1 & -C_{1,2} & -C_{1,3} \\ -C_{2,1} & SC_2 & -C_{2,3} \\ -C_{3,1} & -C_{3,2} & SC_3 \end{bmatrix}. \quad (3.7)$$

Note que, como as autocapacitâncias SC_i agregam todas as relações capacitivas entre uma espira específica i e as demais espiras do sistema de múltiplos condutores (dado que $i \neq j$), a capacitância entre um condutor i e a terra $C_{i,0}$ pode ser definida por:

$$C_{i,0} = SC_i - \sum_{j=1, j \neq i}^z C_{i,j}, \quad \forall i, j \in z. \quad (3.8)$$

Maiores explicações sobre a dedução das equações indicadas acima são referenciadas para os trabalhos de Cheng (1989), Zangwill (2012), Purcell e Morin (2013). Entretanto, alguns apontamentos importantes podem ser reforçados:

1. Os coeficientes capacitivos $c_{i,i}$ e de indução $c_{i,j}$ são positivos e negativos respectivamente. Isso decorre do conceito da indução eletrostática e do teorema da superposição.
2. A autocapacitância SC_i agrega (em paralelo e em referência ao plano de potencial comum) todas as relações capacitivas existentes para um determinado condutor i de um sistema eletromagnético, veja as Equações 3.4, 3.5, 3.6 e 3.7.
3. Ao desconsiderar capacitâncias parasitas entre espiras não-adjacentes (uma representação equivalente simplificada do dispositivo, por exemplo), os capacitores remanescentes deverão ser parcialmente associados às capacitâncias entre espiras e a terra. As Equações 3.9 e 3.10 resultam da condição em que somente as capacitâncias parasitas entre espiras fisicamente adjacentes foram consideradas nas Equações 3.6 e 3.7. $C_{i,0(s)}$ é a capacitância entre a espira i e a terra para a representação equivalente simplificada. Além disso, $C_{i,j(s)}$ ($C_{i,i-1(s)}$ e $C_{i,i+1(s)}$) são as capacitâncias entre espiras fisicamente adjacentes (tal que $i \neq j$) para a situação em análise. Esse procedimento sustenta a igualdade matemática estabelecida originalmente pela Equação 3.6. A matriz de acoplamento capacitivo simplificada \mathbf{C}^S é fornecida pela Equação 3.11 para essa circunstância e para o sistema da Figura 3.1.

$$C_{i,0(s)} = SC_i - \sum_{j=[i-1, i+1]} C_{i,j(s)}, \quad \forall i, j \in z \quad (3.9)$$

$$C_{i,i-1(s)} = C_{i,i-1}, \quad C_{i,i+1(s)} = C_{i,i+1}, \quad \forall i, j \in z \quad (3.10)$$

$$\mathbf{C}^S = \begin{bmatrix} SC_1 & -C_{1,2} & 0 \\ -C_{2,1} & SC_2 & -C_{2,3} \\ 0 & -C_{3,2} & SC_3 \end{bmatrix}. \quad (3.11)$$

3.2 MÉTODOS ANALÍTICOS E O MÉTODO DOS ELEMENTOS FINITOS PARA O CÁLCULO DE CAPACITÂNCIAS PARASITAS

Esta seção realiza apontamentos sobre métodos analíticos disponibilizados na literatura especializada, assim como sobre o Método dos Elementos Finitos (MEF). A ênfase da investigação está na determinação das capacitâncias parasitas em sistemas eletromagnéticos constituídos por múltiplos condutores.

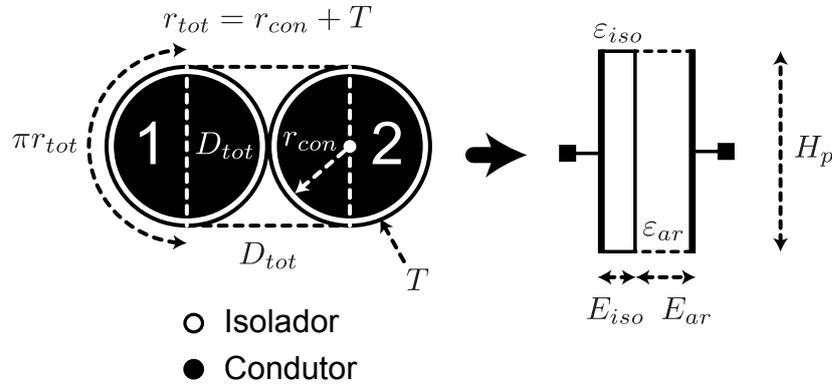
As seguintes técnicas são estudadas na sequência:

1. Modelo de capacitor de placas planas e paralelas.
2. Modelo de capacitor cilíndrico.
3. Método analítico de Koch (1968).
4. Método analítico de Massarini, Kazimierczuk e Grandi (1996), Massarini e Kazimierczuk (1996, 1997) — versão completa, versão simplificada e adaptações.
5. Método analítico de Grandi et al. (1999).
6. Método dos Elementos Finitos (MEF).

3.2.1 Modelo de capacitor de placas planas e paralelas

A Figura 3.2 ilustra a seção transversal de um sistema composto por duas espiras e assume-se que elas estão desconectadas. A Figura 3.2 demonstra também a conversão desse sistema em uma representação como um capacitor de placas planas e paralelas. Segue a nomenclatura dos parâmetros utilizados na Figura 3.2: D_{tot}/r_{tot} são o diâmetro e o raio total da espira, D_{con}/r_{con} são o diâmetro e o raio da espira desconsiderando a isolamento, T é a espessura da camada de isolamento, ε_0 é a constante de permissividade do vácuo, ε_{iso} é a permissividade relativa do material isolante e ε_{ar} é a permissividade

Figura 3.2 – Seção transversal de um sistema composto por duas espiras e a sua conversão em uma representação como um capacitor de placas planas e paralelas.



Fonte: L. F. de Freitas Gutierres (2017).

relativa do ar. Durante a conversão, os seguintes parâmetros são também utilizados: l é o comprimento médio das espiras, H_p é a altura das placas, E_{iso} é o comprimento estimado referente à área de abrangência do material isolante e E_{ar} é o comprimento estimado relacionado ao abarcamento do ar entre as espiras (região limitada ao quadrado formado por linhas tracejadas na Figura 3.2).

Para o sistema da Figura 3.2, admite-se que as superfícies são equipotenciais e homogêneas. Como uma primeira etapa para a determinação do capacitor equivalente de placas planas e paralelas, determinam-se E_{iso} e E_{ar} por meio das estimativas das áreas atribuídas ao material isolante e ao ar entre as duas espiras, A_{iso} e A_{ar} respectivamente. Para tanto, temos que:

$$A_{tot} = D_{tot}^2 \quad (3.12)$$

$$A_{con} = \pi r_{con}^2 \quad (3.13)$$

$$A_{iso} = \pi T^2 + 2\pi r_{con} T \quad (3.14)$$

$$A_{ar} = A_{tot} - A_{iso} - A_{con} \quad (3.15)$$

em que A_{tot} e A_{con} são as áreas total e do material condutivo (respeitando o quadrado estabelecido entre as duas espiras na Figura 3.2 em linhas tracejadas). Na sequência, os parâmetros H_p e A_p , a área das placas, são estimados através das Equações 3.16 e 3.17.

$$H_p = \pi r_{tot} \quad (3.16)$$

$$A_p = H_p l. \quad (3.17)$$

Com os resultados parciais das equações elencadas acima, E_{iso} e E_{ar} são determinados através das seguintes formulações matemáticas:

$$E_{iso} = \frac{A_{iso}}{H_p} \quad (3.18)$$

$$E_{ar} = \frac{A_{ar}}{H_p}. \quad (3.19)$$

O equacionamento anterior viabiliza a estimação das capacitâncias parasitas referentes ao material isolante C_{p-iso} e ao ar C_{p-ar} por meio das Equações 3.20 e 3.21 para o cálculo do capacitor equivalente de placas planas e paralelas.

$$C_{p-iso} = \varepsilon_0 \varepsilon_{iso} \frac{A_p}{E_{iso}} \quad (3.20)$$

$$C_{p-ar} = \varepsilon_0 \varepsilon_{ar} \frac{A_p}{E_{ar}}. \quad (3.21)$$

Por fim, a capacitância equivalente do modelo de placas planas e paralelas C_p é determinada com:

$$C_p = \varepsilon_0 \varepsilon_{ar} \varepsilon_{iso} \frac{A_p}{\varepsilon_{ar} E_{iso} + \varepsilon_{iso} E_{ar}}. \quad (3.22)$$

As Equações 3.20, 3.21 e 3.22 apresentam um elevado nível de simplificação quanto às relações capacitivas existentes entre as espiras no sistema real. A título de exemplo, as capacitâncias parciais C_{p-iso} e C_{p-par} não são uniformes uma vez que a distância entre as superfícies das espiras varia em razão das suas curvaturas. Ademais, a Equação 3.22 resulta em uma capacitância parasita subestimada quando $T \ll r_{con}$.

Diversos trabalhos discutem sobre o modelo de capacitor de placas planas e paralelas. Algumas dessas investigações baseiam as suas conclusões nesse tipo de representação das capacitâncias parasitas, são os casos de Schröder (1922), Duerdoth (1946), Reitan (1959), Cheng (1989), Collins (1990), Lopera et al. (1992), Blache, Keradec e Cogitore (1994), Prieto et al. (1999), Schellmanns et al. (1999), Duerbaum e Sauerlaender (2001), Ackermann, Lewalter e Waffenschmidt (2004), Popov et al. (2007), Ulaby (2007), Biela e Kolar (2008), Zangwill (2012), Edminister e Nahvi (2013), Purcell e Morin (2013), Sadiku (2014), Kazimierzuk (2014), Thummala et al. (2016). Todavia, a modelagem é geralmente empregada em um nível macro como, por exemplo, a determinação da capacitância entre camadas de espiras ou entre enrolamentos (comumente utilizada em aplicações com circuitos equivalentes de parâmetros concentrados). As seguintes formulações são adequadas para essa situação:

$$C_{p-mac} = \varepsilon_0 \varepsilon_{p-mac} \frac{A_{p-mac}}{E_{p-mac}} \quad (3.23)$$

$$\varepsilon_{p-mac} = \varepsilon_0 \varepsilon_{ar} \varepsilon_{iso} \frac{E_{iso-mac} E_{ar-mac}}{\varepsilon_{ar} E_{iso-mac} + \varepsilon_{iso} E_{ar-mac}} \quad (3.24)$$

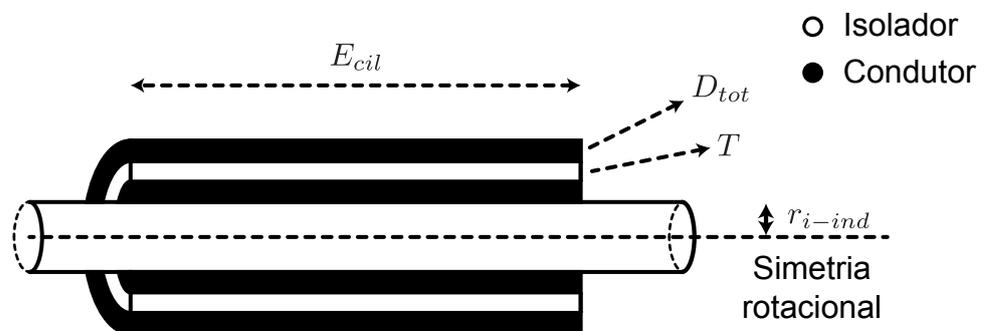
em que C_{p-mac} é a capacitância equivalente para a simplificação em um nível macro. Além disso, A_{p-mac} e E_{p-mac} são respectivamente a área e o comprimento das placas, respeitando a estrutura de uma camada ou de um enrolamento como um todo. Finalmente, ε_{p-mac} é a permissividade relativa equivalente existente entre as camadas ou enrolamentos, considerando os comprimentos estimados da camada de isolamento $E_{iso-mac}$ e do ar E_{ar-mac} . O trabalho de Biela e Kolar (2008) apresenta detalhamentos sobre o cálculo desses parâmetros para uma representação em nível macro.

3.2.2 Modelo de capacitor cilíndrico

A Figura 3.3 ilustra um solenoide constituído por duas camadas de espiras. Cada camada apresenta um comprimento efetivo igual a $E_{cil} = z \times D_{tot}$, em que D_{tot} é o diâmetro total das espiras e z é o número de espiras do solenoide. Uma capa isolante com espessura igual a T encontra-se disposta entre as camadas de espiras conforme indicado na Figura 3.3. Além disso, o raio interno do solenoide é equivalente a r_{i-ind} .

Assume-se que a principal relação eletrostática se estabelecerá entre as camadas de espiras; a dispersão do campo elétrico no interior do solenoide e o espraiamento são desconsideráveis; a contribuição da camada de isolamento de cada espira é desprezível para

Figura 3.3 – Solenoide de duas camadas de espiras. Esse sistema é utilizado para exemplificar o cálculo da capacitância equivalente entre camadas de espiras através do modelo de capacitor cilíndrico.



o cálculo do capacitor equivalente do sistema; e as camadas de espiras são consideradas como um superfície equipotencial e homogênea. Dessa maneira, a capacitância equivalente entre as camadas C_{cil} pode ser determinada através da Equação 3.25. Os trabalhos de Cheng (1989), Ulaby (2007), Zangwill (2012), Edminister e Nahvi (2013), Purcell e Morin (2013), Kazimierczuk (2014), Sadiku (2014) apresentam maiores explicações sobre a representação de sistemas eletromagnéticos como um capacitor cilíndrico.

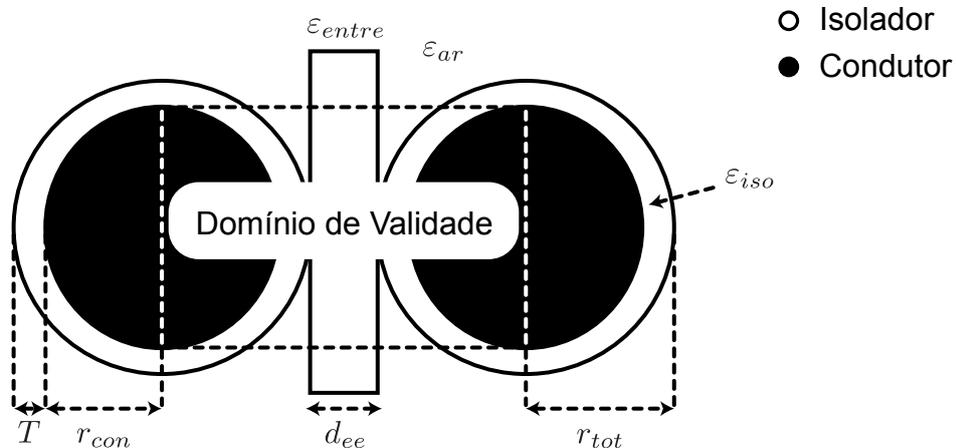
$$C_{cil} = 2\pi\epsilon_0\epsilon_{iso} \frac{E_{cil}}{\ln \left\{ 1 + \left[T / (D_{tot} + r_{i-ind}) \right] \right\}}. \quad (3.25)$$

Grande parte dos indutores e transformadores possuem uma simetria cilíndrica, como é demonstrado na Figura 3.3. Nesse sentido, as publicações científicas de Collins (1990), Popov et al. (2007), Ulaby (2007), Biela e Kolar (2008), Thummala et al. (2016) embasam as suas conclusões no modelo de capacitor cilíndrico. Como consequência disso, existem simplificações geométricas das estruturas construtivas reais dos enrolamentos.

3.2.3 Método analítico de Koch (1968)

Na técnica proposta por Koch (1968) para a determinação das capacitâncias parasitas entre espiras adjacentes, adota-se um domínio de validade retangular onde as linhas de força do campo elétrico estão confinadas. A Figura 3.4 ilustra o domínio de validade retangular e os parâmetros utilizados no método analítico de Koch (1968), em que ϵ_{entre} é a

Figura 3.4 – Domínio de validade retangular e as principais variáveis utilizadas no método analítico de Koch (1968) para o cálculo da capacitância parasita entre espiras adjacentes.



permissividade relativa do campo de isolamento entre as espiras, r_{tot} é o raio total da espira, r_{con} é o raio da espira desconsiderando a camada de isolamento e d_{ee} é a distância entre as espiras. A presença de um domínio de validade impõe que todas as linhas de força originárias de um determinado condutor se direcionem para os condutores fisicamente adjacentes, respeitando os limites do domínio.

O método analítico de Koch (1968) pressupõe ainda que as linhas de força do campo elétrico manifestam desvios insignificantes no decorrer da camada de isolamento das espiras uma vez que, na maior parte dos casos práticos, $T \ll r_{con}$. É possível considerar ainda um campo de isolamento entre as espiras. Ele é composto por um material com constante dielétrica relativa equivalente a ε_{entre} , impondo uma distância d_{ee} entre as espiras. Ademais, as linhas atravessam o campo de isolamento entre as espiras de modo perpendicular, todos os materiais são considerados homogêneos e as suas superfícies são equipotenciais.

Seguem as principais expressões matemáticas envolvidas no método analítico de Koch (1968):

$$y_1 = 1 - \frac{T}{\varepsilon_{iso} r_{tot}} \quad (3.26)$$

$$y_2 = \frac{1}{y_1} \left(1 + \frac{d_{ee}}{2\varepsilon_{entre} r_{tot}} \right) \quad (3.27)$$

$$y_3 = \text{atan} \left(\sqrt{\frac{y_2 + 1}{y_2 - 1}} \right) \frac{y_2}{\sqrt{y_2^2 - 1}} - \frac{\pi}{4} \quad (3.28)$$

$$y_4 = \frac{y_2 (y_2^2 - 2)}{(y_2^2 - 1)^{3/2}} \text{atan} \left(\sqrt{\frac{y_2 + 1}{y_2 - 1}} \right) - \frac{y_2}{2(y_2^2 - 1)} - \frac{\pi}{4} \quad (3.29)$$

$$C_{ee} = \frac{2\varepsilon_0 l}{y_1} \left[y_3 + \frac{1}{8\varepsilon_{iso}} \left(\frac{2T}{r_{tot}} \right)^2 \frac{y_4}{y_1} \right] \quad (3.30)$$

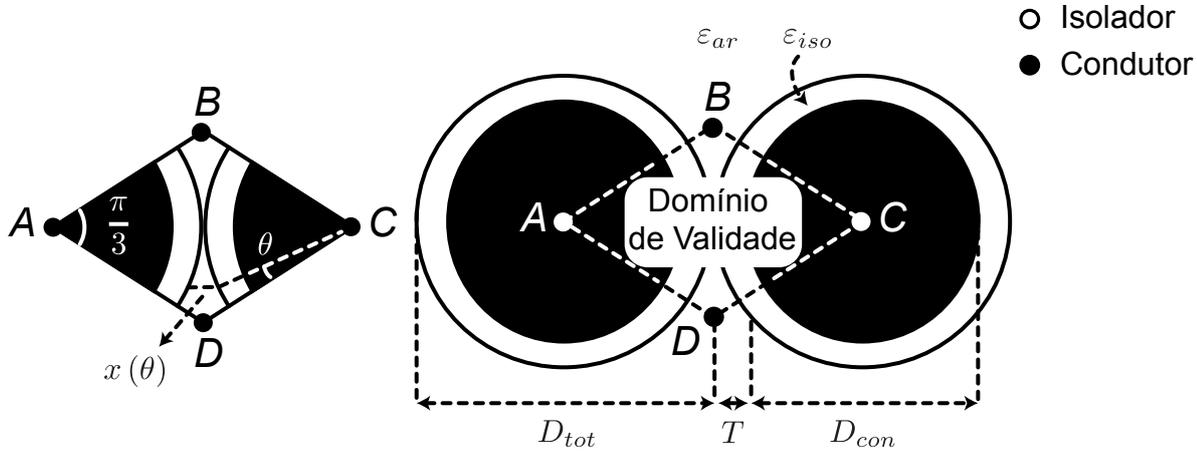
em que y_1 , y_2 , y_3 e y_4 são equações auxiliares da Equação 3.30.

Por último, aprofundamentos teóricos sobre o método analítico de Koch (1968) são também referenciados para os trabalhos de Biela e Kolar (2008), Jaritz e Biela (2013).

3.2.4 Método analítico de Massarini, Kazimierczuk e Grandi (1996), Massarini e Kazimierczuk (1996, 1997)

O método analítico de Massarini, Kazimierczuk e Grandi (1996), Massarini e Kazimierczuk (1996, 1997) propõe um domínio de validade baseado em uma célula ABCD, conforme ilustrado na Figura 3.5. Atribui ainda que todas as linhas de força do campo elétrico

Figura 3.5 – Domínio de validade na forma de uma célula ABCD e as principais variáveis utilizadas no método analítico de Massarini, Kazimierczuk e Grandi (1996), Massarini e Kazimierczuk (1996, 1997) para o cálculo da capacitância parasita entre espiras adjacentes.



Fonte: Adaptado de Massarini, Kazimierczuk e Grandi (1996), Massarini e Kazimierczuk (1996, 1997).

estão confinadas em uma célula ABCD; as superfícies são equipotenciais e homogêneas; e não há distância efetiva entre as espiras (sem adaptações às equações originalmente propostas). Uma outra aproximação está no uso de uma coordenada angular θ que varia em conformidade com a localização da superfície elementar do condutor em análise, tal que:

$$x(\theta) = D_{tot}(1 - \cos\theta) \quad (3.31)$$

em que $x(\theta)$ é a distância entre as espiras que as linhas de força do campo elétrico necessitam atravessar, vide Figura 3.5.

Na versão completa do método analítico de Massarini, Kazimierczuk e Grandi (1996), Massarini e Kazimierczuk (1996, 1997), a capacitância parasita entre espiras fisicamente adjacentes é composta pela combinação em série de três capacitores elementares: dois referentes às camadas de isolamento das espiras e um ao ar. Para a célula ABCD ilustrada na Figura 3.5, a capacitância parasita elementar e equivalente dC_{ee} , por unidade de ângulo θ , resultante dessa combinação em série é igual a:

$$dC_{ee} = \frac{\varepsilon_0 l}{2} \frac{1}{1 + \left[\ln \left(D_{tot} / D_{con} \right) / \varepsilon_{iso} \right] - \cos\theta} d\theta. \quad (3.32)$$

De modo a obter uma formulação matemática para a capacitância parasita equivalente de uma célula ABCD, Massarini, Kazimierczuk e Grandi (1996), Massarini e Kazimierczuk (1996, 1997) propõem um intervalo de integração de $-\pi/6 \leq \theta \leq \pi/6$ para a

Equação 3.32 (em respeito à região de abrangência da célula ABCD da Figura 3.5). Essa proposta foi verificada experimentalmente tanto para aplicações com indutores de uma quanto de múltiplas camadas de espiras. Desse procedimento, resulta que a capacitância parasita equivalente de uma célula ABCD (C_{ee}) é igual a:

$$C_{ee} = \varepsilon_0 l \int_0^{\pi/6} \frac{1}{1 + \left[\ln \left(D_{tot} / D_{con} \right) / \varepsilon_{iso} \right] - \cos \theta} d\theta. \quad (3.33)$$

Da Equação 3.33, temos que o equacionamento de C_{ee} por meio da versão completa do método analítico de Massarini, Kazimierczuk e Grandi (1996), Massarini e Kazimierczuk (1996, 1997) é dado por:

$$y_5 = \left\{ \frac{(-1 + \sqrt{3}) \left[2\varepsilon_{iso} + \ln \left(D_{tot} / D_{con} \right) \right]}{(1 + \sqrt{3}) \sqrt{\ln \left(D_{tot} / D_{con} \right) \left[2\varepsilon_{iso} + \ln \left(D_{tot} / D_{con} \right) \right]}} \right\} \quad (3.34)$$

$$C_{ee} = 2\varepsilon_0 \varepsilon_{iso} l \frac{\text{atan}(y_5)}{\sqrt{2\varepsilon_{iso} \ln \left(D_{tot} / D_{con} \right) + \ln \left(D_{tot} / D_{con} \right)^2}} \quad (3.35)$$

em que y_5 é uma equação auxiliar da Equação 3.35.

Na versão simplificada desse método analítico, um ângulo θ^* é utilizado, definido na posição em que a capacitância elementar do ar iguala-se com a combinação em série das capacitâncias elementares das camadas de isolamento. Dessa simplificação, as seguintes equações são deduzidas:

$$\theta^* = \text{acos} \left[1 - \ln \left(\frac{D_{tot}}{D_{con}} \right) \frac{1}{\varepsilon_{iso}} \right] \quad (3.36)$$

$$C_{ee} = \varepsilon_0 l \left[\frac{\varepsilon_{iso} \theta^*}{\ln \left(D_{tot} / D_{con} \right)} + \cot \left(\frac{\theta^*}{2} \right) - \cot \left(\frac{\pi}{12} \right) \right]. \quad (3.37)$$

Massarini, Kazimierczuk e Grandi (1996), Massarini e Kazimierczuk (1996, 1997) propõem também uma adaptação da célula ABCD para o cálculo da capacitância parasita entre uma espira e o núcleo ferromagnético C_{en} . Para essa circunstância, as simplificações e suposições encaminham a seguinte formulação:

$$C_{en} \approx 2 \times C_{ee}. \quad (3.38)$$

Adaptações foram recomendadas por outros estudos científicos para o método analítico de Massarini, Kazimierczuk e Grandi (1996), Massarini e Kazimierczuk (1996, 1997). A título de exemplo, destacam-se os trabalhos de Kazimierczuk (2014), Aghaei e Kaboli (2017). Nas publicações desses autores, diferentes intervalos de integração são propostos

para a Equação 3.32 em aplicações com enrolamentos de uma camada de espiras. Projetando uma região de abrangência maior para a célula ABCD, Kazimierczuk (2014) utiliza um intervalo de integração de $-\pi/2 \leq \theta \leq \pi/2$, resultando em:

$$C_{ee} = \frac{2\varepsilon_0 l}{\sqrt{\left\{ \left[\ln \left(D_{tot} / D_{con} \right) / \varepsilon_{iso} \right] + 1 \right\}^2 - 1}} \operatorname{atan} \left[\sqrt{1 + \frac{2\varepsilon_{iso}}{\ln \left(D_{tot} / D_{con} \right)}} \right]. \quad (3.39)$$

Já Aghaei e Kaboli (2017) indicam diferentes intervalos de integração conforme o nível e o tipo de preenchimento de espiras ao redor da célula ABCD. Para indutores de uma camada de espiras e de núcleo de ar — como os indutores de teste apresentados no Capítulo 2 — Aghaei e Kaboli (2017) propõem um intervalo de integração de $-\pi/4 \leq \theta \leq \pi/4$. Dessa maneira, temos que:

$$C_{ee} = \frac{2\varepsilon_0 l}{\sqrt{\left\{ \left[\ln \left(D_{tot} / D_{con} \right) / \varepsilon_{iso} \right] + 1 \right\}^2 - 1}} \operatorname{atan} \left[\sqrt{1 + \frac{2\varepsilon_{iso}}{\ln \left(D_{tot} / D_{con} \right)}} \tan \left(\frac{\pi}{8} \right) \right]. \quad (3.40)$$

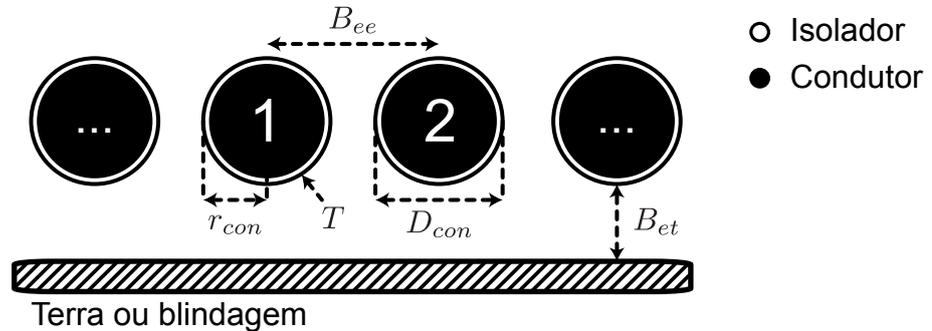
Durante as análises comparativas e os estudos experimentais desta Tese de Doutorado, as adaptações de Kazimierczuk (2014), Aghaei e Kaboli (2017) são mencionadas como Adaptação A e Adaptação B respectivamente.

Por fim, o trabalho de Kazimierczuk (2014) contém explicações complementares sobre o método analítico de Massarini, Kazimierczuk e Grandi (1996), Massarini e Kazimierczuk (1996, 1997).

3.2.5 Método analítico de Grandi et al. (1999) para o cálculo de capacitâncias parasitas em indutores de uma camada de espiras e de núcleo de ar

A Figura 3.6 ilustra a seção transversal de um indutor de uma camada de espiras e de núcleo de ar, cujos pontos centrais das espiras estão distanciados entre si por B_{ee} . Para o cálculo da capacitância parasita entre espiras fisicamente adjacentes, Grandi et al. (1999) desconsideram a curvatura das espiras e assumem que: os materiais são homogêneos; a espessura da camada de isolamento é significativamente reduzida em comparação com a distância ($B_{ee} - 2r_{con}$); as capacitâncias parasitas entre espiras não-adjacentes são desprezíveis; e a formulação para o cálculo da capacitância entre dois condutores perpendiculares entre si (sem a camada de isolamento), dispostos no mesmo meio e infinitamente longos é uma aproximação aceitável para o objetivo almejado.

Figura 3.6 – Seção transversal de um indutor com uma camada de espiras e de núcleo de ar. Assume-se que as espiras estão desconectadas e que possuem um comprimento médio igual a l .



Fonte: Adaptado de Grandi et al. (1999), Kazimierczuk (2014).

Presumindo que $T \ll (B_{ee} - 2r_{con})$ e respeitando as considerações teóricas impostas anteriormente, Grandi et al. (1999) propõem que a capacitância parasita entre espiras fisicamente adjacentes C_{ee} pode ser determinada por meio de:

$$C_{ee} = \frac{\pi \varepsilon_0 l}{\ln \left[B_{ee}/2r_{con} + \sqrt{\left(B_{ee}/2r_{con} \right)^2 - 1} \right]} \quad (3.41)$$

em que ε_0 é a constante de permissividade do vácuo e l é o comprimento médio das espiras de um enrolamento.

Grandi et al. (1999) indicam o uso das Equações 3.42 e 3.43 para os casos em que a espessura da camada de isolamento T é comparável à distância $(B_{ee} - 2r_{con})$, em que y_6 é uma expressão auxiliar da Equação 3.43.

$$y_6 = \frac{B_{ee}/2r_{con}}{\left(1 + T/r_{con} \right)^{1-1/\varepsilon_0}} \quad (3.42)$$

$$C_{ee} = \frac{\pi \varepsilon_0 l}{\ln \left[y_6 + \sqrt{y_6^2 - \left(1 + T/r_{con} \right)^{2/\varepsilon_{iso}}} \right]} \quad (3.43)$$

Uma formulação para o cálculo das capacitâncias parasitas entre espiras e a blindagem C_{et} (representada na Figura 3.6) é ainda apresentada no trabalho de Grandi et al. (1999). A Equação 3.44 pode ser utilizada para a determinação de C_{et} , mas ignoram-se as curvaturas das espiras e da blindagem, bem como a contribuição capacitiva do material isolante. Além disso, B_{et} é a distância entre a blindagem (ou o plano de potencial comum) e o enrolamento.

$$C_{et} = \frac{2\pi\epsilon_0 l}{\ln \left[B_{et}/r_{con} + \sqrt{\left(B_{et}/r_{con} \right)^2 - 1} \right]}. \quad (3.44)$$

Por último, explicações complementares sobre esse método analítico são referenciadas para os trabalhos de Grandi et al. (1999), Kazimierczuk (2014).

3.2.6 Método dos Elementos Finitos (MEF)

Neste trabalho, o MEF é executado através do simulador FEMM 4.2 — *Finite Element Method Magnetics 4.2* (MEEKER, 2016). Para o cálculo das autocapacitâncias SC_i e das capacitâncias parasitas entre espiras $C_{i,j}$, identifica-se inicialmente a energia eletrostática SE_e armazenada no sistema de múltiplos condutores para energizações de 1 V individualizadas e em duplas de espiras. Na sequência, computações aritméticas são efetuadas em conformidade com as Equações 3.45, 3.46 e 3.47:

$$SE_e = \sum_i^z \left(\frac{1}{2} C_i V_i^2 + \sum_{j=1, j \neq i}^z C_{i,j} V_i V_j \right), \quad \forall i, j \in z \quad (3.45)$$

$$SC_i = 2 \times SE_e, \quad V_k = \begin{cases} 0 & \text{para } k \neq i \\ 1 & \text{para } k = i \end{cases}, \quad \forall i, k \in z \quad (3.46)$$

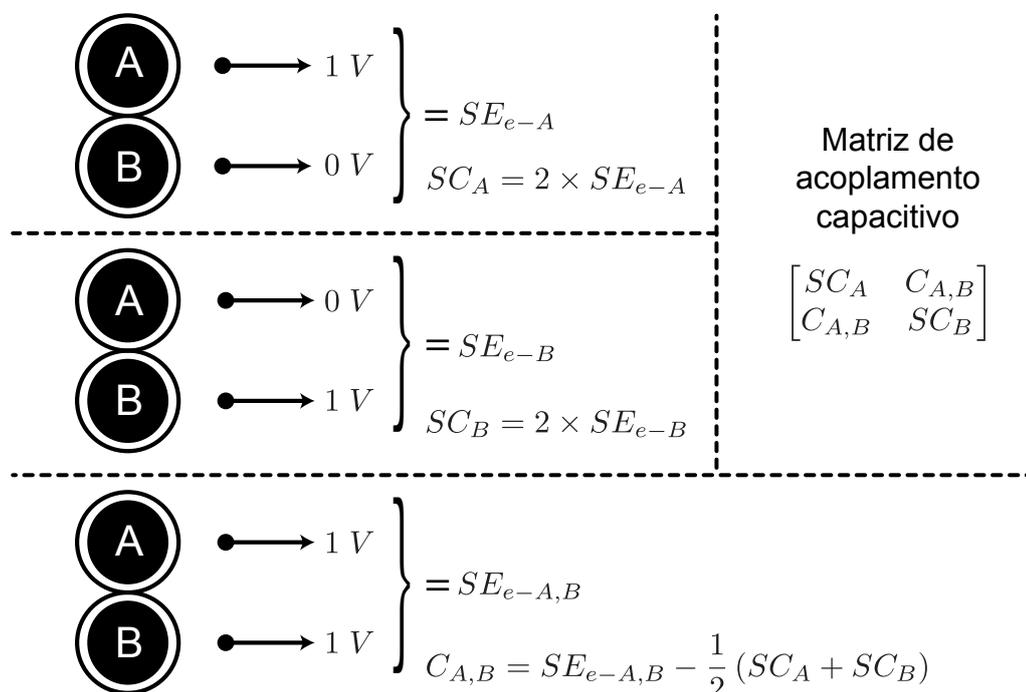
$$C_{i,j} = SE_e - \frac{1}{2} (SC_i + SC_j), \quad V_k = \begin{cases} 0 & \text{para } k \neq i, j \\ 1 & \text{para } k = i \\ 1 & \text{para } k = j \end{cases}, \quad \forall i, j, k \in z \text{ e } i \neq j \quad (3.47)$$

em que i , j e k denotam por espiras específicas de um enrolamento com um total de z espiras.

A Figura 3.7 ilustra a determinação da matriz de acoplamento capacitivo de um sistema composto por duas espiras. Ademais, as Figuras 3.8 e 3.9 demonstram estudos de caso da distribuição do potencial elétrico gerados no FEMM 4.2 para um sistema composto por uma camada de três espiras. A Figura 3.8 refere-se à identificação da autocapacitância da primeira espira (energização de 1 V individualizada). Por outro lado, a Figura 3.9 representa a determinação da capacitância parasita entre a primeira e a última espiras do sistema em análise (energização de 1 V em duplas de espiras).

A matriz de acoplamento capacitivo é determinada no modo eletrostático e planar do FEMM 4.2 (MEEKER, 2016). As espiras são representadas por suas seções transversais, assim como assume-se que estão desconectadas, apresentando uma profundidade igual

Figura 3.7 – Determinação da matriz de acoplamento capacitivo através do MEF, executado no modo eletrostático e planar do FEMM 4.2.

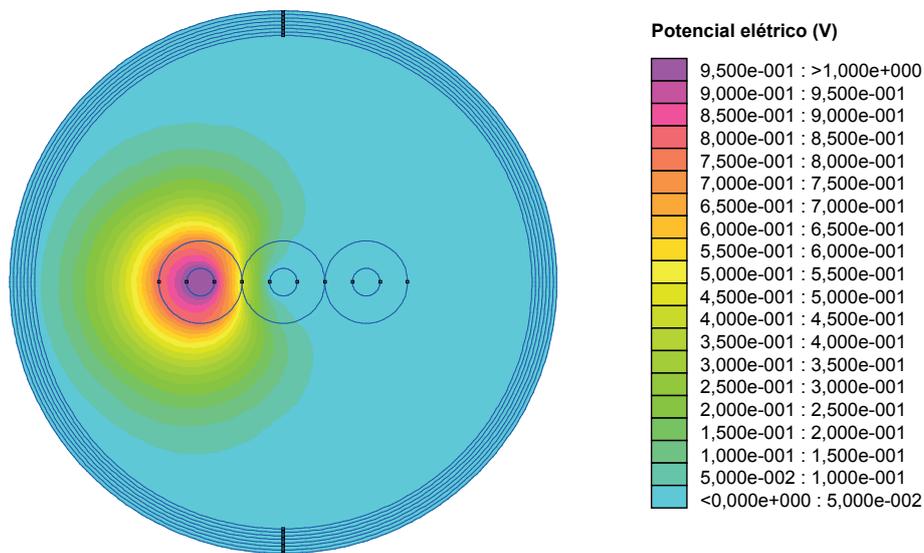


Fonte: L. F. de Freitas Gutierrez (2017).

ao comprimento médio delas. Ademais, adota-se uma condição de contorno assintótica de sétima ordem e do tipo Dirichlet (MEEKER, 2014).

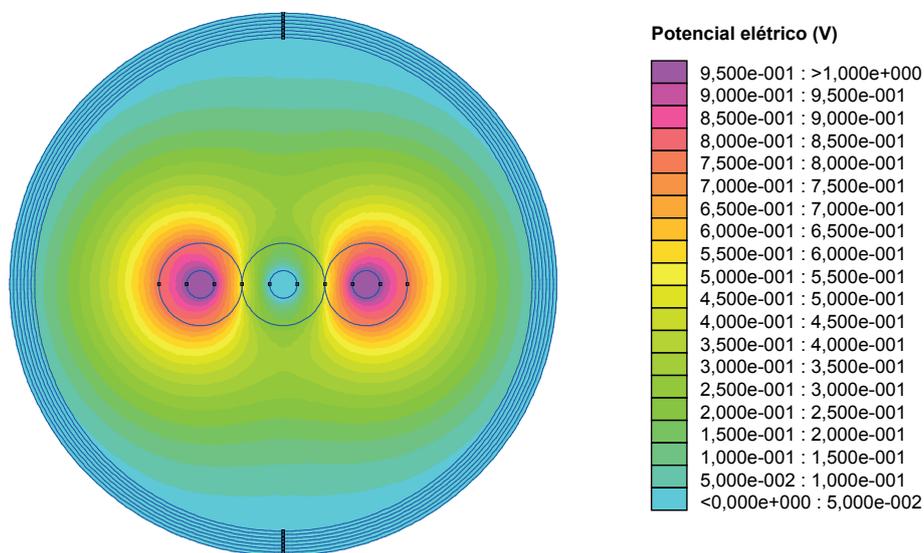
No FEMM 4.2, os cálculos são executados por algoritmos escritos em linguagem de programação Lua 4.0. O método requer u computações da energia eletrostática SE_e armazenada no dispositivo em análise quando apenas um condutor está energizado. Com isso, as autocapacitâncias podem ser calculadas. São ainda necessárias $[u(u-1)/2]$ computações no FEMM 4.2 da energia eletrostática quando dois condutores estão energizados para estimar os capacitores entre as espiras. No total, $[u(u+1)/2]$ computações da energia eletrostática são essenciais para mapear as relações capacitivas estabelecidas em um sistema de múltiplos condutores. O Apêndice A apresenta aprofundamentos teóricos sobre a modelagem de problemas eletrostáticos no FEEM 4.2. Detalhamentos sobre o MEF podem ser encontrados nos trabalhos de Steele (1989), Bastos e Sadowski (2003), Libkin (2004), Morris (2008). Ideias baseadas no MEF e referentes à determinação de parâmetros RLCG (resistência, indutância, capacitância e condutância) foram introduzidas nos trabalhos de Daly e Helps (1972), Goldberg, Kassakian e Schlecht (1989a), Azzouz et al. (1993), Yu e Holmes (2001), Asensi et al. (2007), Abed e Mohammed (2010), De Grève, Deblecker e Lobry (2013a, 2013b), Baktash e Vahedi (2014), Liu et al. (2016).

Figura 3.8 – Distribuição do potencial elétrico para uma energização de 1 V individualizada de um sistema composto por uma camada de três espiras.



Fonte: L. F. de Freitas Gutierrez (2017). Estudo de caso gerado no modo eletrostático e planar do FEMM 4.2 (MEEKER, 2016).

Figura 3.9 – Distribuição do potencial elétrico para uma energização de 1 V em duplas de espiras de um sistema composto por uma camada de três espiras.



Fonte: L. F. de Freitas Gutierrez (2017). Estudo de caso gerado no modo eletrostático e planar do FEMM 4.2 (MEEKER, 2016).

3.3 APONTAMENTOS FINAIS

Este capítulo investigou as principais soluções técnicas disponibilizadas na literatura especializada para o cálculo das capacitâncias parasitas em sistemas eletromagné-

ticos. No total, seis técnicas foram revisadas, a saber: o modelo de capacitor de placas planas e paralelas; o modelo de capacitor cilíndrico; o método analítico de Koch (1968); o método analítico de Massarini, Kazimierczuk e Grandi (1996), Massarini e Kazimierczuk (1996, 1997) — versão completa, versão simplificada e adaptações; o método analítico de Grandi et al. (1999); e o Método dos Elementos Finitos (MEF). Grande parte dessas propostas direciona-se ao cálculo dos capacitores estabelecidos entre espiras fisicamente adjacentes. Formulações matemáticas para o cálculo das capacitâncias entre espiras e o plano de potencial comum são fornecidas pelos métodos analíticos de Massarini, Kazimierczuk e Grandi (1996), Massarini e Kazimierczuk (1996, 1997), Grandi et al. (1999). Os parâmetros capacitivos determinados por essas técnicas baseiam-se geralmente em suposições simplificadoras e no uso de domínios de validade. Além disso, os métodos analíticos revisados anteriormente representam de forma incompleta o acoplamento capacitivo existente entre espiras, bem como entre espiras e demais elementos condutivos. Em contrapartida, o MEF é capaz de determinar uma matriz de acoplamento capacitiva completa.

Para que as análises comparativas e os estudos experimentais possam ser realizados, a definição dos circuitos equivalentes de indutores e enrolamentos de transformadores é requerida para a execução de simulações no SPICE e no EMTP-ATP (*ElectroMagnetic Transients Program – Alternative Transients Program*). Ademais, é também necessário determinar os demais parâmetros desses circuitos equivalentes. Esse é o caso da matriz de acoplamento indutivo e das perdas resistivas, por exemplo. No próximo capítulo, esse problema é endereçado através da modelagem dos enrolamentos como linhas de transmissão e do MEF.

4 CIRCUITOS EQUIVALENTES DE INDUTORES E ENROLAMENTOS DE TRANSFORMADORES

O capítulo anterior investigou o cálculo e a representação de capacitâncias parasitas em sistemas eletromagnéticos. Contudo, uma representação equivalente de indutores e enrolamentos de transformadores deve ser adotada para as validações no domínio do tempo e da frequência, bem como para as comparações entre mensurações e simulações. A complexidade desse circuito equivalente depende da análise que se deseja realizar e, principalmente, da previsão da faixa operacional de frequências que o sistema estará submetido. Como ponto de partida, a Tabela 4.1 apresenta uma classificação de sobretensões por faixas de frequência. A Tabela 4.1 foi proposta originalmente pelo CIGRÉ Working Group WG33.02 (1990) e foi também discutida pelo CIGRÉ Joint Working Group JWGA2/C4-3 (2011). Para cada faixa de frequências dessa tabela, a representação dos elementos RLCG (resistência, indutância, capacitância e condutância) constituintes do circuito deverá respeitar diferentes considerações teóricas e experimentais. Em conformidade com os objetivos desta Tese de Doutorado, a faixa de de 10 kHz a 50 MHz é de interesse, caracterizando no domínio do tempo os surtos de frentes rápida e muito rápida.

Tabela 4.1 – Classificação de sobretensões por faixas de frequência.

Faixa operacional de frequências	Característica no domínio do tempo	Representação válida para
0,1 Hz – 3 kHz	Oscilações de baixa frequência	Sobretensões temporárias
50/60 Hz – 20 kHz	Surtos de frente lenta	Sobretensões de manobra
10 kHz – 3 MHz	Surtos de frente rápida	Surtos atmosféricos
100 kHz – 50 MHz	Surtos de frente muito rápida	Sobretensões por reascendimento

Fonte: CIGRÉ Working Group WG33.02 (1990).

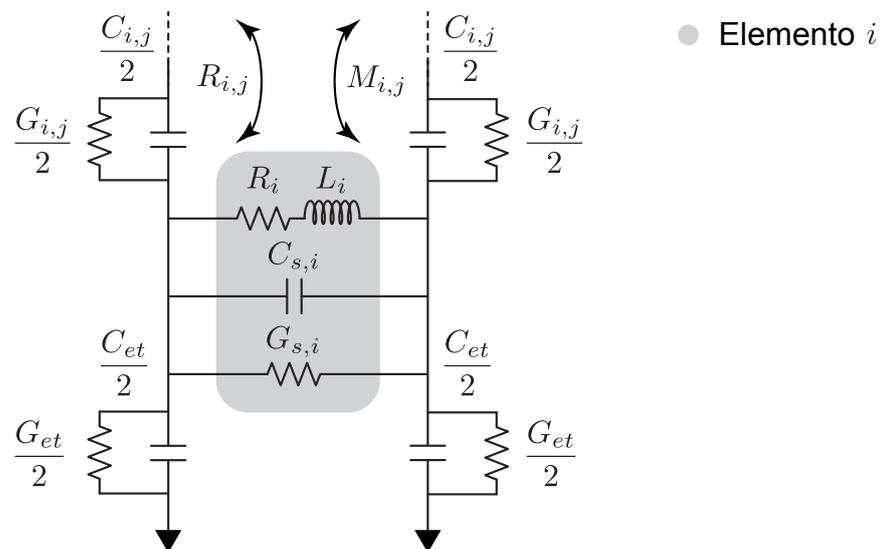
4.1 MODELAGEM POR LINHAS DE TRANSMISSÃO

Para a análise de transitórios eletromagnéticos de frentes rápida e muito rápida (10 kHz ~ 50 MHz), vários trabalhos publicados na literatura especializada defendem o uso da modelagem por linhas de transmissão. Esse tipo de modelagem de sistemas é comumente referenciado em inglês como *Transmission Line Modeling* (TLM). Dentre outros, os seguintes trabalhos contribuíram com discussões e proposições nesta área de pesquisa: Al-Khayat e Haydock (1995), Popov et al. (2003, 2007), Martinez-Velasco (2009), Grigsby (2012), Su (2012), Martinez-Velasco (2015).

A Figura 4.1 apresenta o circuito elementar de uma modelagem por linhas de transmissão com parâmetros concentrados. O circuito elementar refere-se ao elemento i e as suas relações RLCG com o elemento j e o plano de potencial comum. Seguem os parâmetros constituintes dessa representação:

- L_i é a autoindutância do elemento i .
- $M_{i,j}$ é a indutância mútua entre os elementos i e j .
- R_i é a perda resistiva em corrente contínua e por correntes parasitas (correntes de Foucault) do elemento i .
- $R_{i,j}$ denota a perda resistiva do elemento i causada pelo efeito de proximidade provocado pelo elemento j .
- $C_{s,i}$ é a capacitância série equivalente ao longo do elemento i .
- $C_{i,j}$ é a capacitância parasita entre os elementos i e j .
- C_{et} é a capacitância parasita entre o elemento i e a terra.
- $G_{s,i}$ é a perda dielétrica equivalente ao longo do elemento i .
- $G_{i,j}$ é a perda dielétrica entre os elementos i e j .
- G_{et} é a perda dielétrica entre o elemento i e a terra.

Figura 4.1 – Circuito elementar de uma modelagem por linhas de transmissão com parâmetros concentrados.



O uso de parâmetros concentrados reduz a complexidade do modelo. A menor discretização de um circuito equivalente (representação com um único elemento) é válida para aplicações de baixas frequências até 1 MHz, dependendo das dimensões do sistema eletromagnético (BJERKAN; HØIDALEN, 2007). Uma maior discretização do circuito equivalente (com mais de um elemento) é aconselhável para análises em médias e altas frequências; ou se existe uma distribuição linear do potencial elétrico a ser considerada (dada a influência da capacitância série, por exemplo).

O número de elementos requeridos para representar adequadamente um dispositivo pode ser estimado através da frequência natural f_n de um elemento. Se dx é o comprimento parcial de um elemento, $x = dx \times m$ é o comprimento total do sistema eletromagnético e m é o número de elementos, a frequência natural pode ser determinada através de:

$$f_n = f_{max} = \frac{1}{2\pi dx \sqrt{L_{el} \times C_{el} / 2}} \quad (4.1)$$

em que L_{el} e C_{el} são a indutância e a capacitância equivalentes de um elemento por unidade de comprimento respectivamente. A frequência natural indica também a frequência máxima f_{max} que pode ser representada apropriadamente por um elemento ou conjunto de elementos. A Equação 4.1 pode ser reformulada da seguinte forma:

$$f_n = f_{max} = \frac{\sqrt{2} \nu}{2\pi dx} \quad (4.2)$$

em que ν é a velocidade de propagação da onda eletromagnética, equacionada por meio de:

$$\nu = \frac{1}{\sqrt{L_{el} \times C_{el}}}. \quad (4.3)$$

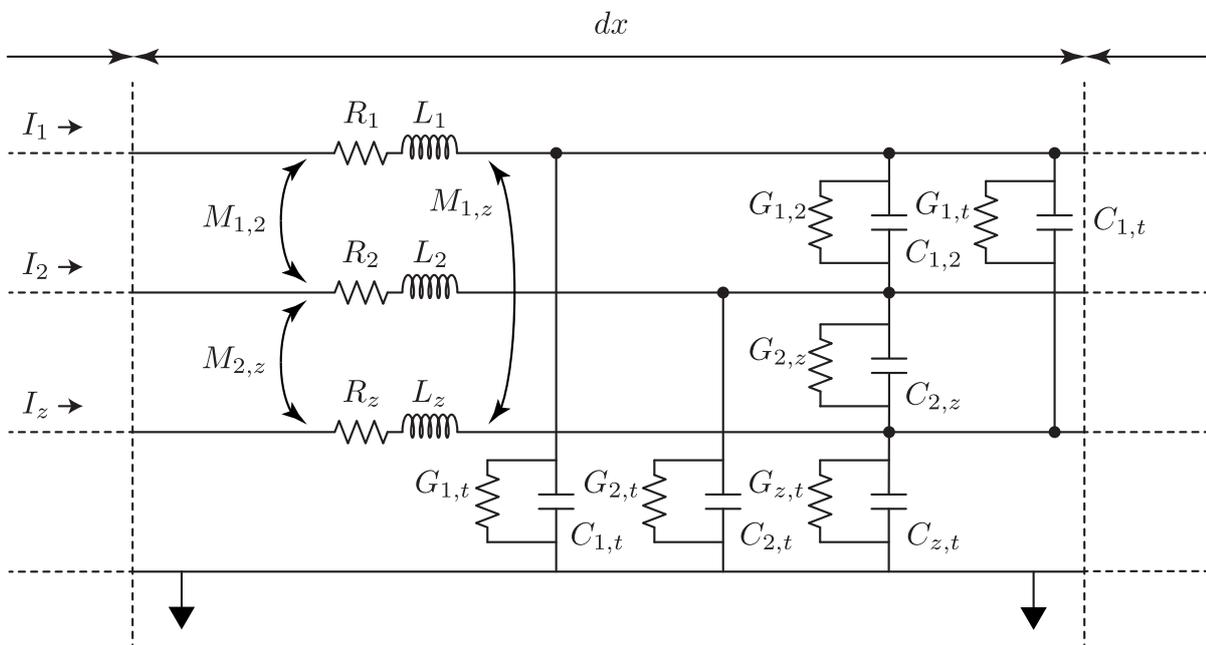
A Equação 4.2 indica que, se um fenômeno atinge uma frequência máxima f_{max} de interesse, o comprimento máximo de um elemento individual deve ser menor ou igual a $\nu/4,44f_{max}$. Para uma frequência de 50 MHz e $\nu \approx 3 \times 10^8$ m/s (velocidade da luz), a Equação 4.2 implica que o comprimento máximo de um elemento deve ser equivalente a 1,35 m. Em outras palavras, se um dispositivo apresenta dimensões maiores do que 1,35 m, será necessário mais de um elemento para representá-lo corretamente em simulações. Já para uma frequência operacional de 60 Hz, o comprimento máximo é igual a 1126 km.

Os protótipos de indutores apresentados no Capítulo 2 respeitam o comprimento máximo indicado acima. Entretanto, uma representação em nível de espiras é objetivada nesta Tese de Doutorado, em que cada circuito elementar corresponde a uma espira. Isso é requerido para as validações das capacitâncias parasitas entre espiras fisicamente adjacentes e das autocapacitâncias por espiras.

4.2 DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS RLCG DO CIRCUITO ELEMENTAR

Observações sobre a determinação dos parâmetros RLCG do circuito elementar — perdas resistivas, autoindutâncias, indutâncias mútuas, capacitâncias parasitas e perdas dielétricas — são apresentadas na sequência. A Figura 4.2 ilustra as seções diferenciais de uma linha de transmissão para um sistema eletromagnético com z condutores. Além das capacitâncias parasitas estudadas no Capítulo 3, os demais parâmetros indicados nessa figura são igualmente necessários para as simulações, análises comparativas e validações desta Tese de Doutorado.

Figura 4.2 – Seções diferenciais de uma linha de transmissão para um sistema de múltiplos condutores.



Fonte: Adaptado de Grigsby (2012), Su (2012).

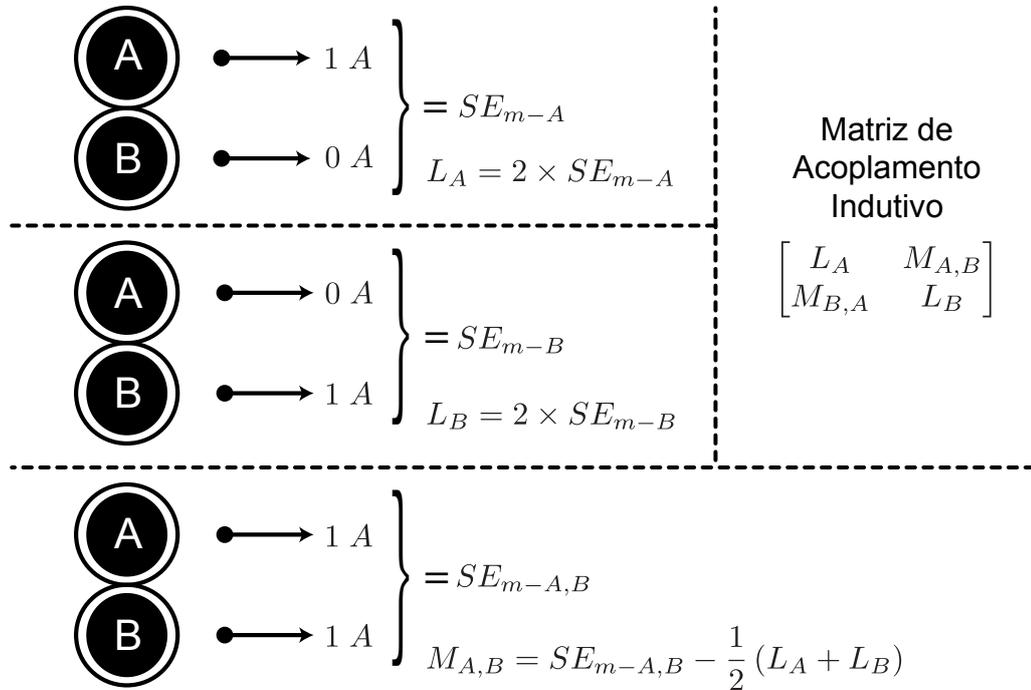
4.2.1 Autoindutâncias e indutâncias mútuas

Como os indutores de teste não possuem núcleo ferromagnético e os materiais são assumidos como magneticamente lineares, o fluxo magnético total em um enrolamento é proporcional à corrente elétrica. Assim, o coeficiente de proporcionalidade L_i expressa a autoindutância do elemento. A indutância mútua $M_{i,j}$ indica o quanto do fluxo magnético resultante da energização do elemento i concatena com o elemento j . Se $L_i \approx M_{i,j}$, significa que o acoplamento magnético entre os elementos i e j é elevado. Já a diferença

entre L_i e $M_{i,j}$ equivale ao fluxo magnético disperso.

Neste trabalho, autoindutâncias e indutâncias mútuas são calculadas por meio do Método dos Elementos Finitos (MEF). A estimação precisa da matriz de acoplamento indutivo é geralmente viável devido à simetria estrutural existente em dispositivos bobinados (um problema com simetria axial no FEMM 4.2). Ao estimular o solenoide com uma corrente de 1 A, autoindutâncias e indutâncias mútuas são obtidas através das contribuições do fluxo magnético concatenado por cada espira. Um caminho alternativo é seguir uma técnica similar ao exposto anteriormente para a determinação da matriz de acoplamento capacitivo com o FEMM 4.2 (verifique a Seção 3.2.6). Porém, a energia magnetostática SE_m armazenada no dispositivo é considerada neste caso, como exposto na Figura 4.3.

Figura 4.3 – Determinação da matriz de acoplamento indutivo através do MEF, executado no modo magnetostático e axissimétrico do FEMM 4.2.



Fonte: L. F. de Freitas Gutierrez (2017).

De maneira geral, as seguintes formulações descrevem a estratégia de determinação dos parâmetros L_i e $M_{i,j}$:

$$SE_m = \sum_i^z \left(\frac{1}{2} L_i I_i^2 + \sum_{j=1, j \neq i}^z M_{i,j} I_i I_j \right), \quad \forall i, j \in z \quad (4.4)$$

$$L_i = 2 \times SE_m \quad I_k = \begin{cases} 0 & \text{para } k \neq i \\ 1 & \text{para } k = i \end{cases}, \quad \forall i, k \in z \quad (4.5)$$

$$M_{i,j} = SE_m - \frac{1}{2}(L_i + L_j) \quad I_k = \begin{cases} 0 & \text{para } k \neq i, j \\ 1 & \text{para } k = i \\ 1 & \text{para } k = j \end{cases}, \quad \forall i, j, k \in z \text{ e } i \neq j \quad (4.6)$$

em que I_i é a corrente na espira ou elemento i . Além disso, i, j e k denotam por espiras específicas de um enrolamento composto por um total de z espiras.

As Figuras 4.4 e 4.5 demonstram estudos de caso da distribuição do módulo da densidade de fluxo magnético gerados no FEMM 4.2 para um sistema composto por uma camada de vinte e cinco espiras (frequência operacional de 50 Hz). A Figura 4.4 refere-se à identificação da autoindutância da primeira espira (estímulo individualizado de 1 A). Por outro lado, a Figura 4.5 representa a determinação da indutância mútua entre a primeira e a segunda espiras do sistema em análise (estímulos de 1 A em duplas de espiras).

A Tabela 4.2 apresenta os resultados obtidos no FEMM 4.2 para o Protótipo A. Todos os resultados fornecidos nessa tabela foram calculados para operações em 50 Hz. Mesmo que os parâmetros indutivos variem significativamente em médias e altas frequências na presença de um núcleo ferromagnético (KAZIMIERCZUK, 2014), eles demonstram uma dependência praticamente constante em indutores de núcleo de ar.

Dada a presença de um núcleo ferromagnético, a dependência da frequência pode ser representada como uma função ajustada aos resultados do MEF para uma faixa de

Figura 4.4 – Módulo da densidade de fluxo magnético para um estímulo individualizado de 1 A em uma espira de um sistema composto por uma camada de vinte e cinco espiras.

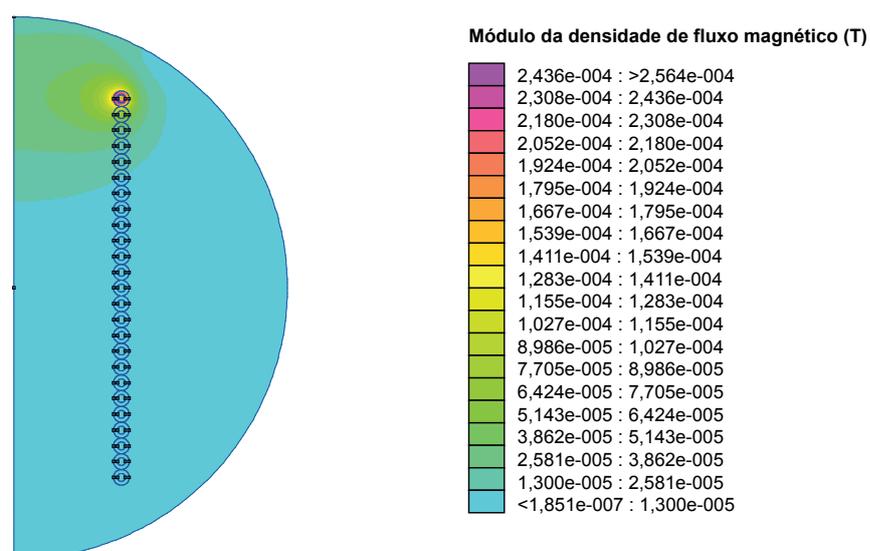
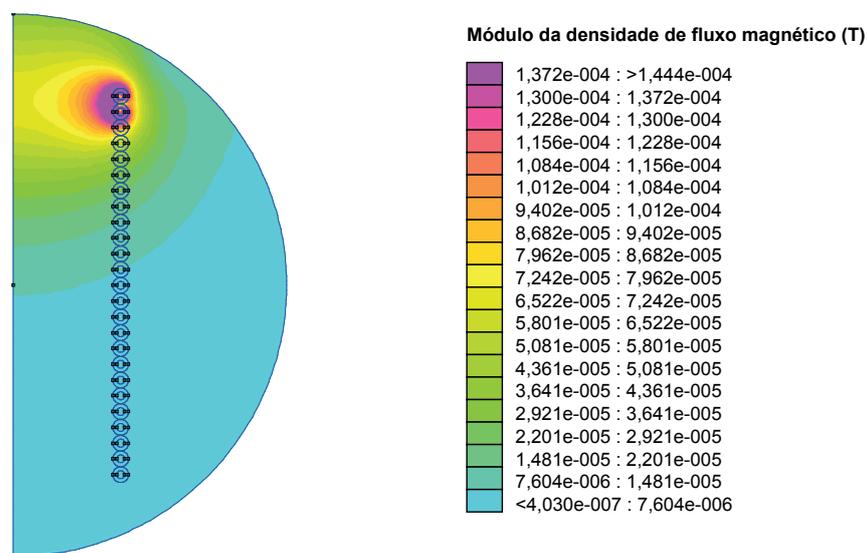


Figura 4.5 – Módulo da densidade de fluxo magnético para um estímulo de 1 A em duplas de espiras de um sistema composto por uma camada de vinte e cinco espiras.



Fonte: L. F. de Freitas Gutierrez (2017). Estudo de caso gerado no modo magnetostático e axissimétrico do FEMM 4.2 (MEEKER, 2016).

frequências. Conforme a frequência aumenta, o material ferromagnético tende a perder gradativamente a sua capacidade de atração das linhas de fluxo magnético. Isso decorre das perdas no ferro e do comportamento não-linear da permeabilidade do material ferromagnético como indicam os trabalhos de Bjerkan e Høidalen (2007), Kazimierczuk (2014) (redução do nível de penetração das linhas de fluxo). Dessa forma, provoca-se a redução dos parâmetros indutivos uma vez que $L_i \propto \Phi$, em que Φ é o fluxo magnético.

Maiores detalhamentos sobre a determinação das autoindutâncias e indutâncias mútuas por meio do MEF, executado no FEMM 4.2, encontram-se no Apêndice A desta Tese de Doutorado.

Tabela 4.2 – Autoindutâncias e indutâncias mútuas do Protótipo A.

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
L_1	85,9781 nH	$M_{1,2}$	23,3887 nH	$M_{1,3}$	15,6107 nH
$M_{1,4}$	11,3741 nH	$M_{1,5}$	8,6216 nH	$M_{1,6}$	6,6890 nH
$M_{1,7}$	5,2759 nH	$M_{1,8}$	4,2154 nH	$M_{1,9}$	3,4057 nH
$M_{1,10}$	2,7787 nH	$M_{1,11}$	2,2863 nH	$M_{1,12}$	1,8955 nH
$M_{1,13}$	1,5826 nH	$M_{1,14}$	1,3298 nH	$M_{1,15}$	1,1240 nH
$M_{1,16}$	0,9555 nH	$M_{1,17}$	0,8166 nH	$M_{1,18}$	0,7014 nH
$M_{1,19}$	0,6052 nH	$M_{1,20}$	0,5245 nH	$M_{1,21}$	0,4562 nH
$M_{1,22}$	0,3982 nH	$M_{1,23}$	0,3486 nH	$M_{1,24}$	0,3061 nH
$M_{1,25}$	0,2694 nH	–	–	–	–

Fonte: L. F. de Freitas Gutierrez (2017).

4.2.2 Perdas resistivas

As perdas resistivas são formadas por três componentes: perdas em corrente contínua, efeito pelicular e efeito de proximidade. Para o estudo de transitórios eletromagnéticos em baixas frequências, a Equação 4.7 pode ser utilizada para determinar a resistência de um condutor cilíndrico, sólido, composto por um material homogêneo, isolado de outros condutores e operando em uma temperatura média de 20°C:

$$R = \rho_{con} \frac{l}{\pi r_{con}^2} \quad (4.7)$$

em que ρ_{con} é a resistividade elétrica do elemento condutivo.

Para médias e altas frequências, os efeitos pelicular e de proximidade possuem uma contribuição significativa. De modo geral, correntes parasitas são induzidas em qualquer condutor imerso em um campo magnético variável. As correntes induzidas, além de elevarem as perdas por efeito Joule, estabelecerão um potencial magnético em oposição ao fluxo magnético principal. O fluxo resultante estará deslocado em direção às periferias do condutor, caracterizando o efeito pelicular e aumentando proporcionalmente com a frequência. De forma análoga, o fluxo de corrente estabelece um campo magnético ao redor dos condutores (Lei de Ampère-Ørsted) que, por sua vez, induz correntes parasitas nos elementos condutivos existentes nas cercanias, evidenciando o efeito de proximidade.

O trabalho Mihaila, Duchesne e Roger (2011) propõem um método para o cálculo da resistência elétrica dependente da frequência — veja as Equações 4.8 e 4.9, em que σ_{con} é a condutividade elétrica, μ_0 é a permeabilidade do vácuo e μ_{con} é a permeabilidade relativa do condutor. Além de não considerar o efeito de proximidade, essa expressão é válida somente para uma profundidade de penetração $\delta < r_{con}$. Apesar disso, o método de Mihaila, Duchesne e Roger (2011) resulta em uma aproximação aceitável da resistência dependente da frequência e pode ser utilizado para verificar as observações experimentais e os resultados obtidos no FEMM 4.2.

$$R_{(\delta \leq r_{con})} = \rho_{con} \frac{l}{\pi r_{con}^2 - \pi (r_{con} - \delta)^2} \quad (4.8)$$

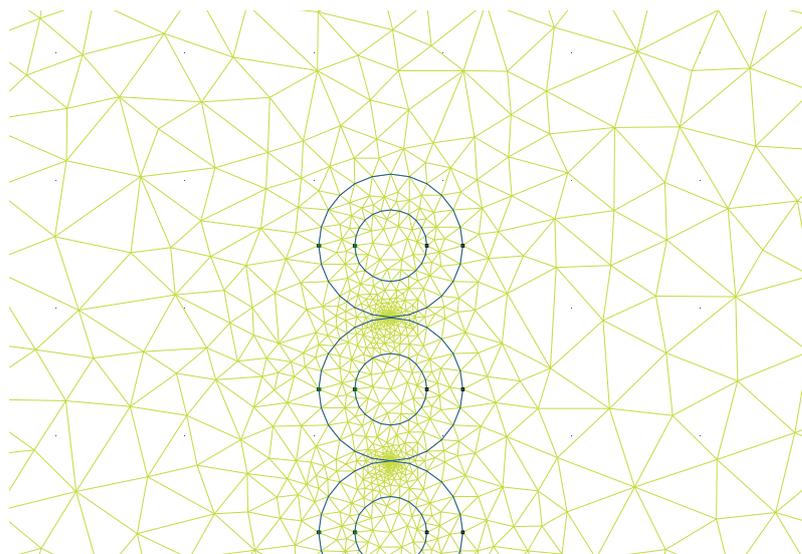
$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \sigma_{con} \mu_0 \mu_{con}}}. \quad (4.9)$$

As perdas resistivas por espira são calculadas junto com as computações no FEMM 4.2 atribuídas à matriz de acoplamento indutivo (aprofundamentos teóricos encontram-se no Apêndice A). A determinação das perdas resistivas baseia-se na queda de tensão verificada para cada espira. Todavia, uma especial atenção deve ser dedicada ao refinamento das malhas de elementos finitos de forma a simular corretamente os efeitos pelicular e de proximidade. Como discutido no trabalho de Cirino et al. (2009), o refinamento das malhas deve ser compatível com a frequência configurada no FEMM 4.2. Resultados aceitáveis

foram obtidos ao estipular um ângulo mínimo dos elementos finitos de 15° ; segmentos com ângulos máximos de 5° e $0,1^\circ$ para as superfícies condutora e isolante respectivamente; e ao elevar a densidade dos elementos em áreas de interesse — por exemplo, uma malha com refinamento local de $1\ \mu\text{m}$ para as regiões referentes ao material isolante.

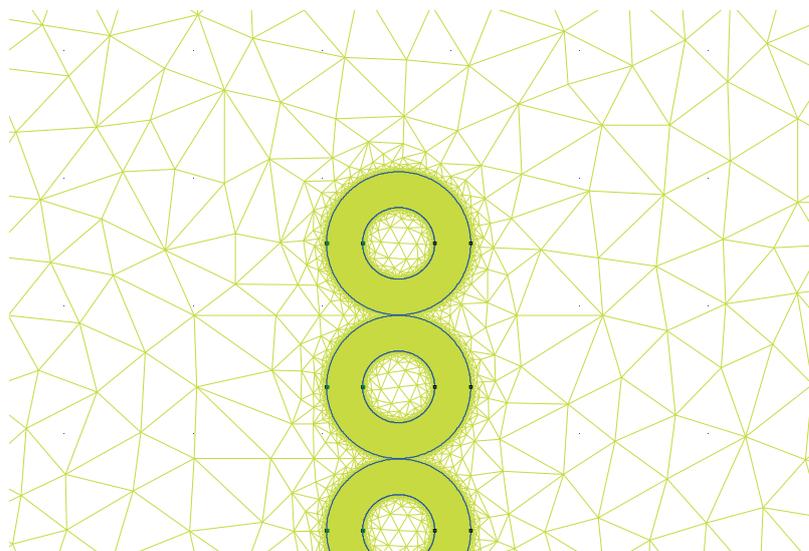
As Figuras 4.6 e 4.7 ilustram respectivamente o refinamento das malhas geradas

Figura 4.6 – Refinamento das malhas gerado automaticamente pelo FEMM 4.2.



Fonte: L. F. de Freitas Gutierrez (2017). Estudo de caso gerado no modo magnetostático e axissimétrico do FEMM 4.2 (MEEKER, 2016).

Figura 4.7 – Refinamento das malhas gerado no FEMM 4.2 com as modificações e configurações propostas.



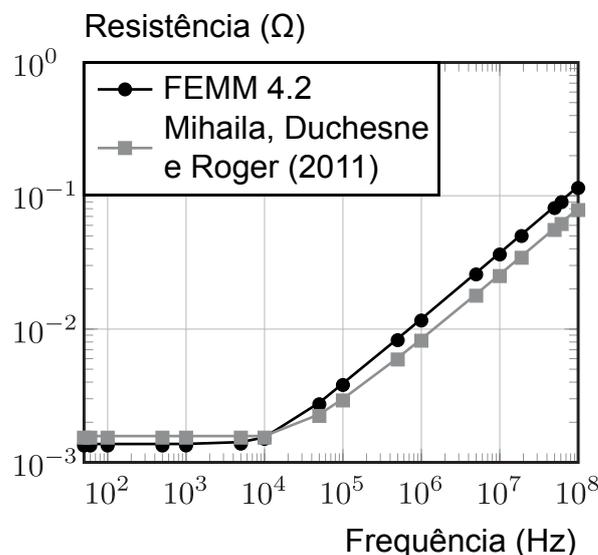
Fonte: L. F. de Freitas Gutierrez (2017). Estudo de caso gerado no modo magnetostático e axissimétrico do FEMM 4.2 (MEEKER, 2016).

automaticamente e com as modificações propostas no FEMM 4.2. O processo automático resultou em uma malha de elementos finitos com 10398 nós. Em contrapartida, a geração da malha de elementos finitos com as alterações indicadas acima requereu 1181738 nós.

A Figura 4.8 apresenta o comportamento dependente da frequência determinado no FEMM 4.2 para a resistência elétrica por espira do Protótipo A. Ademais, os resultados obtidos por meio do método de Mihaila, Duchesne e Roger (2011) também estão representados no gráfico. O Protótipo A possui uma resistência em corrente contínua igual a $1,34 \text{ m}\Omega$ e $1,53 \text{ m}\Omega$ segundo o MEF e o método de Mihaila, Duchesne e Roger (2011) respectivamente. Para uma frequência de 100 MHz, as resistências aumentam para $0,11 \Omega$ e $0,08 \Omega$ de acordo com os resultados do MEF e do método de Mihaila, Duchesne e Roger (2011) respectivamente.

Como indicado anteriormente para as autoindutâncias e indutâncias mútuas, a dependência da frequência pode ser ajustada por meio de uma curva característica. Instruções sobre a implementação desse comportamento em simuladores do tipo SPICE e EMTP-ATP são apresentadas no próximo capítulo.

Figura 4.8 – Resistência dependente da frequência por espira para o Protótipo A segundo o MEF e o método de Mihaila, Duchesne e Roger (2011).



Fonte: L. F. de Freitas Gutierrez (2017).

4.2.3 Capacitâncias parasitas

A determinação das capacitâncias parasitas em sistemas eletromagnéticos foi discutida em detalhe no capítulo anterior. Entretanto, alguns apontamentos podem ser feitos

em respeito à modelagem de enrolamentos de indutores e transformadores como linhas de transmissão. Entende-se por capacitância parasita série equivalente, ilustrada na Figura 4.1, como o conjunto de capacitâncias estabelecidas dentro de um elemento (uma suposição em nível macro). Isso requer geralmente algumas simplificações e a adoção de pressupostos sobre a distribuição do potencial elétrico ao longo de um elemento. O leitor interessado em abordagens desse tipo é referenciado para os trabalhos de Stein (1964), Fergestad (1971), Fergestad e Henriksen (1974), onde formulações são propostas para o cálculo das capacitâncias parasitas série equivalentes em enrolamentos de transformadores. Em virtude das características construtivas dos protótipos de indutores e os métodos analíticos investigados nesta Tese de Doutorado, optou-se por uma modelagem dos enrolamentos em um nível de espiras (como discutido na Seção 4.1).

4.2.4 Perdas dielétricas

As características e propriedades dielétricas são geralmente consideradas independentes da frequência em modelos para a análise de transitórios em médias e altas frequências (CLARK, 1962; FERGESTAD; HENRIKSEN, 1974; BJERKAN; HØIDALEN, 2007). A possível razão disso está na quantidade limitada de informações sobre os materiais; baixa prioridade para a investigação científica sobre as perdas dielétricas em médias e altas frequências; e pelo fato das perdas e quedas de tensão associadas com fenômenos eletromagnéticos (autoindutâncias, indutâncias mútuas, efeito pelicular e o efeito de proximidade) serem mais proeminentes nos dispositivos bobinados comumente estudados.

Neste trabalho, as perdas dielétricas são consideradas dependentes da frequência e são modeladas através de condutâncias/resistências em paralelo com as capacitâncias do sistema. Elas são obtidas de acordo com as seguintes expressões:

$$G_{i,j} = 2\pi f (\tan\delta) C_{i,j}^* \quad (4.10)$$

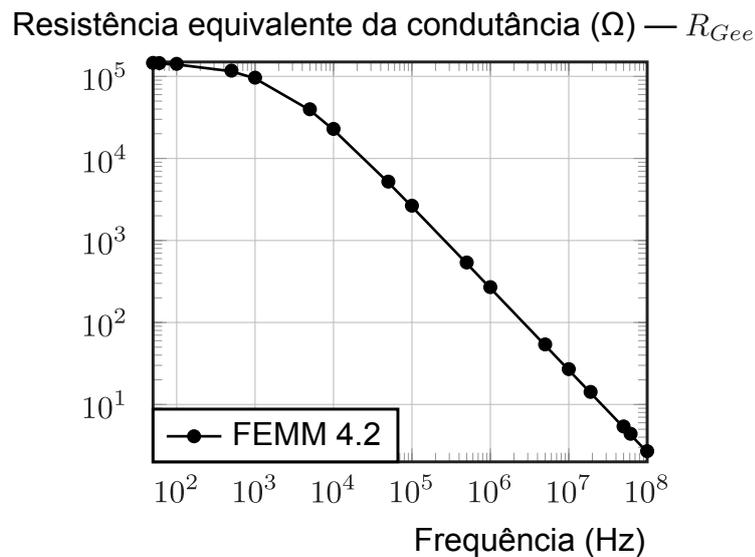
$$R_{G_{i,j}} = \frac{1}{2\pi f (\tan\delta) C_{i,j}^*} \quad (4.11)$$

em que $G_{i,j}$ é a condutância entre espiras adjacentes referente a $C_{i,j}^*$. O parâmetro $C_{i,j}^*$ denota pelo capacitor resultante da contribuição específica de um material isolante envolvido na modelagem (PVC, poliamida ou ar). Além disso, $R_{G_{i,j}}$ é a resistência equivalente da condutância entre espiras adjacentes e $\tan\delta$ é o fator de perdas dielétricas (0,019 para o PVC e 0,004 para a poliamida).

Para os protótipos verificados nesta Tese de Doutorado, o parâmetro $C_{i,j}^*$ é constituído pela relação em paralelo de uma capacitância parasita referente à camada de isolamento e de outra relacionada com o ar. Durante os estudos com o MEF, constatou-se que,

para as relações capacitivas entre espiras adjacentes, a contribuição do ar para o cálculo de $G_{i,j}$ é desprezível. Nesse sentido, a parcela $C_{i,j}^*$ referente ao material isolante é dominante e, para o Protótipo A, o comportamento de R_{Gee} (valor médio) encontra-se exemplificado na Figura 4.9. Para as frequências de 50 Hz e de 100 MHz, R_{Gee} atinge respectivamente 1,46 M Ω e 2,70 Ω para o Protótipo A segundo os resultados obtidos no FEMM 4.2.

Figura 4.9 – Valor médio da resistência equivalente da condutância entre espiras adjacentes para o Protótipo A.



Fonte: L. F. de Freitas Gutierrez (2017).

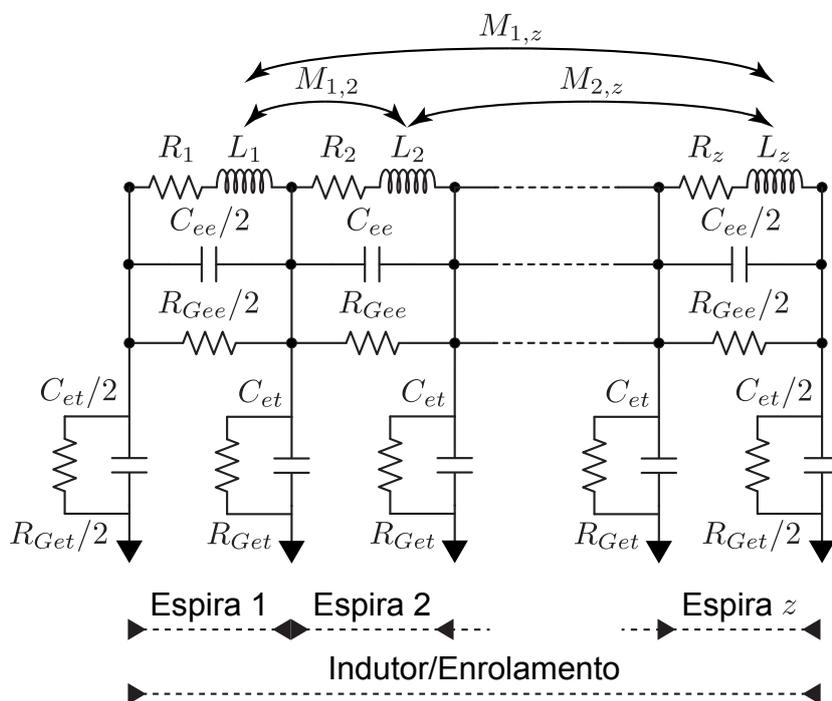
Para as capacitâncias parasitas entre espiras e a terra (associadas com as capacitâncias parasitas entre espiras não-adjacentes) dos protótipos de indutores, o parâmetro $C_{i,j}^*$ é composto basicamente pela contribuição do ar. Dessa forma, R_{Gee} é idealmente infinita.

Maiores detalhamentos sobre a determinação das perdas dielétricas no FEMM 4.2 encontram-se no Apêndice A desta Tese de Doutorado.

4.3 O MODELO ADOTADO

A Figura 4.10 demonstra a representação simplificada de solenoides de núcleo de ar utilizada neste estudo. A transição da representação indicada na Figura 4.2 para a versão em análise nesta seção é discutida nos trabalhos de Grigsby (2012), Su (2012), Martinez-Velasco (2009). Dependendo do estudo de caso, as condutâncias (representadas através de suas resistências equivalentes) são desprezadas.

Figura 4.10 – Representação simplificada por parâmetros concentrados de um indutor de núcleo de ar.



Fonte: L. F. de Freitas Gutierrez (2017).

A representação por parâmetros concentrados de indutores de núcleo de ar é constituída por:

- Matriz de acoplamento indutivo: L_i é a autoindutância de cada espira e $M_{i,j}$ é a indutância mútua entre as espiras i e j . Apesar dos elementos dessa matriz serem dependentes da frequência, eles são assumidos como independentes para os protótipos de indutores.
- Perdas resistivas: são representadas por meio de R_i , a resistência série equivalente para a espira i do enrolamento. R_i é dependente da frequência devido aos efeitos pelicular e de proximidade.
- Matriz de acoplamento capacitivo: C_{et} é o valor médio das capacitâncias entre condutores e o plano de potencial comum, enquanto C_{ee} é o valor médio das capacitâncias parasitas entre espiras fisicamente adjacentes do solenoide.
- Perdas dielétricas: são representadas através de G_{ee} , o valor médio das condutâncias entre espiras adjacentes, e G_{et} , o valor médio das condutâncias estabelecidas entre cada condutor e a terra. As condutâncias são assumidas como dependentes da frequência. Na Figura 4.10, as condutâncias estão representadas por meio de suas resistências equivalentes — R_{Gee} e R_{Get} em referência a G_{ee} e G_{et} respectivamente.

Na Figura 4.10, destaca-se ainda que alguns dos parâmetros localizados nas extremidades do indutor estão divididos por dois (GRIGSBY, 2012; SU, 2012; MARTINEZ-VELASCO, 2009). Além disso e dada a presença de um núcleo ferromagnético, as capacitâncias parasitas entre espiras e núcleo ferromagnético devem ser consideradas, impactando as respostas experimentais e as simulações computacionais.

4.4 APONTAMENTOS FINAIS

Neste capítulo, um circuito equivalente de indutores e enrolamentos de transformadores é definido para as análises comparativas e estudos experimentais desta Tese de Doutorado. O circuito equivalente abarca uma matriz de acoplamento indutivo, uma matriz de acoplamento capacitivo, perdas resistivas e perdas dielétricas. Além disso, é adequado para a análise de transitórios eletromagnéticos de frentes rápida e muito rápida. No próximo capítulo, procedimentos para a implementação dessas representações em simuladores do tipo SPICE e EMTP-ATP (*ElectroMagnetic Transients Program – Alternative Transients Program*) são propostos.

5 IMPLEMENTAÇÃO DOS CIRCUITOS EQUIVALENTES EM SIMULADORES DO TIPO SPICE E EMTP-ATP

Grande parcela dos pacotes de simulação do tipo SPICE (LINEAR TECHNOLOGY, 2017) e EMTP-ATP (KATHOLIEKE UNIVERSITEIT LEUVEN EMTP CENTER, 1987; DOMMEL et al., 1992; MARTINEZ-VELASCO, 1992; MARTINEZ-VELASCO; CAPOLINO; HENAO, 1992; MARTINEZ-VELASCO, 1993; TAMASHIRO et al., 2016) não dispõem de modelos que contemplem satisfatoriamente a análise de transitórios eletromagnéticos de médias e altas frequências (URLING et al., 1989; JURISIC et al., 2016). Além de que, por exemplo, admitir fenômenos como o pelicular, o de proximidade e a histerese magnética podem tornar a representação do circuito equivalente excessivamente complexa. Visando colaborar com a solução desse cenário, este trabalho propõe também procedimentos para a implementação no SPICE e no EMTP-ATP dos modelos de indutores e enrolamentos de transformadores investigados no capítulo anterior. Os objetivos das implementações, com uma atenção especial ao EMTP-ATP, são as simulações no domínio da frequência e do tempo para a análise de transitórios de frentes rápida e muito rápida.

5.1 IMPLEMENTAÇÃO EM SIMULADORES DO TIPO SPICE

O Quadro 5.1 apresenta um pseudocódigo abrangendo os procedimentos adotados para implementar o circuito equivalente da Figura 4.10 no SPICE — executado no LTspice IV (LINEAR TECHNOLOGY, 2017). O foco da implementação proposta é a simulação no domínio da frequência.

Seguem alguns comentários sobre o pseudocódigo indicado no Quadro 5.1:

- Linha 03: o comportamento dependente da frequência das resistências $R(f)$ observado no FEMM 4.2 pode ser ajustado em uma curva com o formato da Equação 5.1, em que ra , rb e rc são parâmetros a serem estimados e f é a frequência operacional do sistema. A título de exemplo, determinou-se $ra = 0,0008$, $rb = 9,7527 \times 10^{-6}$ e $rc = 0,5083$ para o Protótipo A. Além disso, as perdas resistivas por espira são implementadas no SPICE por meio de resistências descritas no domínio da frequência (domínio- s), em que o termo $ABS(s)/6.28$ na linha 03 é igual à frequência e $\{RA\}$, $\{RB\}$ e $\{RC\}$ são as constantes da Equação 5.1.

$$R(f) = ra + rb \times f^{rc}. \quad (5.1)$$

- Linha 04: autoindutâncias $\{LE\}$ e indutâncias mútuas $\{MXY\}$ são utilizadas como va-

Quadro 5.1 – Pseudocódigo exemplificando os procedimentos da implementação no SPICE dos circuitos equivalentes de indutores.

```

01: *SPICE NETLIST DA BOBINA
02: VEXC N001 0 AC 1 Rser=0
03: R1 N001 N002 R=1 Laplace=1/({RA}+{RB}*POW(ABS(s)/6.28,{RC}))
04: B1 N002 N003 V={LE}*ddt(I(B1))+{MXY}*ddt(I(B2))+(...)
05: C12 N001 N003 CEE
06: C1T N001 0 CETMETADE
07: C2T N003 0 CET
08: (...)
09: *DECLARAÇÃO DOS PARÂMETROS
10: .param(...)
11: *CONFIGURAÇÃO DA SIMULAÇÃO
12: .ac dec 1.0e+3 1.0e+3 5.0e+8
13: .backanno
14: .end

```

Fonte: L. F. de Freitas Gutierrez (2017).

riáveis de fontes de tensão controláveis do tipo B (em inglês, *arbitrary behavioral voltage sources*). Tais fontes executam a Equação 5.2, em que I_i e I_j são as correntes elétricas nas espiras i e j de um enrolamento composto por z espiras.

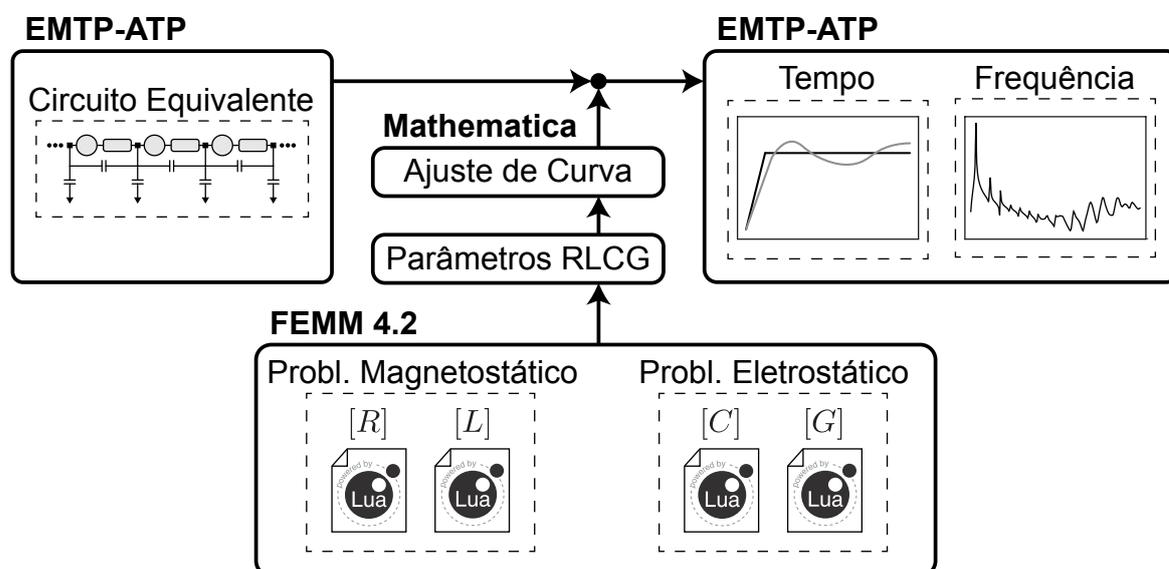
$$V_i = L_i \frac{d}{dt} I_i + \sum_{j=1, j \neq i}^z M_{i,j} \frac{d}{dt} I_j, \quad \forall i, j \in z. \quad (5.2)$$

- Linhas 05, 06, 07: a matriz de acoplamento capacitivo é descrita por meio de {C12, C1T, C2T}, em que C12 é a capacitância parasita entre espiras adjacentes (CEE), C1T é a metade da capacitância parasita entre uma espira e a terra (CETMETADE) e C2T é a capacitância parasita entre uma espira e a terra (CET) — todos são os valores médios verificados através das técnicas analíticas investigadas no Capítulo 3 e do método proposto nesta Tese de Doutorado (discutido no Capítulo 8).
- Linhas 09 e 10: todos os parâmetros (RA, CEE, entre outros) utilizados durante a implementação devem ser declarados nesta seção do código por meio de `.param(...)`.
- Linha 12: configurou-se uma varredura de 1 kHz até 500 MHz com uma distribuição de 1000 pontos por década através de `.ac dec 1.0e+3 1.0e+3 5.0e+8`.

5.2 IMPLEMENTAÇÃO EM SIMULADORES DO TIPO EMTP-ATP

A Figura 5.1 ilustra os procedimentos adotados para a implementação dos circuitos equivalentes em simuladores do tipo EMTP-ATP. O Quadro 5.2 apresenta um pseudocó-

Figura 5.1 – Implementação no EMTP-ATP do circuito equivalente de indutores e de enrolamentos de transformadores.



Fonte: L. F. de Freitas Gutierrez (2017).

Quadro 5.2 – Pseudocódigo demonstrando a configuração inicial da implementação no EMTP-ATP.

```

01: BEGIN NEW DATA CASE
02: C      1      2      3      4      5      6      7      8
03: C 3456789012345678901234567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
04: C===== Configuração inicial =====
05: $PARAMETER
06: CONTRO=0.0
07: BLANK $PARAMETER
08: $PARAMETER
09: C===== Lógica condicional baseada na configuração inicial =====
10: IF(CONTRO.EQ.1.0)THEN
11: SIMUFREQ=$ENABLE '
12: SIMUTIME=$DISABLE'
13: ELSE
14: SIMUFREQ=$DISABLE'
15: SIMUTIME=$ENABLE '
16: ENDIF
17: BLANK $PARAMETER

```

Fonte: L. F. de Freitas Gutierrez (2017).

digo demonstrando a configuração inicial da implementação no EMTP-ATP. Inicialmente, a representação por parâmetros concentrados é declarada e a rede equivalente de elementos RLCG (resistência, indutância, capacitância e condutância) é gerada. Na sequência, o EMTP-ATP interpreta o código resultante e executa a simulação no domínio do tempo ou

da frequência de acordo com a requisição do usuário. Os parâmetros RLCG são derivados de problemas eletrostáticos e magnetostáticos executados no FEMM 4.2 por algoritmos escritos em linguagem de programação Lua 4.0. Os ajustes de curva, quando necessários, são realizados no Mathematica 11.1.1.0 (WOLFRAM RESEARCH, 2017).

Utilizando um \$PARAMETER, o usuário pode configurar um parâmetro denominado CONTRO, veja o Quadro 5.2. Caso CONTRO = 1.0, a simulação no domínio da frequência (SIMUFREQ) é executada e parcelas do código são habilitadas ou inabilitadas por meio das requisições \$ENABLE e \$DISABLE. Por outro lado, a simulação no domínio do tempo (SIMUTIME) é realizada se CONTRO = 0.0. As especificidades das simulações no domínio da frequência e do tempo (resposta transitória ao degrau) são detalhadas em seções específicas na sequência. Por fim, aprofundamentos teóricos sobre a declaração de parâmetros, os comandos e as requisições mencionados durante as explicações são referenciados para Katholieke Universiteit Leuven EMTP Center (1987), Dommel et al. (1992).

5.2.1 Simulação no domínio da frequência

O Quadro 5.3 apresenta a configuração de uma varredura de frequência no EMTP-ATP. A requisição POCKET CALCULATOR VARIES PARAMETERS habilita a simulação no domínio da frequência (MAXKNT = 0 e IOPCVP = 1). Além disso, o parâmetro KNT torna-se igual ao passo de uma varredura sistemática de frequências. Os parâmetros FMINFS e DELFFS são respectivamente a frequência mínima e o incremento definidos pelo usuário para a varredura. O comando FREQUENCY SCAN, linha 10 do Quadro 5.3, configura uma varredura de 1 kHz a 500 MHz com 1000 pontos por década.

Quadro 5.3 – Pseudocódigo demonstrando a configuração dos parâmetros para simulações no domínio da frequência.

01:	C	1	2	3	4	5	6	7	8
02:	C	34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890							
03:	C	===== Parâmetros para simulações no domínio da frequência =====							
04:	SIMUFREQ								
05:	POCKET CALCULATOR VARIES PARAMETERS					0	1		
06:	\$PARAMETER								
07:	RESISTI = (8.5E-4)+(9.7E-6)*((FMINFS)+(KNT-1.0)*(DELFFS))*0.51 \$\$								
08:	RESIST = RESISTI								
09:	BLANK \$PARAMETER								
10:	FREQUENCY SCAN		1.0E3	1.E3	5.0E8	0			

Fonte: L. F. de Freitas Gutierrez (2017).

As perdas resistivas dependentes da frequência (RESIST) foram definidas por meio de um \$PARAMETER na linha 06 do Quadro 5.3. A linha 07 do código executa a Equação

5.1, ajustada com as características do Protótipo A.

A implementação do circuito equivalente no EMTP-ATP pode ser simplificada se a rotina de repetição DO KNT for utilizada como exemplificado no Quadro 5.4 (não confundir com o parâmetro KNT utilizado anteriormente na varredura de frequência). Como indicado

Quadro 5.4 – Pseudocódigo demonstrando a configuração da rotina de repetição DO KNT.

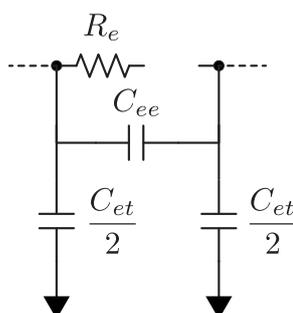
```

01: C      1      2      3      4      5      6      7      8
02: C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
03: C===== DO KNT =====
04: DO KNT=1,25 /OUTPUT
05: $PARAMETER
06: RA___ = KNT      SERIALIZE 'NA000'
07: RB___ = KNT      SERIALIZE 'NB000'
08: CA___ = KNT      SERIALIZE 'NA000'
09: CB___ = KNT + 1. SERIALIZE 'NA000'
10: GA___ = KNT      SERIALIZE 'NA000'
11: GB___ = KNT + 1. SERIALIZE 'NA000'
12: _INCLUDE = '$INCLUDE'
13: CAPATTI = 4.4E-6 $$
14: CAPATT = CAPATTI
15: CAPGNDI = 1.3E-6 $$
16: CAPGND = CAPGNDI
17: BLANK card ends $PARAMETER definitions that are processed just by branch cards
18: SIMUFREQ
19: _INCLUDE, ARBASERES.PCH, RA___,RB___,RESIST
20: _INCLUDE, ARBASECAP.PCH, CA___,CB___,CAPATT
21: _INCLUDE, ARBASECAPT.PCH, GA___,GB___,CAPGND
22: SIMUTIME
23: _INCLUDE, ARBASERESTAC.PCH, RA___,RB___,RESTAC,RESTDC
24: _INCLUDE, ARBASECAP.PCH, CA___,CB___,CAPATT
25: _INCLUDE, ARBASECAPT.PCH, GA___,GB___,CAPGND
26: $ENABLE
27: ENDDO KNT

```

Fonte: L. F. de Freitas Gutierres (2017).

Figura 5.2 – Circuito elementar utilizado pela rotina de repetição DO KNT.



Fonte: L. F. de Freitas Gutierres (2017).

na linha 04 do Quadro 5.4, o EMTP-ATP replica 25 vezes o circuito elementar ilustrado na Figura 5.2, formando a estrutura completa dos protótipos de indutores utilizados nesta Tese de Doutorado (sem a inserção dos parâmetros indutivos).

Outra capacidade do EMTP-ATP presente nas linhas de código do Quadro 5.4 é a representação modular de circuitos previamente compilados (rotina DATA BASE MODULE). As linhas 19, 20 e 21 evidenciam a adição dos módulos ARBASERES.PCH (valor médio das perdas resistivas, R_e), ARBASECAP.PCH (valor médio das capacitâncias parasitas entre espiras adjacentes, C_{ee}) e ARBASECAPT.PCH (valor médio das capacitâncias parasitas entre espiras e a terra, C_{et}) declarados previamente em arquivos auxiliares. Os nós do circuito final são ainda nomeados automaticamente pelo EMTP-ATP durante a rotina de repetição DO KNT.

5.2.2 Simulação no domínio do tempo

A rotina de repetição DO KNT é também utilizada em simulações no domínio do tempo, veja as linhas 22 (habilitação ou inabilitação por meio de SIMUTIME), 23, 24 e 25 do Quadro 5.4. Ademais, uma resistência em corrente contínua (RESTDC) é definida com uma requisição \$PARAMETER como indica o pseudocódigo do Quadro 5.5. Como será discutido no próximo capítulo, essa resistência apresenta uma predominância das perdas associadas ao equipamento de mensuração.

Quadro 5.5 – Pseudocódigo demonstrando a configuração dos parâmetros para simulações no domínio do tempo (primeira etapa).

```

01: C      1      2      3      4      5      6      7      8
02: C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
03: C===== Parâmetros para simulações no domínio do tempo (primeira etapa) =====
04: SIMUTIME
05: $PARAMETER
06: RESTDCI = 0.5 $$
07: RESTDC = RESTDCI
08: BLANK $PARAMETER

```

Fonte: L. F. de Freitas Gutierrez (2017).

Para simulações no domínio da frequência, o valor de f é conhecido durante uma varredura. Assim, a resistência pode ser determinada por meio da Equação 5.2. Para simulações no domínio do tempo, o comportamento dependente da frequência também é calculado através da Equação 5.2. No entanto, o valor da frequência operacional é substituído pela taxa de variação da tensão entre os terminais do enrolamento. Nesse sentido, a expressão a ser utilizada é a seguinte:

$$f \approx \frac{dv/dt}{2\pi\sqrt{A_m^2 - v^2}} \quad (5.3)$$

em que v é a tensão instantânea entre os terminais do indutor e A_m é a amplitude da tensão em regime permanente da simulação.

Quando $v \rightarrow A_m$, o resultado da Equação 5.3 tende ao infinito. Evita-se isso ao limitar a resistência resultante desse procedimento. Neste trabalho de pesquisa, o parâmetro f apresenta um valor máximo admissível igual a 100 MHz (equivalendo aproximadamente a 0,19 Ω para o Protótipo A e 1,31 Ω para o Protótipo B). Por outro lado, o valor da resistência em condição de corrente contínua é utilizado quando a frequência for menor ou igual a 50 Hz. Resistores controlados por TACs — *Transient Analysis Control Systems Library* (Type 91) são utilizados em combinação com uma estratégia de controle para representar as Equações 5.1 e 5.3, veja o pseudocódigo do Quadro 5.6. Além disso, as linhas 19 e 20 desse quadro referem-se à configuração das condutâncias do circuito equivalente.

Quadro 5.6 – Pseudocódigo demonstrando a configuração dos parâmetros para simulações no domínio do tempo (segunda etapa).

```

01: C      1      2      3      4      5      6      7      8
02: C 3456789012345678901234567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
03: C===== Parâmetros para simulações no domínio do tempo (segunda etapa) =====
04: /TACS
05: TACS HYBRID
06: 1XX0003 +TENSAO          1.
07:          1.
08:          1.
09: 98INTER3 = FREQ .GT. XX0004
10: 98INTER2 = 6.28319*(SQRT(0.0001+1-TENSAO**2))
11: 98FREQ   = INTER1 / INTER2
12: 98INTER1 = ABS( XX0003 )
13: 98XX0004 = 50.
14: 98RESINT = -(0.0015)*(INTER3-1.0)+((8.5E-4)+(9.7E-6)*(FREQ)**0.51)*(INTER3)
15: 98INTER4 = FREQ .GT. XX0005
16: 98XX0005 = 1.E8
17: 98RESTAC = -(RESINT)*(INTER4-1.0)+(1.5)*(INTER4)
18: 90TENSAO          1.E3
19: 98RTACDI = 1.0/(((3.7E-13)*(FREQ))+1.0E-50)
20: 98RTACDM = 0.5/(((3.7E-13)*(FREQ))+1.0E-50)
21: 33INTER1
22: 33INTER2
23: 33FREQ
24: 33INTER3
25: 33RESINT
26: 33INTER4
27: 33RESTAC
28: 33RTACDI
29: 77TENSAO          10.

```

O valor adotado para A_m corresponde à tensão nominal do degrau provocado entre os terminais dos indutores de teste no próximo capítulo. Para outras aplicações e análises de transitórios eletromagnéticos, a identificação da tensão em regime permanente do sistema é requerida para o uso da Equação 5.3.

5.2.3 Observações complementares

A definição da matriz de acoplamento indutivo baseia-se nas capacidades dos elementos *Type* 51, 52 e 53 do EMTP-ATP de representarem o acoplamento magnético entre as espiras. O Quadro 5.7 exemplifica a configuração de uma matriz de acoplamento indutivo para um enrolamento composto por seis espiras. Entende-se por L1 como sendo a autoindutância média das espiras. As variáveis M2, M3, M4, M5 e M6 são respectivamente as indutâncias mútuas $M_{1,2}$, $M_{1,3}$, $M_{1,4}$, $M_{1,5}$ e $M_{1,6}$ em referência à espira 1. De acordo com pesquisas realizadas e com as contribuições de Abdallah e Alaküla (2014), a matriz de acoplamento indutivo pode ser derivada no FEMM 4.2 como resultado da análise de uma única espira do indutor. Isso fundamenta-se principalmente na simetria estrutural dos indutores de teste. Maiores explicações sobre a determinação da matriz de acoplamento indutivo no FEMM 4.2 encontram-se no Capítulo 4 e no Apêndice A.

Por último, o código para o EMTP-ATP abrangendo a matriz de acoplamento indutivo é gerado automaticamente por meio de uma aplicação programada no Mathematica 11.1.1.0 (WOLFRAM RESEARCH, 2017).

Quadro 5.7 – Pseudocódigo exemplificando a configuração de uma matriz de acoplamento indutivo.

```

01: C      1      2      3      4      5      6      7      8
02: C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
03: C===== Matriz de acoplamento indutivo =====
04: 51NODE01NODE02                L1____
05: 52NODE02NODE03                M2____          L1____
06: 53NODE03NODE04                M3____          M2____          L1____-
-
07: 54NODE04NODE05                M4____          M3____          M2____-
-
08:                                L1____
09: 55NODE05NODE06                M5____          M4____          M3____-
-
10:                                M2____          L1____
11: 56NODE06NODE07                M6____          M5____          M4____-
-
12:                                M3____          M2____          L1____-
-

```

5.3 APONTAMENTOS FINAIS

Procedimentos para a implementação no SPICE e no EMTP-ATP dos circuitos equivalentes adotados no Capítulo 4 foram propostos neste capítulo. As implementações são adaptáveis tanto para simulações no domínio da frequência quanto do tempo. No próximo capítulo, as implementações serão utilizadas para as análises comparativas com as observações experimentais, bem como para a metodologia de validação do método proposto nesta Tese de Doutorado.

Destaca-se que tanto a implementação no SPICE quanto no EMTP-ATP apresentam resultados consideravelmente similares (idênticos na maior parte dos estudos de casos). Entretanto, existe uma preferência pelo uso do EMTP-ATP em razão das linhas de pesquisa do autor.

6 METODOLOGIA DE VALIDAÇÃO

Este capítulo apresenta uma metodologia de validação dos circuitos equivalentes adotados no Capítulo 3. Para tanto, seis representações equivalentes para os Protótipos A e B foram desenvolvidas, implementadas no EMTP-ATP e verificadas experimentalmente, a saber:

1. Modelo 1: matriz de acoplamento capacitivo completa com perdas dielétricas.
2. Modelo 2: matriz de acoplamento capacitivo completa sem perdas dielétricas.
3. Modelo 3: matriz de acoplamento capacitivo simplificada com perdas dielétricas.
4. Modelo 4: matriz de acoplamento capacitivo simplificada sem perdas dielétricas.
5. Modelo 5: matriz de acoplamento capacitivo simplificada com perdas dielétricas e com parâmetros divididos por dois nos terminais do solenoide.
6. Modelo 6: matriz de acoplamento capacitivo simplificada sem perdas dielétricas e com parâmetros divididos por dois nos terminais do solenoide.

Entende-se por "matriz de acoplamento capacitivo completa" como a existência de relações capacitivas entre qualquer par de espiras, enquanto apenas as capacitâncias parasitas entre espiras fisicamente adjacentes são consideradas na "matriz de acoplamento capacitivo simplificada". Independentemente disso, capacitores entre todas as espiras e o plano de potencial comum são representados nos circuitos equivalentes.

Reforça-se que a matriz de acoplamento indutivo corresponde ao exposto na Figura 4.10, respeitando as fundamentações teóricas e os modelos estudados nos capítulos anteriores. A principal diferença entre os circuitos equivalentes está na consideração ou não das perdas dielétricas, assim como da metade dos parâmetros nas extremidades do enrolamento.

Os parâmetros RLCG (resistência, indutância, capacitância e condutância) de todos os modelos investigados neste capítulo foram determinados através do Método dos Elementos Finitos (MEF), executado no FEMM 4.2. Aprofundamentos teóricos sobre as configurações básicas e os procedimentos adotados no FEMM 4.2 nos modos eletrostático e magnetostático encontram-se nos Capítulos 3 e 4, bem como no Apêndice A.

Nas próximas seções, a metodologia de validação dos seis circuitos equivalentes dos Protótipos A e B é apresentada. Ela consiste de verificações no domínio da frequência e através da resposta transitória ao degrau (domínio do tempo). Além disso, a dependência da frequência inerente à impedância série equivalente dos indutores de teste foi também validada por meio de comparações entre medições e os resultados obtidos segundo o MEF.

6.1 MEDIÇÕES EM LABORATÓRIO

Os modelos foram validados através de comparações entre as simulações no EMTP-ATP e as medições em laboratório. O seguinte equipamento foi utilizado para tanto:

1. Agilent 4395A *network, spectrum, impedance analyzer* (ilustrado na Figura 6.1a).
2. Solartron 1260A *frequency response analyzer*.
3. Keysight E4980A *precision LCR meter*.
4. QuadTech 1910 *inductance analyzer* associado com um QuadTech 1320 *bias current source* (ilustrados na Figura 6.1b).
5. Yokogawa DLM4038 *mixed signal oscilloscope*.
6. Tektronix MSO3054 *mixed signal oscilloscope*.
7. Tektronix TCPA300 *AC/DC current probe amplifier*.
8. Rigol DG1022 *arbitrary waveform function generator*.
9. Iso-Tech GFG-2004 *function generator*.

Figura 6.1 – Equipamento utilizado para as medições em laboratório: (a) Agilent 4395A *network, spectrum, impedance analyzer* utilizado para as verificações no domínio da frequência; (b) QuadTech 1910 *inductance analyzer* associado com um QuadTech 1320 *bias current source* utilização para as verificações da impedância série equivalente.



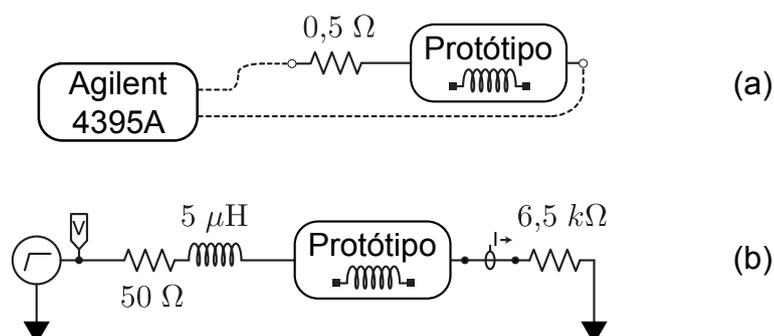
(a)



(b)

A Figura 6.2 demonstra o esquemático dos dois testes (resposta transitória e no domínio da frequência) realizados com os Protótipos A e B. No domínio da frequência, observe que a variável mensurada é a impedância de entrada do dispositivo, enquanto a tensão de entrada e a corrente de saída compõem as observações da resposta transitória.

Figura 6.2 – Esquemáticos dos testes experimentais: (a) Verificação no domínio da frequência; (b) Verificação através da resposta transitória ao degrau.



Fonte: L. F. de Freitas Gutierres (2017).

6.2 VERIFICAÇÕES NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA

Em laboratório, varreduras de frequência foram realizadas com um Agilent 4395A *network, spectrum, impedance analyzer*, como exposto na Figura 6.2a. As diferenças entre os resultados das simulações no EMTP-ATP e as medições com foco na frequência de ressonância encontram-se resumidas nas Tabelas 6.1 e 6.2 para o Protótipo A; e nas Tabelas 6.3 e 6.4 para o Protótipo B. As comparações entre a implementação no EMTP-ATP com perdas dielétricas e as medições são apresentadas nas Figuras 6.3a (Protótipo A) e 6.3b

Tabela 6.1 – Comparações entre as medições e os modelos 1, 2 e 3 implementados no EMTP-ATP para o Protótipo A.

Parâmetros Comparativos		Medições	Modelo 1	Modelo 2	Modelo 3
Domínio da Freq.	Freq. de Ressonância	18,15 MHz (RC)	20,79 MHz (-14,54%)	20,79 MHz (-14,54%)	18,84 MHz (-3,80%)
	Impedância de Pico	203,84 kΩ (RC)	217,30 kΩ (-6,60%)	234,50 kΩ (-15,04%)	177,30 kΩ (13,00%)
Resp. Transitória	Corrente de Pico	2,59 mA (RC)	2,82 mA (-8,88%)	2,82 mA (-8,88%)	2,85 mA (-10,00%)

Fonte: L. F. de Freitas Gutierres (2017).

(Protótipo B). Essas figuras ilustram os resultados computacionais obtidos com o modelo 5 (matriz de acoplamento capacitivo simplificada com perdas dielétricas e com parâmetros divididos por dois nos terminais do solenoide) para ambos os protótipos de indutores.

Tabela 6.2 – Comparações entre as medições e os modelos 4, 5 e 6 implementados no EMTP-ATP para o Protótipo A.

Parâmetros Comparativos		Medições	Modelo 4	Modelo 5	Modelo 6
Domínio da Freq.	Freq. de Ressonância	18,15 MHz (RC)	18,84 MHz (-3,80%)	18,84 MHz (-3,80%)	18,84 MHz (-3,80%)
	Impedância de Pico	203,84 k Ω (RC)	188,20 k Ω (7,70%)	177,30 k Ω (13,00%)	188,20 k Ω (7,70%)
Resp. Transitória	Corrente de Pico	2,59 mA (RC)	2,85 mA (-10,00%)	2,85 mA (-10,00%)	2,85 mA (-10,00%)

Fonte: L. F. de Freitas Gutierrez (2017).

Tabela 6.3 – Comparações entre as medições e os modelos 1, 2 e 3 implementados no EMTP-ATP para o Protótipo B.

Parâmetros Comparativos		Medições	Modelo 1	Modelo 2	Modelo 3
Domínio da Freq.	Freq. de Ressonância	16,35 MHz (RC)	17,47 MHz (-6,85%)	17,47 MHz (-6,85%)	17,29 MHz (-5,75%)
	Impedância de Pico	50,64 k Ω (RC)	48,19 k Ω (4,84%)	48,65 k Ω (3,93%)	46,90 k Ω (7,40%)
Resp. Transitória	Corrente de Pico	2,61 mA (RC)	2,78 mA (-6,51%)	2,78 mA (-6,51%)	2,82 mA (-8,05%)

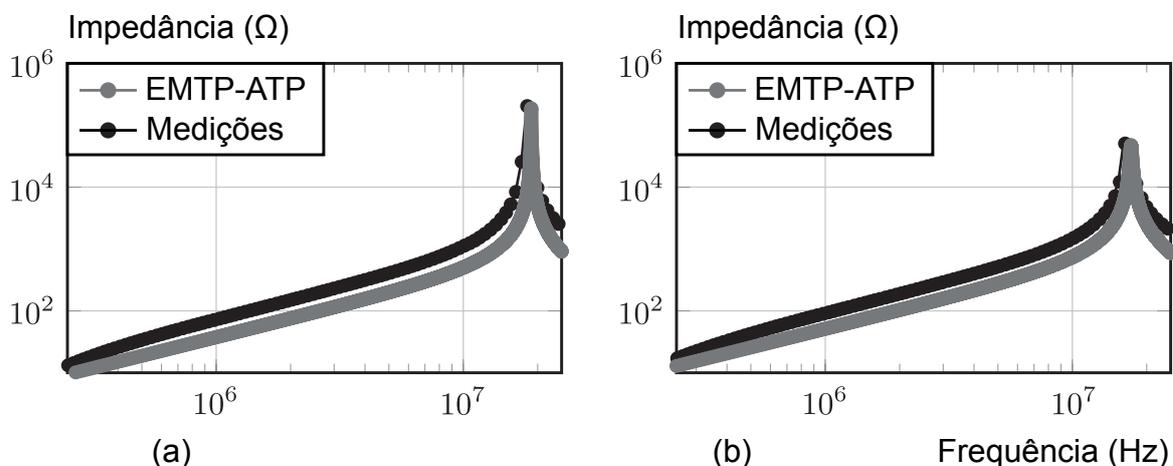
Fonte: L. F. de Freitas Gutierrez (2017).

Tabela 6.4 – Comparações entre as medições e os modelos 4, 5 e 6 implementados no EMTP-ATP para o Protótipo B.

Parâmetros Comparativos		Medições	Modelo 4	Modelo 5	Modelo 6
Domínio da Freq.	Freq. de Ressonância	16,35 MHz (RC)	17,29 MHz (-5,75%)	17,29 MHz (-5,75%)	17,29 MHz (-5,75%)
	Impedância de Pico	50,64 k Ω (RC)	47,34 k Ω (6,50%)	46,90 k Ω (7,40%)	47,34 k Ω (6,50%)
Resp. Transitória	Corrente de Pico	2,61 mA (RC)	2,82 mA (-8,05%)	2,82 mA (-8,05%)	2,82 mA (-8,05%)

Fonte: L. F. de Freitas Gutierrez (2017).

Figura 6.3 – Verificação no domínio da frequência através do Modelo 5: (a) Protótipo A; (b) Protótipo B.



Fonte: L. F. de Freitas Gutierrez (2017).

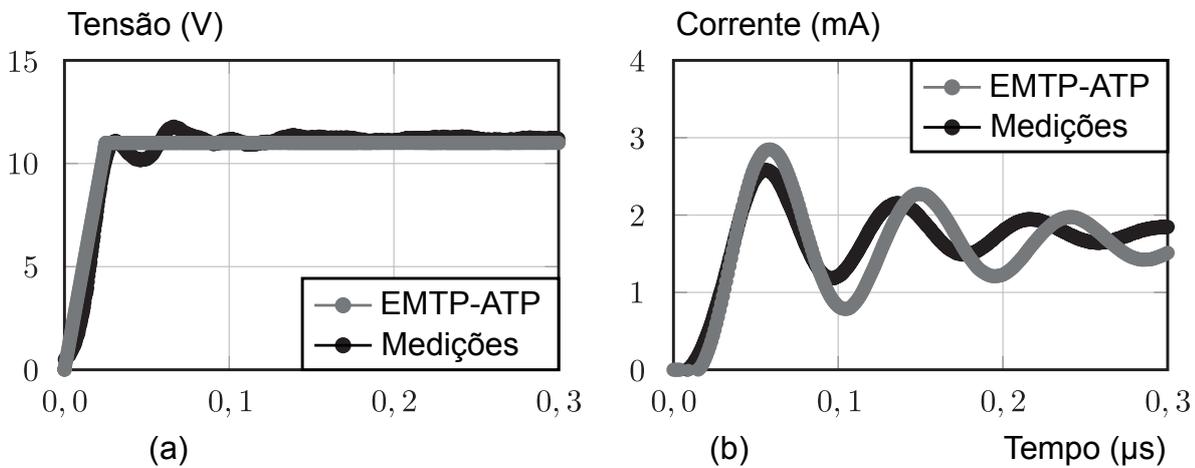
6.3 VERIFICAÇÕES ATRAVÉS DA RESPOSTA TRANSITÓRIA

Verificou-se a resposta ao degrau de ambos protótipos para um tempo de subida igual a 25 ns. As medições foram obtidas combinando um gerador de funções e um osciloscópio (Yokogawa DLM4038 *mixed signal oscilloscope*, Tektronix MSO3054 *mixed signal oscilloscope*, Rigol DG1022 *arbitrary waveform function generator*, Iso-Tech GFG-2004 *function generator*). Adicionou-se um resistor de precisão de 6,5 kΩ com tolerância de 5% em série com os indutores de teste uma vez que a resistência equivalente desses é consideravelmente pequena; como ilustrado na Figura 6.2b. As Figuras 6.4 e 6.5 comparam as formas de onda da tensão e da corrente obtidas por meio das simulações no EMTP-ATP (utilizando o Modelo 5 para ambos os protótipos) e das constatações experimentais. Observe que, apesar da correspondência entre simulações e medições não ser perfeita, é boa o suficiente para considerar os procedimentos propostos como adequados (verifique também os resultados organizados nas Tabelas 6.1, 6.2, 6.3 e 6.4). Por fim, as simulações consideram uma resistência da fonte de alimentação igual a 50 Ω e uma indutância parasita dos cabos equivalente a 5 μH identificada com um Solartron 1260A *frequency response analyzer*.

6.4 VERIFICAÇÕES ATRAVÉS DA IMPEDÂNCIA SÉRIE EQUIVALENTE

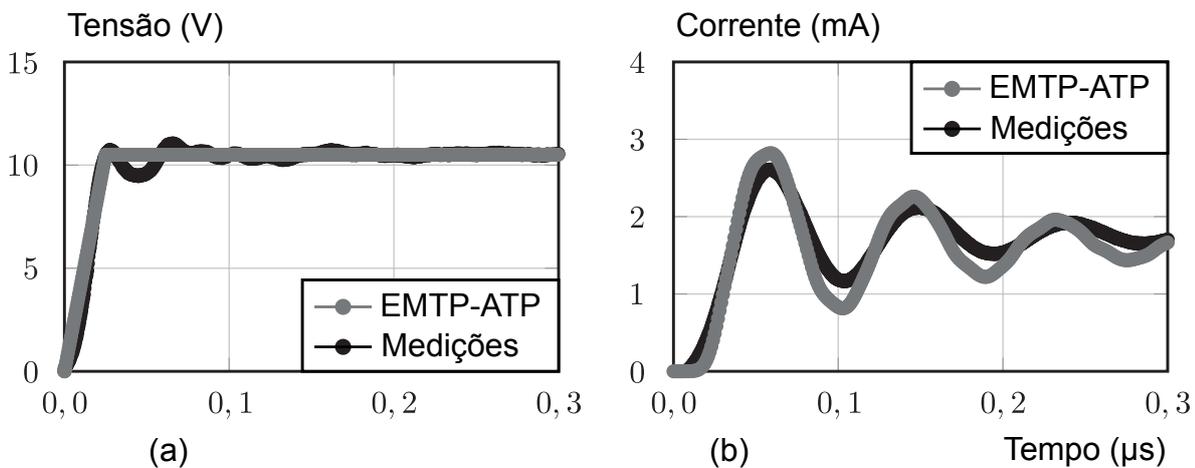
As intensidades da resistência e da indutância série equivalente dos protótipos foram também validadas. As Figuras 6.6 e 6.7 demonstram as comparações estabelecidas

Figura 6.4 – Verificação no domínio do tempo para o Protótipo A através do Modelo 5: (a) Forma de onda da tensão; (b) Forma de onda da corrente.



Fonte: L. F. de Freitas Gutierrez (2017).

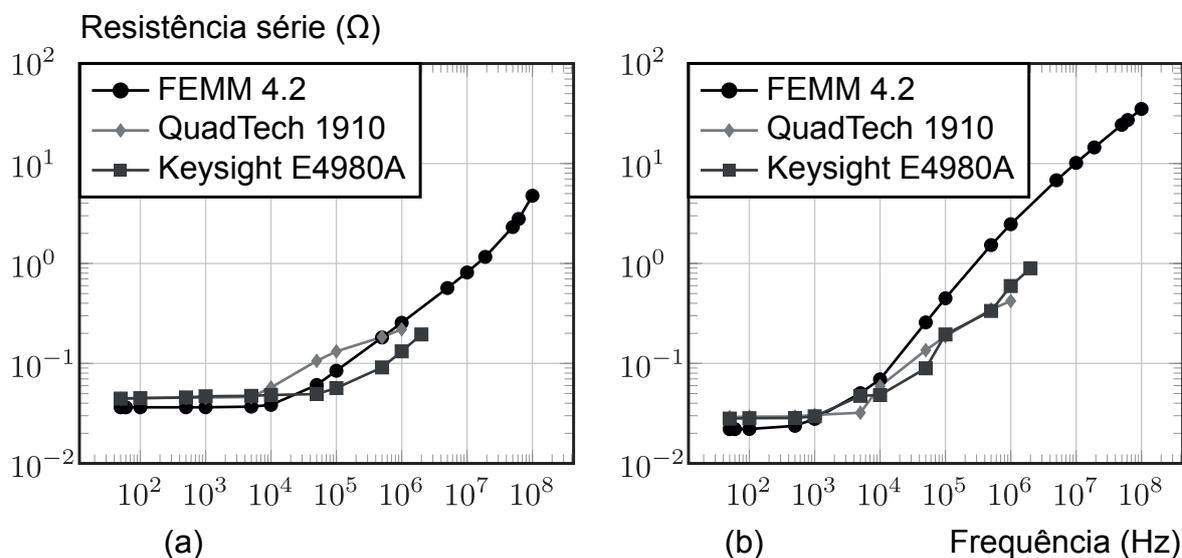
Figura 6.5 – Verificação no domínio do tempo para o Protótipo B através do Modelo 5: (a) Forma de onda da tensão; (b) Forma de onda da corrente.



Fonte: L. F. de Freitas Gutierrez (2017).

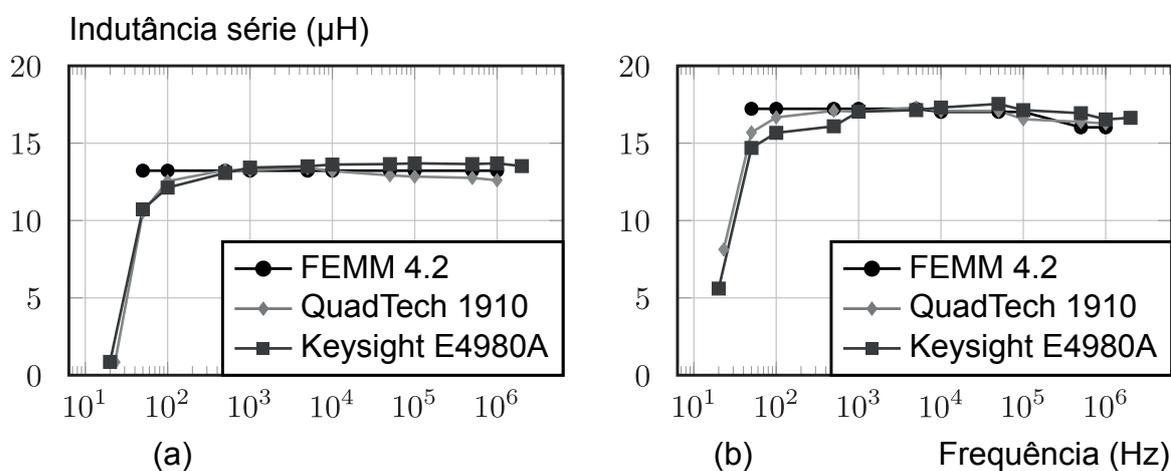
entre as simulações no FEMM 4.2 e as observações experimentais. Os estudos em laboratório foram realizados com um Keysight E4980A *precision LCR meter* e um QuadTech 1910 *inductance analyzer* associado com um QuadTech 1320 *bias current source*. Como esperado, a resistência série equivalente apresenta um comportamento dependente da frequência causado pelos efeitos pelicular e de proximidade, enquanto a indutância série equivalente permanece praticamente constante acima de 100 Hz. Ademais, a correspondência entre as medições e as simulações é qualitativamente boa, confirmando a utilidade do Método dos Elementos Finitos (MEF) para derivar os parâmetros RLCG.

Figura 6.6 – Validação da resistência série equivalente obtida no FEMM 4.2: (a) Protótipo A; (b) Protótipo B.



Fonte: L. F. de Freitas Gutierres (2017).

Figura 6.7 – Validação da indutância série equivalente obtida no FEMM 4.2: (a) Protótipo A; (b) Protótipo B.



Fonte: L. F. de Freitas Gutierres (2017).

6.5 CONSTATAÇÕES EXPERIMENTAIS

Das comparações fornecidas nas Tabelas 6.1, 6.2, 6.3 e 6.4; bem como dos resultados evidenciados pelas verificações em laboratório, é possível apontar que:

- A melhor correspondência entre frequências de ressonância observadas é obtida através dos modelos simplificados, sendo as diferenças entre as respostas das re-

representações com e sem perdas dielétricas insignificante. Por outro lado, os valores de impedância mais precisos para os picos de ressonância foram obtidos com os modelos detalhados (matriz de acoplamento capacitivo completa). Contudo, o impacto das perdas dielétricas na precisão da resposta variou em cada protótipo.

- Os circuitos equivalentes completos apresentaram melhores performances nas respostas transitórias ao degrau, sendo as diferenças entre as representações com e sem perdas dielétricas desprezíveis.

7 ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE MÉTODOS ANALÍTICOS E O MÉTODO DOS ELEMENTOS FINITOS

Este capítulo está dividido em quatro partes que contemplam diferentes aspectos da análise comparativa entre métodos analíticos e o Método dos Elementos Finitos (MEF). A primeira seção aborda procedimentos para a identificação das frequências de ressonância dos circuitos equivalentes por meio do MEF, executado no FEMM 4.2. A segunda e a terceira seções apresentam os estudos comparativos, seguidas por discussões na quarta seção.

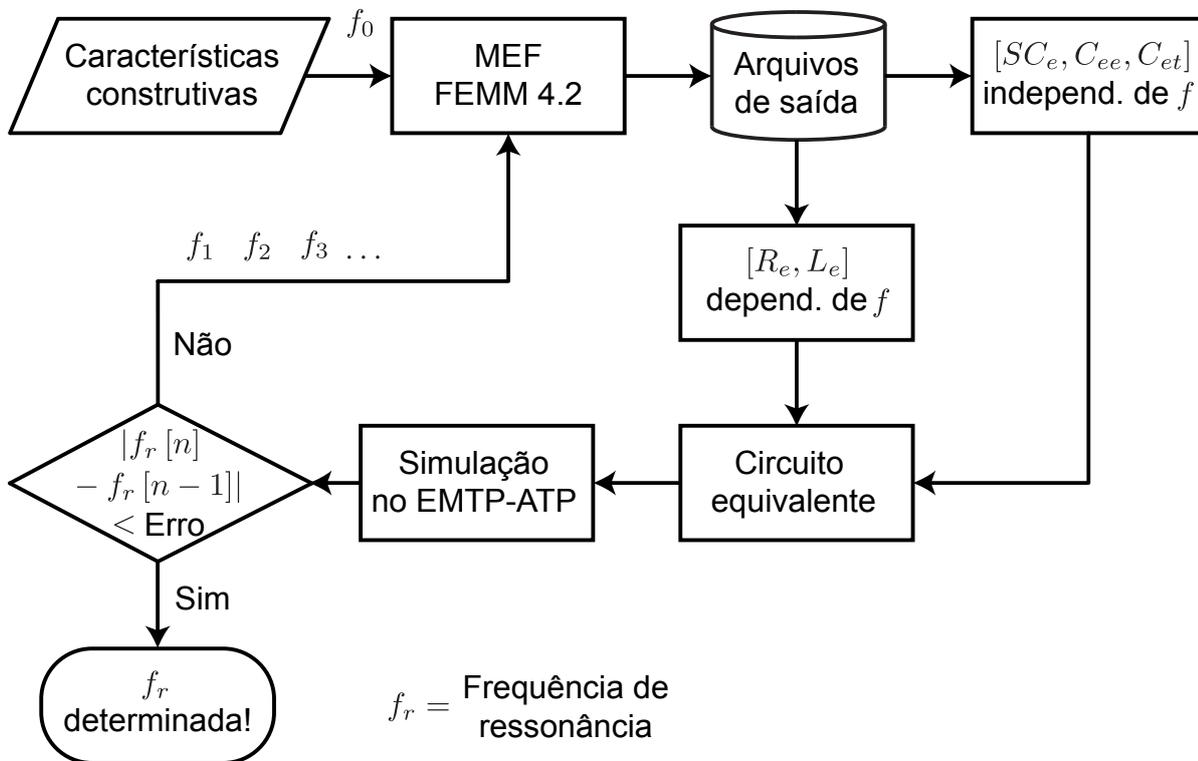
7.1 IDENTIFICAÇÃO DAS FREQUÊNCIAS DE RESSONÂNCIA NO FEMM 4.2

A Figura 7.1 ilustra uma visão geral dos procedimentos para identificar as frequências de ressonância dos circuitos equivalentes de indutores e enrolamentos de transformadores com o MEF, executado no FEMM 4.2. Uma metodologia similar é discutida no trabalho de Winkler (2010).

A determinação das frequências de ressonância no FEMM 4.2 baseia-se em uma rotina de repetição (*loop*) iterativa, requerida em razão da dependência da frequência das resistências (efeitos pelicular e de proximidade) e dos parâmetros indutivos (na presença de um núcleo ferromagnético). Em uma primeira etapa, configuram-se os problemas eletrostático e magnetostático no FEMM 4.2, respeitando as especificações dos materiais e características construtivas da bobina. Para o problema magnetostático, adota-se uma frequência padrão (como $f_0 = 50$ Hz, por exemplo) para a determinação de R_e , L_e e indutâncias mútuas, válidos para essa condição operacional. Na sequência, todos os parâmetros RLC (condutâncias são ignoradas nesta explicação) estimados para f_0 compõem um circuito elétrico equivalente do enrolamento, conforme discutido no Capítulo 4.

Mediante simulações no EMTP-ATP ou no LTspice IV (detalhadas no Capítulo 5), uma frequência de ressonância primária ($f_r [0]$) é identificada. Após isso, a primeira repetição iterativa é realizada e os parâmetros RL dependentes da frequência são novamente calculados, agora para uma frequência operacional equivalente à frequência de ressonância primária ($f_1 = f_r [0]$). Uma vez mais, o circuito equivalente é simulado no EMTP-ATP ou no LTspice IV, respeitando os novos parâmetros determinados para f_1 . Dessa maneira, uma nova frequência de ressonância é obtida ($f_r [1]$). Caso a diferença relativa entre $f_r [0]$ e $f_r [1]$ for menor que um certo nível de precisão estipulado pelo usuário (nível de erro), a rotina de repetição iterativa termina e a frequência de ressonância está identificada. Em caso contrário, a rotina de repetição iterativa é mantida até que a diferença relativa entre $f_r [n]$ e $f_r [n - 1]$ atinja o valor almejado de precisão ($|f_r [n] - f_r [n - 1]| < \text{erro definido}$).

Figura 7.1 – Procedimento para identificar as frequências de ressonância através do MEF, executado no FEMM 4.2.



Fonte: L. F. de Freitas Gutierrez (2017).

7.2 ESTUDO COMPARATIVO I

O foco desta primeira análise comparativa é a capacitância parasita entre espiras fisicamente adjacentes resultante de cada um dos métodos analíticos e do Método dos Elementos Finitos (MEF) investigados no Capítulo 3 desta Tese de Doutorado. A Tabela 7.1 organiza os resultados provenientes de cada um dos métodos para os Protótipos A e B, bem como as suas diferenças percentuais em referência ao MEF (FEMM 4.2). O modelo de capacitor cilíndrico não foi analisado neste estudo de caso visto que não é adequado para a representação de enrolamentos em um nível de espiras.

7.3 ESTUDO COMPARATIVO II

O foco desta segunda análise comparativa são as frequências de ressonância verificadas durante as simulações e as medições experimentais. As referências comparativas (RC) são as frequências de ressonância obtidas através de um Agilent 4395A *network, spectrum, impedance analyzer*. O circuito equivalente corresponde ao Modelo 5 (estudado

Tabela 7.1 – Resumo do estudo comparativo I para os Protótipos A e B, em que RC é a referência comparativa; Δ é o método analítico de Massarini, Kazimierczuk e Grandi (1996), Massarini e Kazimierczuk (1996, 1997); Adaptação A são as alterações de Kazimierczuk (2014) em Δ ; e Adaptação B são as modificações de Aghaei e Kaboli (2017) em Δ .

Método	Protótipo A (pF)	Protótipo B (pf)
MEF (FEMM 4.2)	4,2637 (RC)	21,2953 (RC)
Capacitor de planas e paralelas	6,6824 (-56,73%)	11,7494 (44,83%)
Koch (1968)	3,3959 (20,35%)	19,5008 (8,43%)
Versão completa de Δ	2,1516 (49,54%)	17,9682 (15,62%)
Versão simplificada de Δ	2,2659 (46,86%)	23,8929 (-12,19%)
Adaptação A de Δ	3,9029 (8,46%)	20,8771 (1,96%)
Adaptação B de Δ	2,8201 (33,84%)	19,3431 (9,17%)
Grandi et al. (1999)	2,6560 (37,73%)	13,8790 (34,83%)

Fonte: L. F. de Freitas Gutierrez (2017).

no Capítulo 6) — considera as indicações dos Capítulos 4 e 5 para a determinação da matriz de acoplamento indutivo, perdas resistivas e perdas dielétricas, bem como os parâmetros encontram-se divididos por dois nos terminais do solenoide (vide Figura 4.10). Além disso, abrange uma matriz de acoplamento capacitivo simplificada dos indutores de teste A e B, em que somente as capacitâncias próprias (para o cálculo dos capacitores entre espiras e o plano de potencial comum) e as capacitâncias parasitas entre espiras fisicamente adjacentes são representadas.

Como nem todos os métodos analíticos investigados no Capítulo 3 propõem formulações matemáticas para a estimação das capacitâncias parasitas entre espiras e o plano de potencial comum — modelo de capacitor de placas planas e paralelas e o método analítico de Koch (1968) —, quatro abordagens diferentes foram adotadas:

1. Primeira abordagem: matriz de acoplamento capacitivo de acordo com as informações resultantes de cada método analítico.
2. Segunda abordagem: matriz de acoplamento capacitivo considerando as capacitâncias parasitas entre espiras e a terra iguais ao resultado dado pela Equação 3.44 do método analítico de Grandi et al. (1999). Para essas estimativas, assumiu-se uma distância entre espiras e a blindagem (terra) equivalente ao comprimento médio das espiras dos protótipos.
3. Terceira abordagem: matriz de acoplamento capacitivo considerando as capacitâncias parasitas entre espiras e a terra iguais ao resultado dado pela Equação 3.38 do método analítico de Massarini, Kazimierczuk e Grandi (1996), Massarini e Kazimierczuk (1996, 1997).
4. Quarta abordagem: matriz de acoplamento capacitivo considerando a média das autocapacitâncias determinadas no modo eletrostático do FEMM 4.2 para cada um

dos protótipos. As capacitâncias entre espiras e o plano de potencial comum são determinadas através das Equações 3.9, 3.10 e 3.11 (respeitando os resultados organizados na Tabela 7.1). Segundo simulações executadas no FEMM 4.2, as médias das autocapacitâncias das espiras dos Protótipos A e B são 9,32 pF e 41,98 pF respectivamente. Caso a capacitância entre espira e a terra resultante da Equação 3.9 seja negativa, apenas as capacitâncias entre espiras adjacentes são modeladas.

As Tabelas 7.2, 7.3, 7.4 e 7.5 apresentam os principais resultados obtidos para cada uma das abordagens do estudo comparativo II.

Tabela 7.2 – Resumo do estudo comparativo II em uma primeira abordagem para os Protótipos A e B, em que RC é a referência comparativa; Δ é o método analítico de Massarini, Kazimierczuk e Grandi (1996), Massarini e Kazimierczuk (1996, 1997); Adaptação A são as alterações de Kazimierczuk (2014) em Δ ; e Adaptação B são as modificações de Aghaei e Kaboli (2017) em Δ .

Método	Protótipo A (MHz)	Protótipo B (MHz)
Agilent 4395A	18,15 (RC)	16,35 (RC)
MEF (FEMM 4.2)	18,84 (-3,80%)	17,29 (-5,75%)
Capacitor de planas e paralelas	125,00 (-588,70%)	80,20 (-390,52%)
Koch (1968)	175,50 (-864,19%)	63,80 (-290,21%)
Versão completa de Δ	10,10 (44,35%)	3,00 (81,65%)
Versão simplificada de Δ	9,70 (46,56%)	2,60 (84,10%)
Adaptação A de Δ	7,40 (59,23%)	2,80 (82,87%)
Adaptação B de Δ	8,80 (51,51%)	2,90 (82,26%)
Grandi et al. (1999)	22,30 (-22,86%)	18,80 (-14,98%)

Fonte: L. F. de Freitas Gutierrez (2017).

Tabela 7.3 – Resumo do estudo comparativo II em uma segunda abordagem para os Protótipos A e B, em que RC é a referência comparativa; Δ é o método analítico de Massarini, Kazimierczuk e Grandi (1996), Massarini e Kazimierczuk (1996, 1997); Adaptação A são as alterações de Kazimierczuk (2014) em Δ ; e Adaptação B são as modificações de Aghaei e Kaboli (2017) em Δ .

Método	Protótipo A (MHz)	Protótipo B (MHz)
Agilent 4395A	18,15 (RC)	16,35 (RC)
MEF (FEMM 4.2)	18,84 (-3,80%)	17,29 (-5,75%)
Capacitor de planas e paralelas	22,10 (-21,76%)	18,90 (-15,60%)
Koch (1968)	22,20 (-22,31%)	18,60 (-13,76%)
Versão completa de Δ	22,30 (-22,86%)	18,70 (-14,37%)
Versão simplificada de Δ	22,30 (-22,86%)	18,40 (-12,54%)
Adaptação A de Δ	22,22 (-22,42%)	18,50 (-13,15%)
Adaptação B de Δ	22,30 (-22,86%)	18,60 (-13,76%)
Grandi et al. (1999)	22,30 (-22,86%)	18,80 (-14,98%)

Fonte: L. F. de Freitas Gutierrez (2017).

Tabela 7.4 – Resumo do estudo comparativo II em uma terceira abordagem para os Protótipos A e B, em que RC é a referência comparativa; Δ é o método analítico de Massarini, Kazimierczuk e Grandi (1996), Massarini e Kazimierczuk (1996, 1997); Adaptação A são as alterações de Kazimierczuk (2014) em Δ ; e Adaptação B são as modificações de Aghaei e Kaboli (2017) em Δ .

Método	Protótipo A (MHz)	Protótipo B (MHz)
Agilent 4395A	18,15 (RC)	16,35 (RC)
MEF (FEMM 4.2)	18,84 (-3,80%)	17,29 (-5,75%)
Capacitor de planas e paralelas	5,70 (68,59%)	3,70 (77,37%)
Koch (1968)	8,00 (55,92%)	2,90 (82,26%)
Versão completa de Δ	10,10 (44,35%)	3,00 (81,65%)
Versão simplificada de Δ	9,70 (46,56%)	2,60 (84,10%)
Adaptação A de Δ	7,40 (59,23%)	2,80 (82,87%)
Adaptação B de Δ	8,80 (51,51%)	2,90 (82,26%)
Grandi et al. (1999)	8,90 (50,96%)	3,40 (79,20%)

Fonte: L. F. de Freitas Gutierrez (2017).

Tabela 7.5 – Resumo do estudo comparativo II em uma quarta abordagem para os Protótipos A e B, em que RC é a referência comparativa; Δ é o método analítico de Massarini, Kazimierczuk e Grandi (1996), Massarini e Kazimierczuk (1996, 1997); Adaptação A são as alterações de Kazimierczuk (2014) em Δ ; e Adaptação B são as modificações de Aghaei e Kaboli (2017) em Δ .

Método	Protótipo A (MHz)	Protótipo B (MHz)
Agilent 4395A	18,15 (RC)	16,35 (RC)
MEF (FEMM 4.2)	18,84 (-3,80%)	17,29 (-5,75%)
Capacitor de planas e paralelas	125,00 (-588,70%)	3,00 (81,65%)
Koch (1968)	12,90 (28,93%)	8,90 (45,57%)
Versão completa de Δ	9,10 (49,86%)	7,30 (55,35%)
Versão simplificada de Δ	9,50 (47,66%)	7,30 (55,35%)
Adaptação A de Δ	16,40 (9,64%)	60,70 (-271,25%)
Adaptação B de Δ	10,60 (41,60%)	63,80 (-290,21%)
Grandi et al. (1999)	10,40 (42,70%)	4,80 (70,64%)

Fonte: L. F. de Freitas Gutierrez (2017).

7.4 DISCUSSÕES

Por meio dos resultados verificados nas análises comparativas I e II, percebe-se a necessidade de se representar e respeitar a matriz de acoplamento capacitivo durante estudos no domínio da frequência e das respostas transitórias. Das comparações elencadas acima, destacam-se alguns tópicos de discussão:

- De modo geral, os estudos comparativos I e II indicam que a técnica mais precisa para determinar as capacitâncias parasitas em sistemas de múltiplos condutores é o Método dos Elementos Finitos (MEF). Tal constatação é principalmente notável atra-

vés das análises comparativas da Tabela 7.1, aliadas com os estudos experimentais apresentados no Capítulo 6.

- Observa-se, através dos resultados organizados na Tabela 7.2, a importância de se respeitar a representação da matriz de acoplamento capacitivo e as relações matemáticas descritas pelas Equações 3.6 e 3.7. Métodos analíticos que não fornecem informações completas sobre os capacitores entre espiras e a terra demonstraram diferenças percentuais maiores do que 100% na primeira abordagem.
- A segunda e a terceira abordagens do estudo comparativo II proporcionaram erros menores do que 100%, mas ainda são significantes quando comparados com o MEF.
- Considerar as autocapacitâncias determinadas no FEMM 4.2; as capacitâncias parasitas entre espiras adjacentes resultantes de cada método analítico; e as Equações 3.9, 3.10 e 3.11 para o cálculo das capacitâncias entre espiras e a terra (quarta abordagem) não é suficiente para obter uma melhor correspondência com as medições experimentais. Apenas a Adaptação A do método analítico de Massarini, Kazimierczuk e Grandi (1996), Massarini e Kazimierczuk (1996, 1997) apresentou uma redução qualitativamente boa do nível de erro em comparação com o MEF e as demais abordagens para o Protótipo A. Mesmo assim, uma informação adicional (valor médio das autocapacitâncias parasitas) foi necessária em relação às fornecidas originalmente pelo método analítico de Massarini, Kazimierczuk e Grandi (1996), Massarini e Kazimierczuk (1996, 1997) e a adaptação de Kazimierczuk (2014).
- Para o cálculo da capacitância parasita entre espiras adjacentes de indutores de uma camada de espiras e quando comparado com as demais técnicas analíticas, a Adaptação A (KAZIMIERCZUK, 2014) do método analítico de Massarini, Kazimierczuk e Grandi (1996), Massarini e Kazimierczuk (1996, 1997) apresenta as menores diferenças em referência ao MEF.

8 PROPOSTA DE MÉTODO PARA A DETERMINAÇÃO DE CAPACITÂNCIAS PARASITAS EM SISTEMAS ELETROMAGNÉTICOS

O objetivo deste capítulo é propor um método para a determinação de capacitâncias parasitas em sistemas compostos por múltiplos condutores — especificamente, as autocapacitâncias (SC_e) e as capacitâncias parasitas entre espiras fisicamente adjacentes (C_{ee}). A proposta almeja superar algumas das desvantagens de métodos analíticos disponibilizados na literatura especializada, como os trabalhos de Koch (1968), Massarini, Kazimierczuk e Grandi (1996), Massarini e Kazimierczuk (1996, 1997), Grandi et al. (1999). Em particular, o método proposto não é baseado em domínios de validade onde as linhas de força do campo elétrico encontram-se limitadas e compartilhadas de forma equitativa entre as espiras. Além disso, a proposta não se estrutura também em suposições simplificadoras da distribuição do campo elétrico no decorrer da topologia de um enrolamento. Ao contrário disso, células padrões (em inglês, *standard cells*) são utilizadas em uma rotina de identificação e correspondência do posicionamento das espiras, camadas ou arranjos em nível macro de um enrolamento. A partir disso, as capacitâncias parasitas são calculadas, respeitando as possíveis diferenças da energia eletrostática armazenada ao longo de uma bobina — distinção entre as extremidades e regiões cercadas por outros elementos condutivos, por exemplo. Uma célula padrão é definida como um arranjo básico e mínimo de espiras, camadas ou formações em nível macro. A célula padrão deve ainda representar os principais valores típicos da energia eletrostática armazenada em um sistema de múltiplos condutores. Em decorrência da existência desses valores típicos e da simetria inerente à maioria dos dispositivos bobinados, as células padrões abarcam geralmente todo o acoplamento capacitivo existente entre espiras, camadas ou enrolamentos.

As células padrões englobam regras matemáticas para o cálculo das autocapacitâncias e das capacitâncias parasitas entre espiras adjacentes, aplicadas durante a rotina de identificação e correspondência. Em outras palavras, as regras são utilizadas em conformidade com o posicionamento identificado e correspondido entre a célula padrão e o sistema eletromagnético real. As formulações matemáticas mencionadas são definidas por meio de ajustes de curvas características que, por sua vez, foram originadas através do uso do Método dos Elementos Finitos (MEF), executado no FEMM 4.2. Tais curvas características são resultantes de investigações sobre os efeitos de variações geométricas na distribuição da energia eletrostática armazenada em uma determinada célula padrão. De modo específico, as seguintes variações geométricas foram analisadas neste trabalho: diâmetro (D_{con}) e raio (r_{con}) da espira sem a camada de isolamento; espessura da camada de isolamento (T); permissividade relativa da camada isolante da espira (ε_{iso}); e o comprimento médio das espiras do enrolamento (l). Assim e em relação a um modelo elementar da célula padrão, fatores multiplicativos são definidos para uma ampla faixa de possibilidades

construtivas da bobina.

A Seção 8.1 elenca os fundamentos teóricos que embasam a proposta. Na sequência, a Seção 8.2 discute sobre os procedimentos de validação adotados neste trabalho, principalmente através de comparações com observações experimentais (resposta no domínio da frequência dos protótipos de indutores). Por fim, uma análise comparativa entre a proposta e outros métodos analíticos é realizada na Seção 8.3.

8.1 FUNDAMENTOS DA PROPOSTA

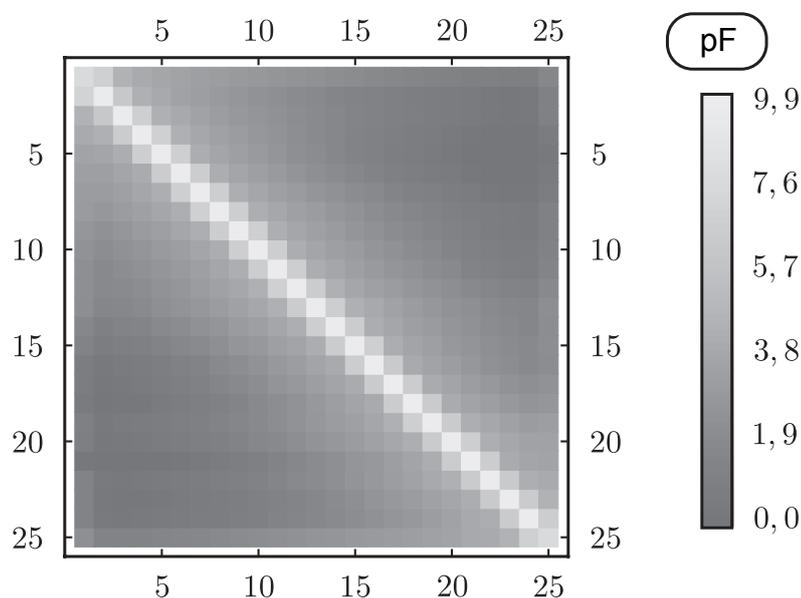
O método proposto nesta Tese de Doutorado consiste essencialmente no uso de células padrões. As regras matemáticas das células padrões são baseadas em:

1. O conceito de uma matriz de acoplamento capacitivo completa do sistema eletromagnético, respeitando as Equações 3.6, 3.7 e 3.8.
2. A identificação dos armazenamentos típicos da energia eletrostática em um dispositivo bobinado através do MEF, executado no FEMM 4.2. De modo geral, energizações individualizadas, bem como em dupla de espiras (ou ainda camadas e arranjos em nível macro) de um enrolamento são realizadas para a identificação das autocapacitâncias e capacitâncias parasitas entre elementos condutivos.
3. A definição de um modelo adequado para a célula padrão do sistema eletromagnético em análise. A célula padrão deve representar adequadamente os armazenamentos típicos da energia eletrostática observados durante os estudos com o MEF.
4. A investigação dos efeitos de variações geométricas na distribuição da energia eletrostática armazenada ao longo do enrolamento. Com isso, formulações matemáticas são definidas para o cálculo das capacitâncias parasitas. As regras consideram a taxa de variação provocada pelas mudanças geométricas (D_{con} , r_{con} , T , ε_{iso} e l) nas capacitâncias parasitas determinadas originalmente para a estrutura elementar da célula padrão (um modelo de referência).

8.1.1 Definição da célula padrão

Considere a matriz de acoplamento capacitivo do Protótipo A, constituído por um total de 25 espiras, ilustrado na Figura 8.1. No gráfico em 2D estão indicados os módulos dos coeficientes capacitivos ($c_{i,i}$) e de indução ($c_{i,j}$) resultantes da análise dos elementos finitos no FEMM 4.2, onde as coordenadas (x, y) estipulam o posicionamento das espiras.

Figura 8.1 – Representação 2D da matriz de acoplamento capacitivo do Protótipo A.

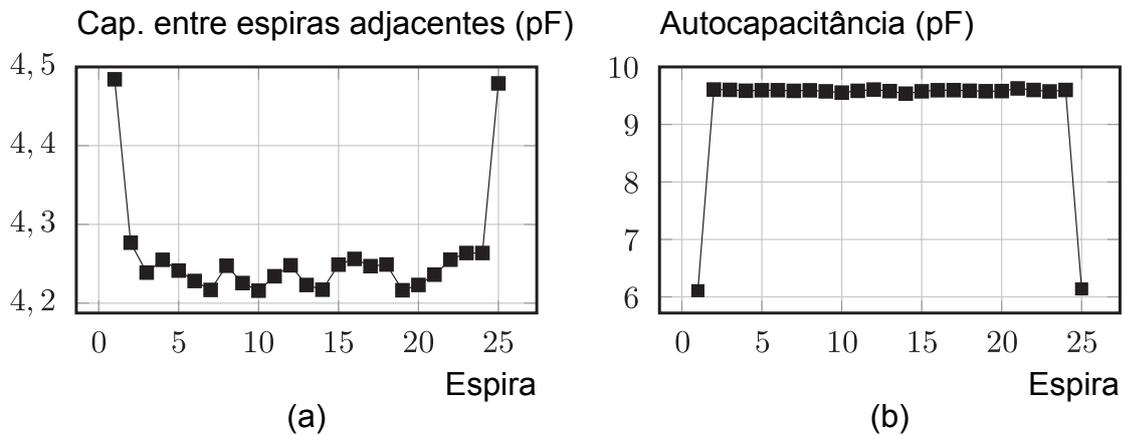


Fonte: L. F. de Freitas Gutierrez (2017).

Ao inspecionar a Figura 8.1, é possível constatar a existência de valores típicos para as capacitâncias parasitas entre espiras adjacentes — por consequência, da energia eletrostática armazenada ao longo do enrolamento para energizações em duplas de espiras. Esse comportamento padrão é também notável visto que as magnitudes das capacitâncias parasitas entre espiras fisicamente adjacentes para o Protótipo A apresentam valores mínimo, máximo e médio equivalentes a 4,22, 4,48 e 4,26 pF respectivamente. Por outro lado, verificou-se um padrão levemente distinto para os capacitores estabelecidos entre espiras cercadas majoritariamente por outras espiras. Para esses casos, o valor médio tende a ser menor, atingindo 4,24 pF para o Protótipo A. A Figura 8.2a ilustra essas observações para o Protótipo A. Até o presente momento das explicações, existem dois valores típicos a serem representados por uma célula padrão para a determinação das capacitâncias parasitas entre espiras adjacentes no Protótipo A.

Como demonstrado na Figura 8.2b, identificam-se dois comportamentos padrões para as autocapacitâncias do Protótipo A e, por conseguinte, energia eletrostática armazenada durante energizações individualizadas das espiras. Para espiras localizadas nas extremidades do enrolamento (1 e 25), os valores mínimo, máximo e médio das autocapacitâncias são iguais a 6,11, 6,14 e 6,12 pF respectivamente. Em contrapartida, os valores mínimo, máximo e médio das autocapacitâncias equivalem respectivamente a 9,53, 9,63

Figura 8.2 – Verificações da matriz de acoplamento capacitivo do Protótipo A no FEMM 4.2: (a) Capacitâncias parasitas entre espiras adjacentes; (b) Autocapacitâncias.

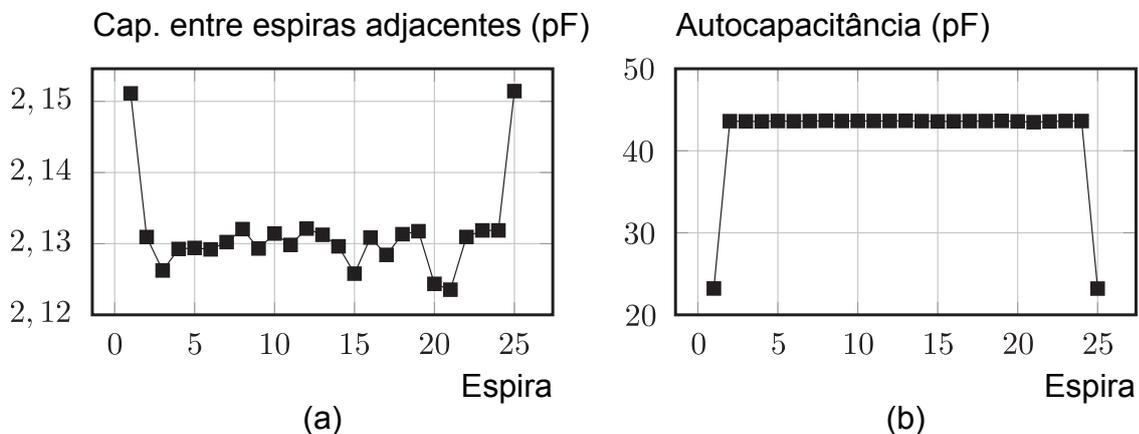


Fonte: L. F. de Freitas Gutierrez (2017).

e 9,59 pF para as espiras localizadas entre as posições 2 e 24 no enrolamento. Nesse sentido, outros dois comportamentos típicos devem ser representados pela célula padrão a ser aplicada no Protótipo A.

A Figura 8.3 ilustra os níveis das capacitâncias parasitas entre espiras adjacentes e das autocapacitâncias verificados para o Protótipo B. Ao contrário da observação de uma pequena redução da magnitude dos capacitores parasitas dispostos entre espiras cercadas por outros elementos condutivos, o Protótipo B apresenta diferenças praticamente desprezíveis para essa situação. Uma das razões disso é a reduzida espessura da camada de isolamento das espiras do Protótipo B.

Figura 8.3 – Verificações da matriz de acoplamento capacitivo do Protótipo B no FEMM 4.2: (a) Capacitâncias parasitas entre espiras adjacentes; (b) Autocapacitâncias.



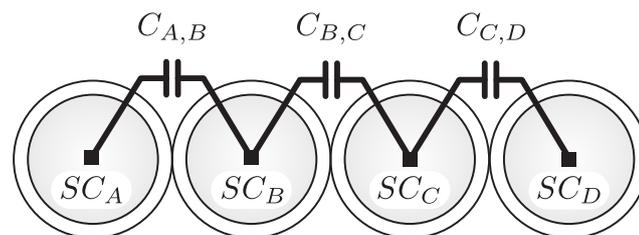
Fonte: L. F. de Freitas Gutierrez (2017).

Das análises anteriores com os Protótipos A e B, verificam-se os seguintes valores típicos de capacitâncias parasitas entre espiras e de autocapacitâncias a serem representados por uma célula padrão para indutores de uma camada e de núcleo de ar:

- Valor Típico 1: capacitâncias parasitas entre espiras adjacentes e localizadas nas extremidades do solenoide — para os Protótipos A e B, são os capacitores $C_{1,2}$ e $C_{24,25}$.
- Valor Típico 2: capacitâncias parasitas entre espiras adjacentes e localizadas majoritariamente entre outras espiras do indutor — para os Protótipos A e B, são os capacitores $[C_{2,3}, \dots, C_{23,24}]$.
- Valor Típico 3: capacitâncias próprias de espiras localizadas nas extremidades do enrolamento — para os Protótipos A e B, são as autocapacitâncias SC_1 e SC_{25} .
- Valor Típico 4: capacitâncias próprias de espiras localizadas predominantemente entre outras espiras do indutor — para os Protótipos A e B, são as autocapacitâncias $[SC_2, \dots, SC_{24}]$.

O modelo básico e mínimo de uma célula padrão que representa os quatro valores típicos destacados acima encontra-se ilustrado na Figura 8.4. As regras matemáticas $C_{A,B} = C_{C,D}$ e $C_{B,C}$ correlacionam-se com os valores típicos 1 e 2 respectivamente. Por outro lado, as regras matemáticas $SC_A = SC_D$ e $SC_B = SC_C$ relacionam-se com os valores típicos 3 e 4 respectivamente. Dessa maneira, é possível mapear todas as relações capacitivas mencionadas acima por meio da aplicação da célula padrão da Figura 8.4, respeitando uma rotina de identificação e correspondência. Destaca-se ainda que, caso a regra $C_{B,C}$ fosse omitida, o valor médio das capacitâncias parasitas entre espiras fisicamente adjacentes apresentaria um nível maior ao constatado durante as análises com o FEMM 4.2. Para a maior parte dos casos práticos, essa é uma simplificação aceitável. Todavia, quando a espessura da camada de isolamento for muito maior do que o raio do condutor em uma espira ($r_{con} \ll T$), o valor médio resultará sobredimensionado.

Figura 8.4 – Célula padrão para um indutor de uma camada de espiras e de núcleo de ar.



8.1.2 Determinação das regras matemáticas da célula padrão

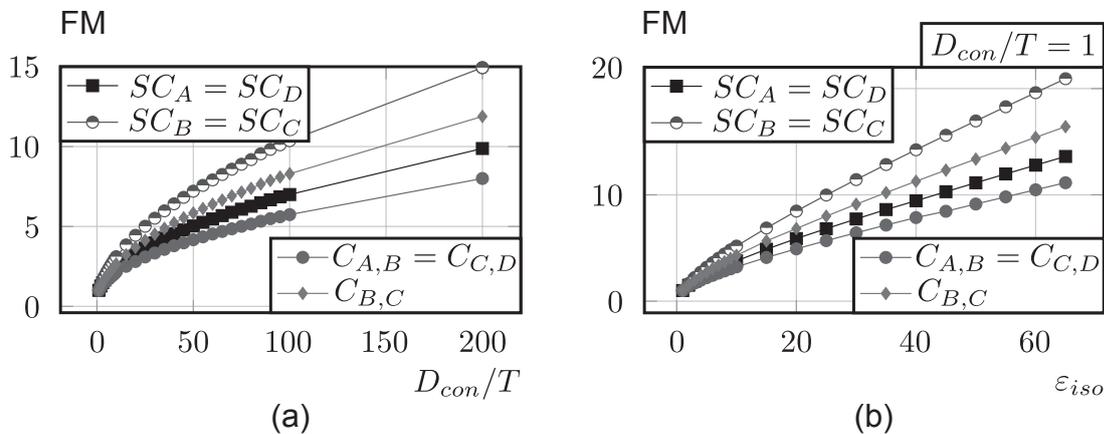
A definição das regras matemáticas respalda-se em investigações sobre os efeitos de variações geométricas na energia eletrostática armazenada em relação a um modelo de referência da célula padrão. As variações geométricas estudadas neste trabalho são realizadas com os seguintes parâmetros: diâmetro (D_{con}) e raio (r_{con}) da espira sem a camada de isolamento; espessura da camada de isolamento (T); permissividade relativa da camada isolante da espira (ϵ_{iso}); e o comprimento médio das espiras do enrolamento (l).

O modelo de referência da célula padrão para indutores de uma camada de espiras e de núcleo de ar (apresentado na Figura 8.4) apresenta as seguintes características:

$$l = 1,0 \text{ m} \quad D_{con} = 0,5 \text{ cm} \quad T = 0,5 \text{ cm} \quad \epsilon_{iso} = 1,0 \quad \epsilon_{ar} = 1,0 \quad z = 4,0. \tag{8.1}$$

Ao identificar a taxa de variação provocada pelas mudanças geométricas dos parâmetros D_{con}/T , ϵ_{iso} e l na energia eletrostática armazenada no modelo de referência da célula padrão, Fatores Multiplicativos (FM) são determinados para cada uma das regras matemáticas — SC_A , SC_B , SC_C , SC_D , $C_{A,B}$, $C_{B,C}$ e $C_{C,D}$. A Figura 8.5a ilustra os FM referentes à relação D_{con}/T e as características elementares da célula padrão. A Figura 8.5b exemplifica os FM referentes à ϵ_{iso} e calculados para cada regra matemática da célula padrão com uma relação de $D_{con}/T = 1$. Perceba que, para cada relação D_{con}/T investigada, análises completas dos FM ligados ao parâmetro ϵ_{iso} foram realizadas. A título de exemplo, a Figura 8.5b representa um total de 120 análises de elementos finitos dedicadas unicamente à relação de $D_{con}/T = 1$.

Figura 8.5 – Exemplificação de Fatores Multiplicativos (FM) determinados para a célula padrão de um indutor de uma camada de espiras e de núcleo de ar: (a) FM referente a D_{con}/T ; (b) FM referente a ϵ_{iso} para uma relação $D_{con}/T = 1$.



FM resultantes de investigações como as ilustradas na Figura 8.5 compõem bancos de dados que são utilizados em um ajuste de curva não-linear executado no Mathematica 11.1.1.0 (WOLFRAM RESEARCH, 2017). Em geral, autocapacitâncias e capacitâncias parasitas entre espiras fisicamente adjacentes podem ser ajustadas e calculadas através das Equações 8.2, 8.3, 8.4, 8.5, 8.6 e 8.7:

$$SC_A = \begin{cases} l \times SC_{A(r)} \left[k_1 \times \varepsilon_{iso}^{k_2} \times \left(\frac{D_{con}}{T} \right)^{k_3} + k_4 \times \left(\frac{D_{con}}{T} \right)^{k_5} + k_6 \right], & \text{para } (D_{con}/T) \leq 10 \\ l \times SC_{A(r)} \left[k_7 \times \varepsilon_{iso}^{k_8} \times \left(\frac{D_{con}}{T} \right)^{k_9} + k_{10} \times \left(\frac{D_{con}}{T} \right)^{k_{11}} + k_{12} \right], & \text{para } (D_{con}/T) > 10 \end{cases} \quad (8.2)$$

$$SC_B = \begin{cases} l \times SC_{B(r)} \left[k_{13} \times \varepsilon_{iso}^{k_{14}} \times \left(\frac{D_{con}}{T} \right)^{k_{15}} + k_{16} \times \varepsilon_{iso}^{k_{17}} \right], & \text{para } (D_{con}/T) \leq 10 \\ l \times SC_{B(r)} \left[k_{18} \times \varepsilon_{iso}^{k_{19}} \times \left(\frac{D_{con}}{T} \right)^{k_{20}} + k_{21} \times \varepsilon_{iso}^{k_{22}} + k_{23} \right], & \text{para } (D_{con}/T) > 10 \end{cases} \quad (8.3)$$

$$SE_{e_{A,B}} =$$

$$\begin{cases} l \times SE_{e_{A,B(r)}} \left[k_{24} \times \varepsilon_{iso}^{k_{25}} \times \left(\frac{D_{con}}{T} \right)^{k_{26}} + k_{27} \times \left(\frac{D_{con}}{T} \right)^{k_{28}} + k_{29} \right], & \text{para } (D_{con}/T) \leq 10 \\ l \times SE_{e_{A,B(r)}} \left[k_{30} \times \varepsilon_{iso}^{k_{31}} \times \left(\frac{D_{con}}{T} \right)^{k_{32}} + k_{33} \times \varepsilon_{iso}^{k_{34}} + k_{35} \right], & \text{para } (D_{con}/T) > 10 \end{cases} \quad (8.4)$$

$$SE_{e_{B,C}} =$$

$$\begin{cases} l \times SE_{e_{B,C(r)}} \left[k_{36} \times \varepsilon_{ins}^{k_{37}} \times \left(\frac{D_{con}}{T} \right)^{k_{38}} + k_{39} \times \left(\frac{D_{con}}{T} \right)^{k_{40}} + k_{41} \right], & \text{para } (D_{con}/T) \leq 10 \\ l \times SE_{e_{B,C(r)}} \left[k_{42} \times \varepsilon_{ins}^{k_{43}} \times \left(\frac{D_{con}}{T} \right)^{k_{44}} + k_{45} \times \varepsilon_{ins}^{k_{46}} + k_{47} \right], & \text{para } (D_{con}/T) > 10 \end{cases} \quad (8.5)$$

$$C_{A,B} = SE_{e_{A,B}} - \frac{1}{2} \times (SC_A + SC_B) \quad SC_A = SC_D \quad C_{A,B} = C_{C,D} \quad (8.6)$$

$$C_{B,C} = SE_{e_{B,C}} - SC_B \quad SC_B = SC_C \quad (8.7)$$

em que $SC_{A(r)} = SC_{D(r)}$ e $SC_{A(r)} = SC_{D(r)}$ são as autocapacitâncias do modelo de referência da célula padrão ilustrada na Figura 8.4; $SE_{e_{A,B(r)}} = SE_{e_{C,D(r)}}$ e $SE_{e_{B,C(r)}}$ são os valores típicos de energia eletrostática armazenada durante energizações em duplas de espiras para o modelo de referência da célula padrão. Além disso, $k_1, k_2, k_3, \dots, k_{47}$ são constantes a serem estimadas pelo ajuste de curva no Mathematica 11.1.1.0.

As constantes estimadas para as Equações 8.2, 8.3, 8.4 e 8.5, bem como os valores

típicos do modelo de referência da célula padrão ($SC_{A(r)} = SC_{D(r)}$, $SC_{A(r)} = SC_{D(r)}$, $SE_{e A,B(r)} = SE_{e C,D(r)}$ e $SE_{e B,C(r)}$) encontram-se organizados na Tabela 8.1.

Tabela 8.1 – Constantes estimadas e valores típicos do modelo de referência da célula padrão para indutores de uma camada de espiras e de núcleo de ar.

$SC_A = SC_D$		$SC_{A(r)} = SC_{D(r)} = 21,34087 \text{ pF}$	
$SC_B = SC_C$		$SC_{B(r)} = SC_{C(r)} = 26,59099 \text{ pF}$	
$C_{A,B} = C_{C,D}$		$SE_{e A,B(r)} = SE_{e C,D(r)} = 13,39914 \text{ pJ}$	
$C_{B,C}$		$SE_{e B,C(r)} = 17,07011 \text{ pJ}$	
$k_1 = 0,529356$	$k_2 = 0,753905$	$k_3 = 0,251535$	$k_4 = 0,048235$
$k_5 = 1,550450$	$k_6 = 0,678815$	$k_7 = 0,019574$	$k_8 = 0,838686$
$k_9 = 0,972932$	$k_{10} = 0,671606$	$k_{11} = 0,716645$	$k_{12} = 4,910004$
$k_{13} = 0,930850$	$k_{14} = 0,505357$	$k_{15} = 0,508444$	$k_{16} = 0,167906$
$k_{17} = 1,047220$	$k_{18} = 0,031317$	$k_{19} = 0,839098$	$k_{20} = 0,973121$
$k_{21} = 1,078470$	$k_{22} = 0,716948$	$k_{23} = 7,013120$	$k_{24} = 0,430573$
$k_{25} = 0,749647$	$k_{26} = 0,245064$	$k_{27} = 0,026736$	$k_{28} = 1,713860$
$k_{29} = 0,734308$	$k_{30} = 0,015465$	$k_{31} = 0,839406$	$k_{32} = 0,973671$
$k_{33} = 0,538006$	$k_{34} = 0,716414$	$k_{35} = 4,074260$	$k_{36} = 0,656383$
$k_{37} = 0,752364$	$k_{38} = 0,255039$	$k_{39} = 0,045681$	$k_{40} = 1,662050$
$k_{41} = 0,511936$	$k_{42} = 0,024798$	$k_{43} = 0,840782$	$k_{44} = 0,969121$
$k_{45} = 0,861119$	$k_{46} = 0,706301$	$k_{47} = 5,654560$	—

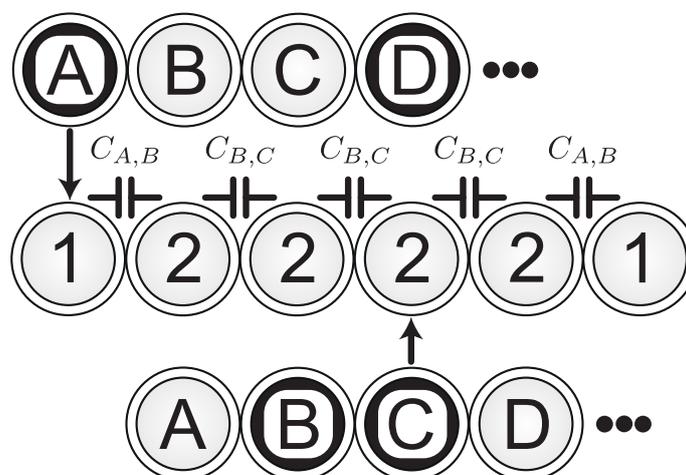
Fonte: L. F. de Freitas Gutierrez (2017).

No que tange à faixa de valores aceitáveis para as variáveis de entrada (l , D_{con} , T e ε_{iso}), as regras da célula padrão foram planejadas e verificadas principalmente para aplicações com as seguintes características construtivas: $l > 0$, $1 \leq \varepsilon_{iso} \leq 65$ e $1 \leq D_{con}/T \leq 200$.

8.1.3 Rotina de identificação e correspondência

Como indicado na Figura 8.6, as células padrões foram projetadas para serem utilizadas em um rotina de identificação e correspondência de espiras, camadas ou arranjos em nível macro de um enrolamento. Para esclarecer completamente esse procedimento e se um indutor hipotético é composto por seis espiras, todas as espiras que não estiverem localizadas nas extremidades do enrolamento (quatro no total) devem respeitar as regras matemáticas sugeridas pelas espiras B e C da célula padrão (veja a Figura 8.6). Contudo, ambas as espiras dispostas nas bordas do solenoide devem ser analisadas em concordância com as regras das espiras A e D da célula padrão. Em um primeiro cenário, as espiras foram identificadas — número 2 na Figura 8.6 — e as suas autocapacitâncias serão determinadas pelas formulações matemáticas de $SC_B = SC_C$. Em contrapartida, as espiras identificadas com o número 1 na Figura 8.6 respeitarão as regras $SC_A = SC_D$ da célula

Figura 8.6 – Aplicação do método proposto em um indutor hipotético de uma camada de espiras e de núcleo de ar.



Fonte: L. F. de Freitas Gutierrez (2017).

padrão para o cálculo das autocapacitâncias.

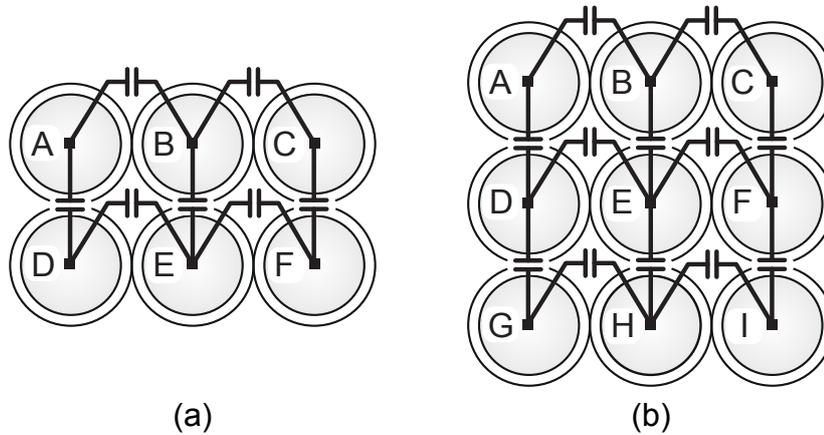
A mesma rotina de identificação e correspondência de espiras, camadas ou arranjos em nível macro deve ser aplicada para a determinação das capacitâncias parasitas entre espiras fisicamente adjacentes — dispostas nas extremidades do solenoide ($C_{A,B}$) e entre espiras majoritariamente cercadas por outras espiras ($C_{B,C}$). Na maior parte dos casos, utilizar a célula padrão resulta em uma aproximação adequada do sistema eletromagnético real. Isso é verdadeiro, apesar do fato de espiras dispostas nas proximidades das bordas do solenoide apresentarem uma energia eletrostática armazenada relativamente menor quando comparada com espiras localizadas em regiões centrais (veja as Figuras 8.2 e 8.3, por exemplo).

8.1.4 Estendendo a proposta para aplicações com diferentes geometrias

As Figuras 8.7a e 8.7b ilustram respectivamente as células padrões planejadas para indutores com duas camadas de espiras e núcleo de ar e para solenoides com três ou mais camadas de espiras e núcleo de ar. Note que não estão representadas as regras para espiras predominantemente cercadas por outras espiras, como indicou-se na Figura 8.4. As células padrões das Figuras 8.7a e 8.7b devem ser utilizadas seguindo a mesma rotina de identificação e correspondência comentada na seção anterior. Além disso, a determinação de um modelo de referência adequado para as células padrões respeita os mesmos procedimentos indicados nas Seções 8.1.1 e 8.1.2.

Na sequência, uma visão geral desses procedimentos é discutida com foco em

Figura 8.7 – Células padrões para enrolamentos com mais de uma camada: (a) Célula padrão para um indutor com duas camadas de espiras e núcleo de ar; (b) Célula padrão para um indutor com três ou mais camadas de espiras e núcleo de ar.

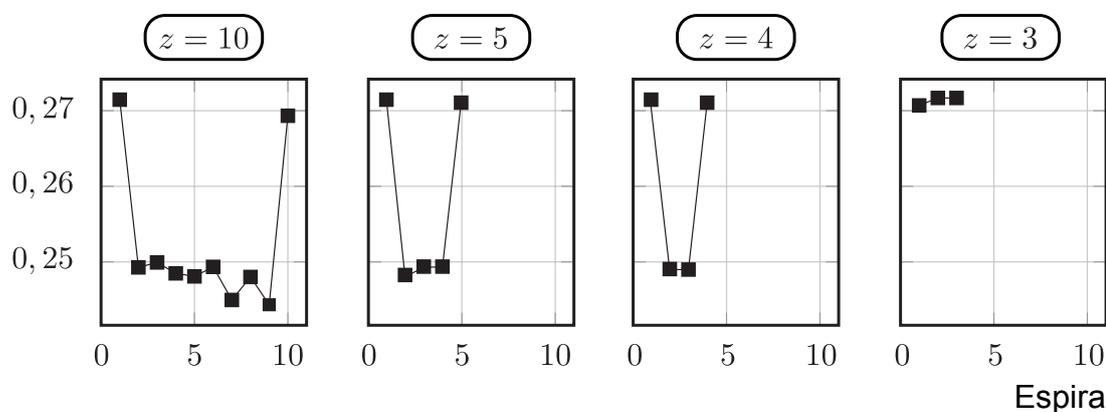


Fonte: L. F. de Freitas Gutierrez (2017).

aplicações com diferentes geometrias:

1. Identificar os armazenamentos típicos da energia eletrostática ao longo de um enrolamento por meio de simulações com o MEF. A título de exemplo, as regras $SC_A = SC_C = SC_D = SC_F$ e $SC_B = SC_E$ são utilizadas para descrever todos os valores padrões de autocapacitâncias em um solenoide de duas camadas de espiras e de núcleo de ar, veja a Figura 8.7a. As regras $SC_A = SC_C = SC_D = SC_F$ determinam as autocapacitâncias de espiras dispostas nas extremidades do indutor. Por outro lado, as regras $SC_B = SC_E$ indicam as autocapacitâncias de espiras localizadas em uma região central (não confunda com espiras majoritariamente cercadas por outras espiras).
2. Determinar um modelo de referência adequado para a célula padrão de maneira a englobar todos os armazenamentos típicos da energia eletrostática observados durante as análises com elementos finitos. O modelo de referência é geralmente um conjunto básico e mínimo de espiras, camadas ou arranjos em nível macro de um sistema eletromagnético. Como um primeiro exemplo, a Figura 8.8 ilustra a determinação no FEMM 4.2 das capacitâncias parasitas entre espiras adjacentes para o modelo de referência da célula padrão ilustrada na Figura 8.4, mas com um número total de espiras (z) equivalente a 10, 5, 4 e 3. Os modelos com o número de espiras igual a 10, 5 e 4 representam todos os valores típicos de capacitores parasitas entre espiras adjacentes de um indutor com uma camada de espiras e núcleo de ar. Um modelo com $z = 3$ não representaria a regra para calcular capacitâncias parasitas entre espiras majoritariamente cercadas por outras espiras (veja a Figura 8.8).

Figura 8.8 – Definição de um modelo adequado para a célula padrão de um indutor de uma camada de espiras e de núcleo ar. Os valores indicados correspondem aos capacitores parasitas entre espiras adjacentes identificados no FEMM 4.2 para o modelo de referência da célula padrão.



Fonte: L. F. de Freitas Gutierrez (2017).

Como resultado, o modelo básico e mínimo com $z = 4$ é o mais adequado, como já estudado em seções anteriores deste capítulo.

Como um segundo exemplo de modelo de referência ideal, as regras matemáticas $C_{A,B} \dots C_{H,I}$ — integradas à célula padrão de indutores com três ou mais camadas de espiras e núcleo de ar — podem determinar algumas das principais relações capacitivas estabelecidas em sistemas com múltiplos condutores.

3. Calcular os Fatores Multiplicativos (FM) para as formulações matemáticas da célula padrão. Nesta Tese de Doutorado, os FM consideram os parâmetros D_{con} , T , ε_{iso} e l nas Equações 8.2, 8.3, 8.4, 8.5, 8.6 e 8.7. Outras características e circunstâncias construtivas podem ser consideradas por meio de FM. Entretanto, a influência da variação dessas características no armazenamento de energia eletrostática deve ser investigada e considerada nas regras da célula padrão.
4. Para algumas geometrias complexas de sistemas eletromagnéticos — como transformadores, por exemplo —, é aconselhável considerar arranjos em um nível macro dos enrolamentos. Nesse sentido, grupos de espiras podem formar um modelo de referência, respeitando o conceito de uma matriz de acoplamento capacitivo e a representação por parâmetros concentrados estudada durante o Capítulo 4.
5. A presença de um núcleo ferromagnético implica em células padrões que consideram também tal situação. Os estudos do Capítulo 7 indicam que o uso de formulações propostas por métodos analíticos disponibilizados na literatura especializada

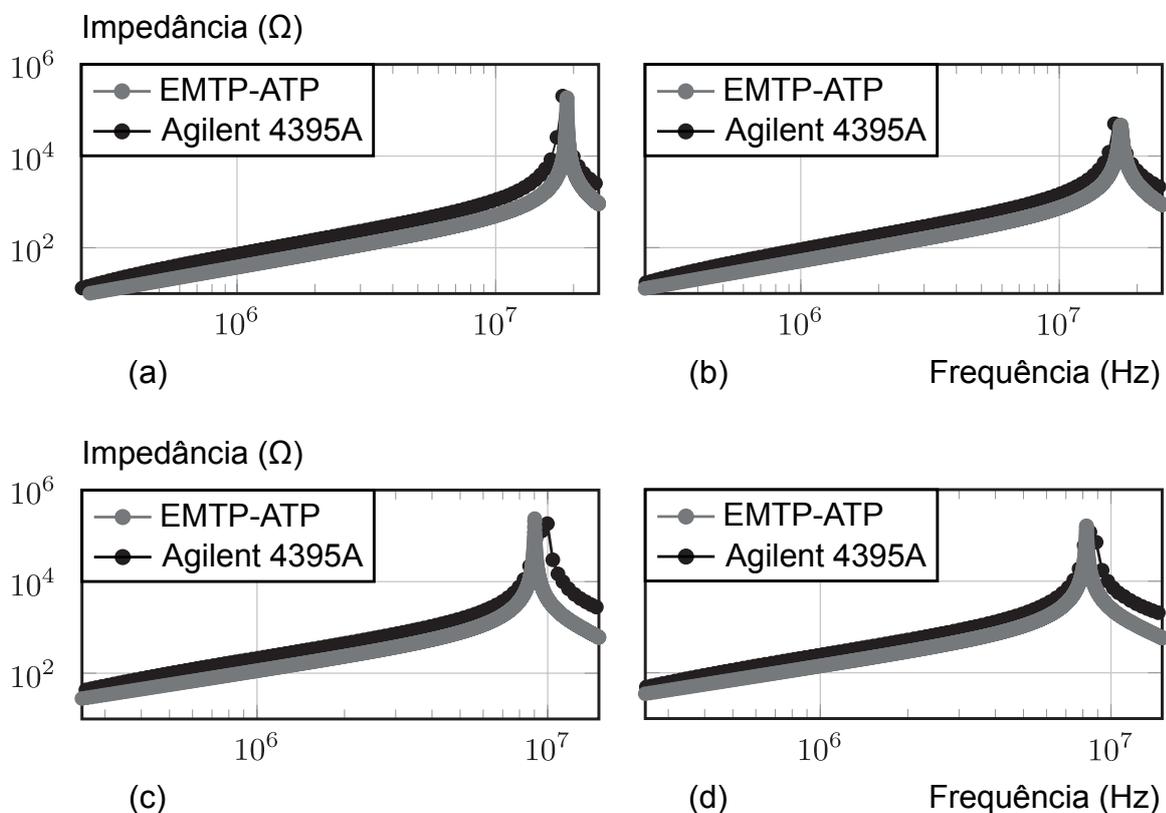
para o cálculo das capacitâncias parasitas entre espiras e a blindagem/terra podem resultar em erros maiores do que 20% (em comparação com o MEF).

8.2 VALIDAÇÃO ATRAVÉS DA RESPOSTA NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA

Quatro protótipos de indutores serviram ao propósito de validar experimentalmente o método proposto — Protótipos A, B, C e D. Os circuitos equivalentes foram implementados no EMTP-ATP conforme instruções indicadas no Capítulos 4 e 5. As observações de laboratório correspondem à resposta no domínio da frequência, obtida com um Agilent 4395A *network, spectrum, impedance analyzer*. As Figuras 8.9a, 8.9b, 8.9c e 8.9d apresentam as análises comparativas para os Protótipos A, B, C e D respectivamente.

As principais diferenças entre as simulações no EMTP-ATP e as medições com o Agilent 4395A *network, spectrum, impedance analyzer* são as seguintes:

Figura 8.9 – Validação do método proposto por meio da resposta no domínio da frequência para os protótipos de indutores: (a) Protótipo A; (b) Protótipo B; (c) Protótipo C; (d) Protótipo D.



1. Protótipo A: verificou-se no Agilent 4395A um módulo da impedância igual a 203,838 k Ω para uma frequência de ressonância de 18,147 MHz, enquanto a resposta do circuito equivalente no EMTP-ATP para uma frequência de ressonância de 18,840 MHz (diferença percentual de -3,82%) proporcionou um módulo da impedância equivalente a 188,200 k Ω (diferença percentual de 7,67%).
2. Protótipo B: a frequência de ressonância é equivalente a 16,348 MHz, apresentando um módulo da impedância de 50,638 k Ω . Por outro lado, o modelo no EMTP-ATP resultou em uma frequência de ressonância e módulo da impedância iguais a 17,290 MHz (-5,76%) e 47,340 k Ω (6,51%).
3. Protótipo C: verificou-se no Agilent 4395A um módulo da impedância igual a 184,560 k Ω para uma frequência de ressonância de 9,975 MHz, enquanto a resposta do modelo no EMTP-ATP para uma frequência de ressonância de 9,020 MHz (diferença percentual de -9,57%) proporcionou um módulo da impedância equivalente a 237,934 k Ω (diferença percentual de -28,92%).
4. Protótipo D: a frequência de ressonância é igual a 8,461 MHz, apresentando um módulo da impedância de 118,750 k Ω . Por outro lado, o circuito equivalente no EMTP-ATP resultou em uma frequência de ressonância e módulo da impedância iguais a 8,230 MHz (2,73%) e 162,274 k Ω (-36,65%) respectivamente.

8.3 COMPARAÇÃO COM OUTROS MÉTODOS ANALÍTICOS

As Tabelas 8.2 e 8.3 apresentam a comparação do método proposto com outros métodos analíticos — Koch (1968), Massarini, Kazimierczuk e Grandi (1996), Massarini e Kazimierczuk (1996, 1997), Grandi et al. (1999) — e o Método dos Elementos Finitos (MEF) com foco no valor médio da capacitância parasita entre espiras adjacentes (C_{ee}) dos Protótipos A, B, C e D.

O método que resulta nas menores diferenças percentuais em relação ao MEF é o proposto nesta Tese de Doutorado. Uma outra vantagem do método proposto é a determinação das autocapacitâncias do sistema eletromagnético, algo que os demais métodos disponibilizados na literatura especializada e investigados neste trabalho não possibilitam. O valor médio das autocapacitâncias das espiras dos Protótipos A, B, C e D são respectivamente iguais a 9,3186, 41,9788, 17,4672 e 78,7681 pF de acordo com as simulações no FEMM 4.2 Nesse sentido, as regras indicadas pelas Equações 8.2 e 8.3 resultam em autocapacitâncias iguais a 9,1741 (diferença percentual de 1,55%), 41,2363 (1,77%), 17,1951 (1,56%) e 77,2893 (1,88%) pF respectivamente.

Tabela 8.2 – Comparação da proposta com outros métodos analíticos e o MEF para os Protótipos A e B, em que RC é a referência comparativa; Δ é o método analítico de Massarini, Kazimierczuk e Grandi (1996), Massarini e Kazimierczuk (1996, 1997); Adaptação A são as alterações de Kazimierczuk (2014) em Δ ; e Adaptação B são as modificações de Aghaei e Kaboli (2017) em Δ .

Protótipo Método	Protótipo A		Protótipo B	
	C_{ee}	Diferença	C_{ee}	Diferença
FEMM 4.2	4,2637 pF	RC	21,2953 pF	RC
Koch (1968)	3,3959 pF	20,35%	19,5008 pF	8,43%
Versão Completa de Δ	2,1516 pF	49,54%	17,9682 pF	15,62%
Versão Simplificada de Δ	2,2659 pF	46,84%	23,8929 pF	-12,20%
Adaptação A de Δ	3,9029 pF	8,46%	20,8771 pF	1,96%
Adaptação B de Δ	2,8201 pF	33,84%	19,3441 pF	9,17%
Grandi et al. (1999)	2,6560 pF	37,73%	13,8790 pF	34,83%
Proposta	4,2528 pF	0,26%	21,0738 pF	1,04%

Fonte: L. F. de Freitas Gutierrez (2017).

Tabela 8.3 – Comparação da proposta com outros métodos analíticos e o MEF para os Protótipos C e D, em que RC é a referência comparativa; Δ é o método analítico de Massarini, Kazimierczuk e Grandi (1996), Massarini e Kazimierczuk (1996, 1997); Adaptação A são as alterações de Kazimierczuk (2014) em Δ ; e Adaptação B são as modificações de Aghaei e Kaboli (2017) em Δ .

Protótipo Método	Protótipo C		Protótipo D	
	C_{ee}	Diferença	C_{ee}	Diferença
FEMM 4.2	7,9457 pF	RC	39,8919 pF	RC
Koch (1968)	6,3649 pF	19,89%	36,5504 pF	8,38%
Versão Completa de Δ	4,0328 pF	49,24%	33,6779 pF	15,58%
Versão Simplificada de Δ	4,2470 pF	46,55%	44,7825 pF	-12,26%
Adaptação A de Δ	7,3152 pF	7,94%	39,1301 pF	1,91%
Adaptação B de Δ	5,2872 pF	33,46%	36,2549 pF	9,12%
Grandi et al. (1999)	4,9855 pF	37,25%	26,0427 pF	34,72%
Proposta	7,9710 pF	-0,32%	39,4972 pF	0,99%

Fonte: L. F. de Freitas Gutierrez (2017).

9 CONCLUSÃO

A presente Tese de Doutorado concentrou esforços na consolidação de uma proposta de método para o cálculo preciso de capacitâncias parasitas em sistemas eletromagnéticos. Três linhas de pesquisa foram adotadas e apontamentos finais são indicados para cada uma delas:

1. Linha de pesquisa 1: uma análise teórica e experimental sobre as capacitâncias parasitas de sistemas eletromagnéticos foi realizada. Em uma primeira etapa, os métodos analíticos de Koch (1968), Massarini, Kazimierczuk e Grandi (1996), Massarini e Kazimierczuk (1996, 1997), Grandi et al. (1999), o modelo de capacitor de placas planas e paralelas, o modelo de capacitor cilíndrico e o Método dos Elementos Finitos (MEF) foram investigados. Em uma segunda etapa, circuitos equivalentes de indutores e enrolamentos de transformadores foram analisados, bem como procedimentos para a determinação das autoindutâncias, indutâncias mútuas, perdas resistivas e perdas dielétricas foram detalhados. Com base nessas duas etapas, viabilizou-se uma análise comparativa entre as técnicas que constatou a necessidade de se representar e respeitar o conceito da matriz de acoplamento capacitivo durante as verificações e simulações no domínio da frequência e do tempo (transitórios de frentes rápida e muito rápida). Além disso, a técnica mais precisa para determinar as capacitâncias parasitas em sistemas de múltiplos condutores é o MEF. Dos métodos analíticos revisados, o mais adequado para o cálculo das capacitâncias parasitas entre espiras adjacentes em indutores de uma camada de espiras é a Adaptação A (KAZIMIERCZUK, 2014) de Massarini, Kazimierczuk e Grandi (1996), Massarini e Kazimierczuk (1996, 1997).

Quanto à representação de indutores e de enrolamentos de transformadores, a melhor correspondência entre frequências de ressonância observadas experimentalmente e simuladas é obtida por meio dos modelos simplificados (somente as capacitâncias parasitas entre espiras adjacentes são consideradas), sendo as diferenças entre as respostas com e sem perdas dielétricas insignificantes. Em contrapartida, os valores de impedância mais precisos para os picos de ressonância foram obtidos com os modelos completos (matriz de acoplamento capacitivo completa). No entanto, o impacto das perdas dielétricas na precisão da resposta variou em cada um dos protótipos estudados. Já os circuitos equivalentes completos demonstraram melhores resultados nas respostas transitórias ao degrau, sendo as diferenças entre representações com e sem perdas dielétricas desconsideráveis.

2. Linha de pesquisa 2: procedimentos para a implementação dos circuitos equivalentes de indutores e enrolamentos de transformadores em simuladores do tipo SPICE

e EMTP-ATP foram propostos. As implementações são adequadas para simulações no domínio da frequência e do tempo. Com ênfase ao EMTP-ATP, a implementação é significativamente adaptável às necessidades do usuário e à complexidade do circuito em análise.

3. Linha de pesquisa 3: um método para o cálculo preciso de capacitâncias parasitas em sistemas eletromagnéticos foi proposto. Baseia-se no uso de células padrões que englobam regras matemáticas para o cálculo das autocapacitâncias e das capacitâncias parasitas entre espiras adjacentes, aplicadas durante uma rotina de identificação e correspondência. Uma célula padrão é definida como um arranjo básico e mínimo de espiras, camadas ou formações em nível macro. A célula padrão representa ainda os principais valores típicos da energia eletrostática armazenada em um sistema de múltiplos condutores. Dessa maneira, é possível mapear as relações capacitivas predominantes existentes ao longo de um enrolamento.

Quando comparada com outros métodos analíticos disponibilizados na literatura especializada, a proposta demonstrou as menores diferenças percentuais em referência ao MEF. Uma outra vantagem do método proposto é a identificação das autocapacitâncias, algo que outras metodologias analíticas não possibilitam. Além disso, a proposta foi validada experimentalmente no domínio da frequência por meio de um Agilent 4395A *network, spectrum, impedance analyzer*.

O método proposto corrobora com outras pesquisas científicas sobre a modelagem de dispositivos bobinados para o estudo de transitórios eletromagnéticos de médias e altas frequências. A técnica contribui também com discussões sobre o comportamento eletrostático de sistemas eletromagnéticos através do conceito de uma matriz de acoplamento capacitivo. A proposta pode ainda reduzir o tempo computacional requerido em simulações com elementos finitos para o projeto, análise, otimização e proteção de indutores e transformadores. Perceba que o MEF é requerido durante as fases de definição do arranjo básico e mínimo da célula padrão, assim como para a determinação das regras matemáticas. Após finalizadas essas etapas, a aplicação da célula padrão demanda unicamente a execução da rotina de identificação e correspondência, evitando maiores gastos computacionais.

Baseado em células padrões, a técnica é adaptável para aplicações com diferentes geometrias em relação aos modelos dos quatro protótipos de indutores verificados. As células padrões podem ainda ser utilizadas em análises com diferentes níveis de complexidade. A título de exemplo, em um nível de espiras — como discutido durante a Tese de Doutorado — ou em um nível macro em que um arranjo de espiras (ou até mesmo uma camada ou um enrolamento inteiros) é considerado. Por fim, as células padrões não estão limitadas a uma linha de pesquisa específica e podem ser utilizadas em outros casos, desde que um padrão seja avaliado e possa ser replicado.

9.1 TRABALHOS FUTUROS

Os seguintes trabalhos futuros possibilitarão o prosseguimento da pesquisa que foi apresentada nesta Tese de Doutorado:

- Análise do método proposto para a determinação de capacitâncias parasitas em indutores com múltiplas camadas de espiras. Essa pesquisa pode ainda abordar algumas variações construtivas como: a presença de um núcleo de ar ou de um núcleo ferromagnético; e diferentes tipos de enrolamentos (*standard* e *flyback*; ortogonal e ortocíclico, por exemplo).
- Análise do método proposto para a determinação de capacitâncias parasitas em transformadores e reatores.
- Metodologias de verificação experimental alternativas para validar o método proposto, assim como aprofundamentos das análises baseadas em fenômenos transitórios de frentes rápida e muito rápida (sobretensões de origem atmosférica, por exemplo).
- Integração do método proposto com redes neurais artificiais.
- Adequação do método proposto para o cálculo das perdas resistivas, da matriz de acoplamento indutivo e das perdas dielétricas em sistemas eletromagnéticos.
- Investigação sobre possíveis estratégias para reduzir as capacitâncias parasitas em indutores e transformadores com base na metodologia proposta.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ABDALLAH, F.; ALAKÜLA, M. Inductive coupling matrix of a multiconductor system for a winding-on-core prototype. In: IEEE. **2014 International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC'14)**. Tokyo, Tokyo, Japão, 2014.

ABED, N. Y.; MOHAMMED, O. A. Physics-based high-frequency transformer modeling by finite elements. **IEEE Transactions on Magnetics**, v. 46, n. 8, p. 3249–3252, ago. 2010.

ACKERMANN, B.; LEWALTER, A.; WAFFENSCHMIDT, E. Analytical modelling of winding capacitances and dielectric losses for planar transformers. In: IEEE. **Proceedings of 2004 IEEE Workshop on Computers in Power Electronics**. Urbana, Illinois, Estados Unidos, 2004. p. 2–9.

AGHAEI, M.; KABOLI, S. On the effect of disorder on stray capacitance of transformer winding in high-voltage power supplies. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 64, n. 5, p. 3608–3618, maio 2017.

AL-KHAYAT, N.; HAYDOCK, L. Analytical and new transmission line equivalent circuit modeling methods for swept frequency of power transformers. In: IEEE. **Proceedings of the Electrical Electronics Insulation Conference & Electrical Manufacturing and Coil Winding Conference**. New York, New York, Estados Unidos, 1995. p. 18–21.

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

ASENSI, R. et al. Modeling high-frequency multiwinding magnetic components using finite-element analysis. **IEEE Transactions on Magnetics**, v. 43, n. 10, p. 3840–3850, out. 2007.

AVILA-ROSALES, J.; ALVARO, F. L. Nonlinear frequency dependent transformer model for electromagnetic transient studies in power systems. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, PAS-101, n. 11, p. 4281–4288, nov. 1982.

AZZOUZ, Z. et al. 3D finite element computation of the high frequency parameters of power transformer windings. **IEEE Transactions on Magnetics**, v. 29, n. 2, p. 1407–1410, mar. 1993.

BACCIGALUPI, A.; DAPONTE, P.; GRIMALDI, D. On a circuit theory approach to evaluate the stray capacitances of two coupled inductors. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, v. 43, n. 5, p. 774–776, out. 1994.

BAKTASH, A.; VAHEDI, A. Calculation of parasitic elements in toroidal core transformers. **IEEE Transactions on Plasma Science**, v. 42, n. 6, p. 1690–1696, jun. 2014.

BASTOS, J. P. A.; SADOWSKI, N. **Electromagnetic Modeling by Finite Element Methods**. 1. ed. New York, New York, Estados Unidos: Marcel Dekker, 2003. ISBN 9780824742690.

BESRI, A.; CHAZAL, H.; KERADEC, J. P. Capacitive behavior of HF power transformers: global approach to draw robust equivalent circuits and experimental characterization. In: IEEE. **2009 IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference**. Singapura, Singapura, 2009.

BIELA, J.; KOLAR, J. W. Using transformer parasitics for resonant converters—a review of the calculation of the stray capacitance of transformers. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 44, n. 1, p. 223–233, jan./fev. 2008.

BJERKAN, E. **High frequency modeling of power transformers: stresses and diagnostics**. maio 2005. Tese (Doutorado) — Faculty of Information Technology, Mathematics and Electrical Engineering, Norwegian University of Science and Technology, Trondheim, Sør-Trøndelag, Noruega, maio 2005.

BJERKAN, E.; HØIDALEN, H. K. High frequency FEM-based power transformer modeling: investigation of internal stresses due to network-initiated overvoltages. **Electric Power Systems Research**, v. 77, n. 11, p. 1483–1489, set. 2007.

BLACHE, F.; KERADEC, J. P.; COGITORE, B. Stray capacitances of two winding transformers: equivalent circuit, measurements, calculation and lowering. In: IEEE. **Proceedings of 1994 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting**. Denver, Colorado, Estados Unidos, 1994. v. 2, p. 1211–1217.

CAMARENA, J. A. A. Modeling and simulation of current transformers with the EMTP-ATP program. **IEEE Latin America Transactions**, v. 2, n. 3, p. 201–205, set. 2004.

CHENG, D. K. **Field and Wave Electromagnetics**. 2. ed. Estados Unidos: Addison-Wesley, 1989. ISBN 9780201128192.

CHIMKLAI, S.; MARTI, J. R. Simplified three-phase transformer model for electromagnetic transient studies. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 10, n. 3, p. 1316–1325, jul. 1995.

CHOQUE, J. L.; RODAS, D.; PADILHA-FELTRIN, A. Distribution transformer modeling for application in three-phase power flow algorithm. **IEEE Latin America Transactions**, v. 7, n. 2, p. 192–202, jun. 2009.

CIGRÉ Joint Working Group JWGA2/C4-3. **Interação entre transformadores e o sistema elétrico com foco nos transitórios eletromagnéticos de alta frequência**. CIGRÉ-Brazil Technical Brochure, 2011.

CIGRÉ Joint Working Group JWGA2/C4.39. **Electrical transient interaction between transformers and the power system—part 1: expertise**. CIGRÉ Technical Brochure, 2014.

_____. **Electrical transient interaction between transformers and the power system—part 2: case studies**. CIGRÉ Technical Brochure, 2014.

CIGRÉ Working Group GTA2.02. **Avaliação de desempenho de transformadores de potência e reatores no sistema elétrico brasileiro**. CIGRÉ-Brazil Technical Brochure, 2013.

CIGRÉ Working Group WG33.02. **Guidelines for representation of network elements when calculating transients**. CIGRÉ Technical Brochure, 1990.

CIRINO, A. W. et al. Cable parameter variation due to skin and proximity effects: determination by means of finite element analysis. In: IEEE. **35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON'09)**. Porto, Porto, Portugal, 2009.

CLARK, F. **Insulating materials for design and engineering practice**. 1. ed. New York, New York, Estados Unidos: Jon Wiley & Sons, 1962. ISBN 9780471158554.

COBRECUM - FIOS E CABOS ELÉTRICOS. **Catálogo de fios e cabos elétricos**. Itu, São Paulo, Brasil, 2017.

COGITORE, B.; KERADEC, J. P.; BARBAROUX, J. The two-winding transformer: an experimental method to obtain a wide frequency range equivalent circuit. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, v. 43, n. 2, p. 364–371, abr. 1994.

COLLINS, J. A. An accurate method for modeling transformer winding capacitances. In: IEEE. **16th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society (IECON'90)**. Pacific Grove, California, Estados Unidos, 1990. v. 2, p. 1094–1099.

DALESSANDRO, L.; CAVALCANTE, F. da S.; KOLAR, J. W. Self-capacitance of high-voltage transformers. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 22, n. 5, p. 2081–2092, set. 2007.

DALESSANDRO, L.; ODENDAAL, W. G. H.; KOLAR, J. W. HF characterization and non-linear modeling of a gapped toroidal magnetic structure. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 21, n. 5, p. 1167–1175, set. 2006.

DALY, P.; HELPS, J. D. Direct method of obtaining capacitance from finite-element matrices. **Electronics Letters**, v. 8, n. 5, p. 132–133, mar. 1972.

DEGENEFF, R. C. A general method for determining resonances in transformer windings. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, v. 96, n. 2, p. 423–430, mar. 1977.

DE GRÈVE, Z.; DEBLECKER, O.; LOBRY, J. Numerical modeling of capacitive effects in HF multiwinding transformers—part I: a rigorous formalism based on the electrostatic equations. **IEEE Transactions on Magnetics**, v. 49, n. 5, p. 2017–2020, maio 2013.

_____. Numerical modeling of capacitive effects in HF multiwinding transformers—part II: identification using the finite-element method. **IEEE Transactions on Magnetics**, v. 49, n. 5, p. 2021–2024, maio 2013.

DE LEON, F.; SEMLYEN, A. Efficient calculation of elementary parameter of transformers. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 7, n. 1, p. 376–383, jan. 1992.

_____. Complete transformer model for electromagnetic transients. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 9, n. 1, p. 231–239, jan. 1994.

DOMMEL, H. E. et al. **Electromagnetic transients program reference manual (EMTP theory book)**. Portland, Oregon, Estados Unidos, 1992.

DOWELL, P. L. Effects of eddy currents in transformer windings. **Proceedings of the Institution of Electrical Engineers**, v. 113, n. 8, p. 1287–1394, ago. 1966.

DUERBAUM, T.; SAUERLAENDER, G. Energy based capacitance model for magnetic devices. In: IEEE. **Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC'01)**. Anaheim, California, Estados Unidos, 2001. v. 1, p. 109–115.

DUERDOTH, W. T. Equivalent capacitances of transformer windings. **Wireless Engineering**, v. 23, p. 161–167, jun. 1946.

EDMINISTER, J.; NAHVI, M. **Schaum's outline of electromagnetics**. 4. ed. Estados Unidos: McGraw-Hill Education, 2013. ISBN 9780071831475.

FERGESTAD, P. I. **Transient oscillations in transformer windings**. 1971. Tese (Doutorado) — Norges Tekniske Høgskole (NTH), Trondheim, Sør-Trøndelag, Noruega, 1971.

FERGESTAD, P. I.; HENRIKSEN, T. Transient oscillations in multiwinding transformers. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, PAS-93, n. 2, p. 500–509, mar. 1974. ISSN 0018-9510.

FUJITA, S.; HOSOKAWA, N.; SHIBUYA, Y. Experimental investigation of high frequency voltage oscillation in transformer windings. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 13, n. 4, p. 1201–1207, out. 1998.

FULLER, J. A.; CHANG, D. C. On the numerical calculation of capacitance in the presence of edge boundaries. **Proceedings of the IEEE**, v. 58, n. 3, p. 490–491, mar. 1970.

GOLDBERG, A. F.; KASSAKIAN, J. G.; SCHLECHT, M. F. Finite-element analysis of copper loss in 1-10 MHz transformers. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 4, n. 2, p. 157–167, abr. 1989.

_____. Issues related to 1-10 MHz transformer design. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 4, n. 1, p. 113–123, jan. 1989.

GRANDI, G.; CASADEI, D.; REGGIANI, U. Equivalent circuit of mush wound AC windings for high frequency analysis. In: IEEE. **Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE'97)**. Guimarães, Portugal, Portugal, 1997.

GRANDI, G. et al. Stray capacitances of single-layer air-core inductors for high-frequency applications. In: IEEE. **Conference Record of the 1996 IEEE Industry Applications Conference and Thirty-First IAS Annual Meeting (IAS'96)**. San Diego, California, Estados Unidos, 1996.

_____. Stray capacitances of single-layer solenoid air-core inductors. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 35, n. 5, p. 1162–1168, out./set. 1999.

_____. Model of laminated iron-core inductors for high frequencies. **IEEE Transactions on Magnetics**, v. 40, n. 4, p. 1839–1845, jul. 2004.

GRIGSBY, L. L. **Power systems**. 3. ed. Boca Raton, Florida, Estados Unidos: CTC Press, 2012. ISBN 9781439856338.

HOLE, M. J.; APPEL, L. C. Stray capacitance of a two-layer air-core inductor. **IEE Proceedings – Circuits, Devices and Systems**, v. 152, n. 6, p. 565–572, dez. 2005.

JARITZ, M.; BIELA, J. Analytical model for the thermal resistance of windings consisting of solid or litz wire. In: IEEE. **15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2013)**. Lille, Nord, França, 2013. p. 1–10.

JOHNSON, H.; GRAHAM, M. **High speed digital design: a handbook of black magic**. 1. ed. Englewood Cliffs, New Jersey, Estados Unidos: Prentice Hall, 1993. ISBN 9780133957242.

JURISIC, B. et al. Difficulties in high frequency transformer modeling. **Electric Power Systems Research**, v. 138, n. 9, p. 25–32, set. 2016.

KATHOLIEKE UNIVERSITEIT LEUVEN EMTF CENTER. **Alternative transients program rule book**. Leuven, Leuven, Bélgica, 1987.

KAZIMIERCZUK, M. K. **High-frequency magnetic components**. 2. ed. Chichester, West Sussex, Inglaterra: Jon Wiley & Sons, 2014. ISBN 9781118717790.

KLUYSKENS, V.; DEHEZ, B. Comparison between models predicting the evolution of the electrical impedance with frequency. **International Journal of Circuit Theory and Applications**, v. 39, n. 9, p. 973–982, abr. 2010.

KOCH, J. Berechnung der kapazität von spulen, insbesondere in schalenkernen. **Valvo Berichte**, Band XIV, n. 3, p. 99–119, 1968.

LIBKIN, L. **Elements of finite model theory**. 1. ed. New York, New York, Estados Unidos: Springer, 2004. ISBN 9783540212027.

LINEAR TECHNOLOGY. **LTspice IV**. nov. 2017.

LIU, C. et al. Wideband mechanism model and parameter extracting for high-power high-voltage high-frequency transformers. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 5, p. 3444–3455, maio 2016.

LOPERA, J. M. et al. A complete transformer electric model, including frequency and geometry effects. In: IEEE. **23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'92)**. Toledo, Toledo, Espanha, 1992. v. 2, p. 1247–1252.

LU, H. Y.; ZHU, J. G.; HUI, S. Y. R. Experimental determination of stray capacitances in high frequency transformers. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 18, n. 5, p. 1105–1112, set. 2003.

MARTINEZ-VELASCO, J. A. How to adapt the EMTP for classroom instruction. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 7, n. 1, p. 351–358, fev. 1992.

_____. Educational use of EMTP models for the study of rotating machine transients. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 8, n. 4, p. 1392–1399, nov. 1993.

_____. **Power system transients: parameter determination**. 1. ed. Boca Raton, Florida, Estados Unidos: CRC Press, 2009. ISBN 9781420065299.

_____. **Transient analysis of power systems: solution techniques, tools and applications**. 1. ed. Chichester, West Sussex, Inglaterra: Wiley-IEEE Press, 2015. ISBN 9781118352342.

MARTINEZ-VELASCO, J. A.; CAPOLINO, G. A.; HENAO, H. ATP: a suitable tool for the simulation of power converters and drives. In: IEEE. **IEEE Workshop on Computers in Power Electronics**. Berkeley, California, Estados Unidos, 1992.

MARTINEZ-VELASCO, J. A.; MORK, B. A. Transformer modeling for low- and mid-frequency transients—a review. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 20, n. 2, p. 1625–1632, abr. 2005.

MARUVADA, P. S.; HYLLEN-CAVALLIUS, N. Capacitance calculations for some basic high voltage electrode configurations. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, v. 94, n. 5, p. 1708–1713, set. 1975.

MASSARINI, A.; KAZIMIERCZUK, M. K. Modeling the parasitic capacitance of inductors. In: IEEE. **Proceedings of 16th Capacitor and Resistor Technology Symposium (CARTS'96)**. New Orleans, Louisiana, Estados Unidos, 1996. p. 78–85.

_____. Self-capacitance of inductors. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 12, n. 4, p. 671–676, jul. 1997.

MASSARINI, A.; KAZIMIERCZUK, M. K.; GRANDI, G. Lumped parameter models for single- and multiple-layer inductors. In: IEEE. **27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC 1996)**. Baveno, Verbano Cusio Ossola, Itália, 1996. v. 1, p. 295–301 vol.1.

MEDHURST, R. G. HF resistance and self-capacitance of single-layer solenoids. **Wireless Engineering**, v. 24, p. 80–92, mar. 1947.

MEEKER, D. C. Improvised asymptotic boundary conditions for electrostatic finite elements. **IEEE Transactions on Magnetics**, v. 50, n. 6, p. 1–9, jun. 2014.

_____. **Finite Element Method Magnetic (FEMM)**. Jan. 2016. Versão 4.2.

MIHAILA, V.; DUCHESNE, S.; ROGER, D. A simulation method to predict the turn-to-turn voltage spikes in a PWM fed motor winding. **IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation**, v. 18, n. 5, p. 1609–1615, out. 2011.

MOMBELLO, E. E.; ZINI, H. C. A novel linear equivalent circuit of a transformer winding considering the frequency-dependence of the impedances. **Electric Power Systems Research**, v. 77, n. 8, p. 885–895, jun. 2007.

MORK, B. A. et al. Hybrid transformer model for transient simulation—part I: development and parameters. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 22, n. 1, p. 248–255, jan. 2007.

_____. Hybrid transformer model for transient simulation—part II: laboratory measurements and benchmarking. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 22, n. 1, p. 256–262, dez. 2007.

MORRIS, A. **A practical guide to reliable finite element modelling**. 1. ed. Hoboken, New Jersey, Estados Unidos: John Wiley & Sons, 2008. ISBN 9780470018323.

PLEITE, J. et al. Obtaining a frequency-dependent and distributed-effects model of magnetic components from actual measurements. **IEEE Transactions on Magnetics**, v. 35, n. 6, p. 4490–4502, nov. 1999.

POPOV, M. et al. Computation of very fast transient overvoltages in transformer windings. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 18, n. 4, p. 1268–1274, out. 2003.

_____. Analysis of very fast transients in layer-type transformer windings. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 22, n. 1, p. 238–247, jan. 2007.

PRASAD, P. N. et al. (Ed.). **Science and technology of polymers and advanced materials: emerging technologies and business opportunities**. 2. ed. New York, New York, Estados Unidos: Springer, 2013. ISBN 978-1489901149.

PRIETO, M. J. et al. Influence of transformer parasitics in low-power applications. In: IEEE. **Fourteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC'99)**. Dallas, Texas, Estados Unidos, 1999. v. 2, p. 1175–1180.

PURCELL, E. M.; MORIN, D. J. **Electricity and magnetism**. 3. ed. Reino Unido: Cambridge University Press, 2013. ISBN 9781107014026.

RASHTCHI, V.; RAHIMPOUR, E.; REZAPOUR, E. M. Using a genetic algorithm for parameter identification of transformer R-L-C-M model. **Electrical Engineering**, v. 88, n. 5, p. 417–422, jun. 2006.

REITAN, D. K. Accurate determination of the capacitance of rectangular parallel-plate capacitors. **Journal of Applied Physics**, v. 30, n. 2, p. 172–176, fev. 1959.

REITAN, D. K.; KINSETH, D.; HIGGINS, T. J. Calculation of the capacitance of a cube. **Journal of Applied Physics**, v. 22, n. 2, p. 223–226, fev. 1951.

RUEHLI, A. E.; BRENNAN, P. A. Efficient capacitance calculations for three-dimensional multiconductor systems. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 21, n. 2, p. 76–82, fev. 1973.

SADIKU, M. **Elements of electromagnetics**. 6. ed. Estados Unidos: Oxford University Press, 2014. ISBN 9780199321384.

SANCHEZ, J. C. E.; ZAMORANO, P. G.; MARTINEZ, C. T. Single-phase transformer modeling for analyzing transient overvoltages distribution and transference. **IEEE Latin America Transactions**, v. 7, n. 5, p. 545–551, set. 2009.

SCHELLMANN, A. et al. Representing electrical behaviour of transformers by lumped element circuits: a global physical approach. In: IEEE. **Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference (Thirty-Forth IAS Annual Meeting)**. Phoenix, Arizona, Estados Unidos, 1999. v. 3, p. 2100–2107.

SCHRÖDER, W. Berechnung der eigenschwingungen der doppelagigen langen spule. **Archiv für Elektrotechnik**, Band XI, n. 6, p. 203–229, 1922.

STEELE, J. M. **Applied finite element modeling—practical problem solving for engineers**. 1. ed. New York, New York, Estados Unidos: Marcel Dekker, 1989. ISBN 9780824780487.

STEIN, G. M. A study of the initial surge distribution in concentric transformer windings. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, v. 83, n. 9, p. 877–893, set. 1964.

SU, C. Q. **Electromagnetic transients in transformer and rotating machine windings**. 1. ed. Hershey, Pennsylvania, Estados Unidos: IGI Global, 2012. ISBN 9781466619210.

SUPERIOR ESSEX. **Magnetic wire/winding wire engineering data handbook**. Fort Wayne, Indiana, Estados Unidos, 2009.

TACCA, H. E. Ferrite toroidal inductor design. **IEEE Latin America Transactions**, v. 7, n. 6, p. 630–635, dez. 2009.

TAKI, J.; BENSETTI, M.; SADARNAC, D. SPICE-compatible high frequency physical modeling approach for an inductor. In: IEEE. **2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia)**. Seoul, Seoul, Coreia do Sul, 2015.

TAMASHIRO, M. A. et al. Comparative study of TACS/DBM and MODELS of ATP-EMTP applied to power systems computer simulation. **IEEE Latin America Transactions**, v. 14, n. 2, p. 704–712, fev. 2016.

THUMMALA, P. et al. Investigation of transformer winding architectures for high-voltage (2.5 kV) capacitor charging and discharging applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 8, p. 5786–5796, ago. 2016.

ULABY, F. T. **Electromagnetics for engineers**. 2. ed. Estados Unidos: Prentice Hall, 2007. ISBN 9780131497245.

URLING, A. M. et al. Characterizing high-frequency effects in transformer windings—a guide to several significant articles. In: IEEE. **Proceedings of Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition**. Baltimore, Maryland, Estados Unidos, 1989.

WILCOX, D. J.; CONLON, M.; HURLEY, W. G. Calculation of self and mutual impedances for coils on ferromagnetic cores. **IEEE Proceedings A – Physical Science, Measurement and Instrumentation, Management and Education – Reviews**, v. 135, n. 7, p. 470–476, set. 1988.

WILCOX, D. J.; HURLEY, W. G.; CONLON, M. Calculation of self and mutual impedances between sections of transformers windings. **IEE Proceedings C – Generation, Transmission and Distribution**, v. 136, n. 5, p. 308–314, set. 1989.

WINKLER, A. **Transient behaviour of ITER poloidal field coils**. 2010. Tese (Doutorado) — Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, Karlsruher Institut für Technologie, Karlsruhe, Karlsruhe, Alemanha, 2010.

WOLFRAM RESEARCH. **Wolfram Mathematica**. 2017. Champaign, Illinois, Estados Unidos. Versão 11.1.1.0 Student Edition.

YU, Q.; HOLMES, T. W. A study on stray capacitance modeling of inductors by using the finite element method. **IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility**, v. 43, n. 1, p. 88–93, fev. 2001.

ZANGWILL, A. **Modern electrodynamics**. 1. ed. Inglaterra: Cambridge University Press, 2012. ISBN 9780521896979.

APÊNDICE A – DETERMINAÇÃO DE PARÂMETROS NO FEMM 4.2 PARA OS CIRCUITOS EQUIVALENTES E PARA AS CÉLULAS PADRÕES

Neste apêndice, optou-se por utilizar pseudocódigos escritos em linguagem de programação Lua 4.0 como referência das explicações. Dessa forma, apresentam-se os principais procedimentos para a modelagem de solenoides e das células padrões no FEMM 4.2 nos modos eletrostático e magnetostático (MEEKER, 2016).

A.1 PROBLEMA ELETROSTÁTICO

Os problemas eletrostáticos são configurados no modo planar do FEMM 4.2 em que a seção transversal do enrolamento deve ser especificada, apresentando uma profundidade igual ao comprimento médio das espiras (l). Uma condição de contorno assintótica de sétima ordem e do tipo Dirichlet (MEEKER, 2014) é assumida. Tal condição de contorno encontra-se disposta a uma distância mínima do ponto central do enrolamento equivalente a $z \times D_{tot}$. Para os problemas eletrostáticos, as malhas triangulares são geradas automaticamente pelo FEMM 4.2, considerando um ângulo mínimo de 15° ; já as superfícies condutora e isolante respeitam um ângulo máximo de 5° por segmento. O Quadro A.1

Quadro A.1 – Pseudocódigo exemplificando os procedimentos para determinar as autocapacitâncias de um indutor ou de uma célula padrão.

```
01: RESULTADOCPRPRIA={}  
02:   for NUMEROSIMULACAOAUTOCAPACITANCIA=1,  
   .   NUMEROCOPIASHORIZONTAL*NUMEROCOPIASVERTICAL do  
03:     ei_modifyconductorprop("C"..NUMEROSIMULACAOAUTOCAPACITANCIA,1,1)  
04:     ei_analyze()  
05:     ei_loadsolution()  
06:     eo_groupselectblock()  
07:     RESULTADOCPRPRIA [NUMEROSIMULACAOAUTOCAPACITANCIA]=(eo_blockintegral(0))*2  
08:     showconsole()  
09:     print("C"..NUMEROSIMULACAOAUTOCAPACITANCIA,RESULTADOCPRPRIA [NUMEROSIMULACAOA  
   .   UTOCAPACITANCIA])  
10:     write(OUTPUT,"C"..NUMEROSIMULACAOAUTOCAPACITANCIA.." "  
   .   "..RESULTADOCPRPRIA [NUMEROSIMULACAOAUTOCAPACITANCIA]","\n")  
11:     write(OUTPUT,"{"..ISOLANTE.."","..RELACAO..","..RESULTADOCPRPRIA [NUMEROSIMULA  
   .   CAOAUTOCAPACITANCIA].."}","\n")  
12:     eo_close()  
13:     ei_modifyconductorprop("C"..NUMEROSIMULACAOAUTOCAPACITANCIA,1,0)  
14:   end
```

apresenta um pseudocódigo escrito em linguagem de programação Lua 4.0 no qual os principais procedimentos de cálculo das autocapacitâncias estão indicados.

No Quadro A.1, uma matriz é definida por meio de RESULTADOCPROPRIA={}. Na sequência, cada elemento condutor do sistema eletromagnético é estimulado individualmente com um potencial elétrico de 1 V para o cálculo das autocapacitâncias. Na linha 02 do pseudocódigo, NUMEROCOPIASHORIZONTAL e NUMEROCOPIASVERTICAL equivalem respectivamente ao número de espiras na horizontal e na vertical, enquanto a variável NUMEROSIMULACAOAUTOCAPACITANCIA define o elemento condutor (C_1, C_2, \dots, C_z) que será energizado. Na linha 03, as propriedades do condutor definido pelo laço for são modificadas para representarem a energização, seguida pela execução da simulação nas linhas 04 e 05. O comando eo_groupselectblock() na linha 06 é responsável por selecionar toda a área do problema em análise (para o cálculo da Equação 3.46). A autocapacitância referente ao elemento condutor selecionado é calculada na linha 07 e armazenada na matriz previamente definida. O termo eo_blockintegral(0) fornece a energia eletrostática armazenada na região do problema (SE_e), recorde da Equação 3.45. Por fim, as linhas

Quadro A.2 – Pseudocódigo exemplificando os procedimentos para determinar as capacitâncias parasitas entre espiras adjacentes de um indutor ou de uma célula padrão.

```

01: RESULTADOENTRE={}
02:   for i=1,TOTALCONDUTOR do
03:     RESULTADOENTRE[i]={}
04:     for j=1,TOTALCONDUTOR do
05:       RESULTADOENTRE[i][j]=0
06:     end
07:   end
08: for NUMEROSIMULACAOCAPACITANCIAPARASITAUM=1, TOTALCONDUTOR do
09:   ei_modifyconductorprop("C"..NUMEROSIMULACAOCAPACITANCIAPARASITAUM,1,1)
10:   for NUMEROSIMULACAOCAPACITANCIAPARASITADOIS=1, NUMEROCOPIASHORIZONTAL*NUMEROCOPIASVERTICAL do
11:     if NUMEROSIMULACAOCAPACITANCIAPARASITAUM~=NUMEROSIMULACAOCAPACITANCIAPARASITADOIS then
12:       ei_modifyconductorprop("C"..NUMEROSIMULACAOCAPACITANCIAPARASITADOIS,1,1)
13:       ei_analyze()
14:       ei_loadsolution()
15:       eo_groupselectblock()
16:       RESULTADOENTRE[ NUMEROSIMULACAOCAPACITANCIAPARASITAUM ][ NUMEROSIMULACAOCAPACITANCIAPARASITADOIS ]=(eo_blockintegral(0))-(1/2)*(RESULTADOCPROPRIA[ NUMEROSIMULACAOCAPACITANCIAPARASITAUM ]+RESULTADOCPROPRIA[ NUMEROSIMULACAOCAPACITANCIAPARASITADOIS ])
17:       (...)
18:       ei_modifyconductorprop("C"..NUMEROSIMULACAOCAPACITANCIAPARASITADOIS,1,0)
19:       (...)
20:       ei_modifyconductorprop("C"..NUMEROSIMULACAOCAPACITANCIAPARASITAUM,1,0)
21:       (...)

```

09, 10, 11 e 12 referem-se a procedimentos para salvar os resultados obtidos e a linha 13 restabelece a condição padrão (0 V) do elemento condutor analisado.

O Quadro A.2 demonstra um procedimento similar ao adotado no Quadro A.1. No entanto, energizações de 1 V em duplas de espiras são realizadas para o cálculo das capacitâncias parasitas entre espiras. Em razão disso, existe a definição de uma matriz com dimensões $z \times z$ da linha 01 até a 07 do pseudocódigo do Quadro A.2. Ademais, dois laços `for` (linhas 08 e 10) são responsáveis por configurar as energizações em duplas de espiras. O cálculo da Equação 3.47 é executado na linha 16, considerando as autocapacitâncias estimadas anteriormente.

A determinação das perdas dielétricas requer o cálculo das contribuições específicas do ar e das camadas de isolamento para a capacitância parasita total estabelecida entre as espiras. Dessa maneira, o comando `eo_groupselectblock()` — responsável por selecionar toda a área do problema no FEMM 4.2 — não é utilizado. Ao contrário disso, rotinas específicas foram programadas para a seleção das áreas abrangidas pelos materiais de interesse para o cálculo das perdas dielétricas específicas de cada um deles. As capacitâncias identificadas por essas rotinas são utilizadas nas Equações 4.10 e 4.11.

Como informações adicionais, as permissividades relativas do ar, do Policloreto de Vinila (PVC) e da poliamida são assumidas como iguais a 1,00, 3,00 e 2,50 respectivamente.

A.2 PROBLEMA MAGNETOSTÁTICO

Os problemas magnetostáticos são configurados no modo axissimétrico do FEMM 4.2, dada a simetria rotacional inerente aos protótipos de indutores utilizados neste trabalho. Uma condição de contorno mista assintótica é definida por meio de uma fronteira em forma de semicírculo, distanciada de um eixo de simetria rotacional ($r = 0$) por um raio com valor mínimo igual a $z \times D_{tot}$. A condição de contorno mista assintótica simula a impedância de um domínio aberto por meio de:

$$\frac{1}{\mu_r \mu_0} \frac{\partial A}{\partial n} + c_0 A + c_1 = 0 \quad (\text{A.1})$$

$$c_0 = \frac{1}{\mu_r \mu_0 R_{mista}} \quad c_1 = 0 \quad (\text{A.2})$$

em que A é o potencial vetor magnético, μ_r é a permeabilidade magnética relativa da região adjacente à condição de contorno, μ_0 é a permeabilidade do vácuo, n representa a direção normal ao contorno e R_{mista} é o raio do semicírculo que forma a borda.

Para os problemas magnetostáticos executados durante as pesquisas, as malhas triangulares são geradas automaticamente pelo FEMM 4.2, considerando um ângulo mí-

nimo de 15° ; já as superfícies condutora e isolante respeitam respectivamente um ângulo máximo de 5° e $0,1^\circ$ por segmento. Para determinadas simulações em altas frequências, elevou-se a densidade de elementos finitos em áreas de interesse como as camadas de isolamento das espiras (um refinamento local de $1 \mu\text{m}$, por exemplo). Mas, eleva-se significativamente o tempo para computação dos parâmetros, algo viável apenas para determinados estudos com células padrões (uma notável vantagem da metodologia proposta) ou enrolamentos com reduzidas dimensões.

O Quadro A.3 apresenta os principais procedimentos programados no FEMM 4.2 para a determinação das autoindutâncias de indutores e das células padrões. Inicialmente, uma matriz é definida através de RESULTADOLPROPRIA={ } para o armazenamento dos resultados. Como apontado para o caso dos problemas eletrostáticos, um laço for é responsável por definir os elementos condutores para as energizações de 1 A (C_1, C_2, \dots, C_z). As linhas 04 e 05 executam a simulação no FEMM 4.2, enquanto a linha 06 seleciona toda a área do problema com o comando mo_groupselectblock(). Se o problema opera em corrente contínua, o dobro da energia magnética armazenada no problema resultará na autoindutância do elemento condutivo em análise (Equação 4.5). Entretanto, se o usuário configurar alguma frequência operacional, o quádruplo da energia magnetostática armazenada no problema será equivalente à autoindutância (acúmulo de energia média em um ciclo da corrente alternada). O termo mo_blockintegral(2) fornece a energia magnética armazenada na região do problema (SE_m), recorde da Equação 4.4. Por fim, as linhas 12 e

Quadro A.3 – Pseudocódigo exemplificando os procedimentos para determinar as autoindutâncias de um indutor ou de uma célula padrão.

```

01: RESULTADOLPROPRIA={ }
02:   for NUMEROSIMULACAOAUTOINDUTANCIA=1,
.     NUMEROCOPIASHORIZONTAL*NUMEROCOPIASVERTICAL do
03:     mi_modifycircprop("C"..NUMEROSIMULACAOAUTOINDUTANCIA,1,1)
04:     mi_analyze()
05:     mi_loadsolution()
06:     mo_groupselectblock()
07:     if FREQUENCIA == 0 then
08:       RESULTADOLPROPRIA [NUMEROSIMULACAOAUTOINDUTANCIA]=mo_blockintegral(2)*2
09:     else
10:       RESULTADOLPROPRIA [NUMEROSIMULACAOAUTOINDUTANCIA]=mo_blockintegral(2)*4
11:     showconsole()
12:     print("L"..NUMEROSIMULACAOAUTOINDUTANCIA . . NUMEROSIMULACAOAUTOINDUTANCIA ,RESUL
.     TADOLPROPRIA [NUMEROSIMULACAOAUTOINDUTANCIA] )
13:     write(OUTPUT,"L"..NUMEROSIMULACAOAUTOINDUTANCIA . . NUMEROSIMULACAOAUTOINDUTANCI
.     A . . . RESULTADOLPROPRIA [NUMEROSIMULACAOAUTOINDUTANCIA] , "\n")
14:     mo_close()
15:     mi_modifycircprop("C"..NUMEROSIMULACAOAUTOINDUTANCIA,1,0)
16:   end

```


Alaküla (2014), a matriz de acoplamento indutivo pode ser derivada como resultado do estudo de uma única espira do indutor no FEMM 4.2. Isso simplifica as simulações e reduz o tempo computacional de análise dos elementos finitos. Esse procedimento fundamenta-se principalmente na simetria estrutural dos protótipos de indutores utilizados nesta Tese de Doutorado.

As perdas resistivas são calculadas junto com as computações indicadas acima por meio de rotinas que verificam as quedas de tensão em cada espira. Como comentado no Capítulo 4, um cuidado especial deve ser dedicado também ao refinamento das malhas de elementos finitos de maneira a simular corretamente os efeitos pelicular e de proximidade. O efeito de proximidade por espira foi contabilizado ao energizar todas as espiras com 1 A, verificar as perdas resistivas e dividir o resultado pelo número total de espiras.