

EMTP-ATP Modelling of Single-Layer Air-Core Inductors for Very High-Frequency Transients

L. F. de Freitas Gutierrez, *Student Member, IEEE*, J. A. Martinez-Velasco, and G. Cardoso Jr.

Abstract—This paper presents a procedure for implementing EMTP-ATP models of single-layer air-core inductors adequate for analyzing high and very-high frequency transients. The paper proposes a general circuit representation of air-core windings whose parameters are derived from the application of a FEM-based (Finite Element Method) tool. Experimental verifications are carried out by comparing frequency and transient responses obtained from the implemented models and laboratory measurements.

Keywords—EMTP-ATP, Finite Element Method (FEM), Frequency Response, High-Frequency Transient, Air-Core Inductor, Modelling, Winding, Multiconductor System, Validation.

I. INTRODUÇÃO

UMA SÉRIE de trabalhos científicos dedica-se ao estudo de transitórios eletromagnéticos de baixas e médias frequências em enrolamentos de indutores e transformadores. No entanto, o comportamento desses dispositivos em altas frequências (100 kHz ~ 30 MHz) [1] é significativamente diferente [2], requerendo também considerações teóricas e experimentais distintas. A literatura especializada aponta advertências sobre os possíveis riscos decorrentes de solicitações em altas frequências que podem comprometer equipamentos [3]-[6]. Como agravante disso, vários pacotes de simulação do tipo SPICE e EMTP-ATP [7], [8] não dispõem de modelos que contemplem satisfatoriamente a análise de fenômenos em altas frequências [9]. Visando colaborar com a solução desse cenário, este trabalho propõe procedimentos para modelar indutores, constituídos por uma camada de espiras e por núcleo de ar, de forma adequada no EMTP-ATP para o estudo de transitórios de altas frequências. A proposta baseia-se em uma representação por parâmetros concentrados. Os parâmetros desse circuito equivalente são obtidos por meio do Método dos Elementos Finitos (MEF), executado no FEMM 4.2 [10] e com cálculos complementares no Wolfram Mathematica 11.1.1.0 [11]. A determinação dos parâmetros considera a geometria dos enrolamentos, especificações dos materiais e características construtivas da bobina. Destaca-se ainda que a modelagem através do MEF viabiliza a representação precisa

dos parâmetros dependentes da frequência—considerando os efeitos pelicular e de proximidade, por exemplo. A técnica é empregada em dois protótipos de indutores. De modo geral, os resultados derivados das simulações numéricas são satisfatórios quando comparados com as observações experimentais. A dependência da frequência inerente à impedância equivalente do indutor foi também validada através de comparações entre as medições e os resultados obtidos segundo o MEF.

Trabalhos anteriores abrangendo a modelagem de dispositivos bobinados para aplicações em médias e altas frequências foram apresentados em [12]-[19]. Ideias baseadas no MEF foram introduzidas em [20]-[27] com referência ao tópico de pesquisa alvo desta publicação.

Este artigo está organizado da seguinte forma: a Seção II apresenta as principais características dos protótipos verificados. A representação por parâmetros concentrados que ampara a modelagem de indutores de núcleo de ar é explicada na Seção III. A determinação dos parâmetros RLC através do simulador FEMM 4.2 é descrita na Seção IV. As Seções V e VI detalham e discutem a validação das implementações por meio da comparação com medidas experimentais. A conclusão e os apontamentos finais encontram-se na Seção VII.

II. PROTÓTIPOS DE INDUTORES

Dois protótipos de indutores foram testados para verificar a eficácia dos procedimentos propostos neste artigo, são eles:

- *Protótipo 1*: A Fig. 1 apresenta o primeiro indutor de uma camada de espiras e de núcleo de ar. Ele é constituído por Cobre/Policloreto de Vinila e as suas características construtivas estão resumidas na Tabela I.
- *Protótipo 2*: A Fig. 2 ilustra o segundo protótipo de indutor de uma camada de espiras e de núcleo de ar. Ele é composto por Cobre/Poliamida e as suas características construtivas encontram-se organizadas na Tabela II.

Segue a nomenclatura utilizada nessas tabelas: ϵ_{ins} é a constante dielétrica do isolante, $\tan\delta$ é o fator de perdas dielétricas, μ_{con} é a permeabilidade relativa do condutor, σ_{con} é a condutividade elétrica, T é a espessura da camada de isolamento, D_{con} é o diâmetro das espiras desconsiderando a isolamento, n é o número de espiras do indutor, l é o comprimento médio das espiras, e D_{i-ind} é o diâmetro interno da bobina.

III. REPRESENTAÇÃO DE INDUTORES DE NÚCLEO DE AR

Uma representação precisa dos enrolamentos de indutores para o estudo de transitórios deve basear-se em um modelo de parâmetros distribuídos e dependente da frequência [28]-[29]. A Fig. 3(a) apresenta um modelo estruturado por seções diferenciais de uma linha de transmissão de múltiplas fases. Cada

L. F. de Freitas Gutierrez, Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), Centro de Excelência em Energia e Sistemas de Potência (CEESP), Laboratório de Análise e Proteção de Sistemas Elétricos (LAPES), Santa Maria, Rio Grande do Sul, Brasil, luiz.gutierrez@ufsm.br.

J. A. Martinez-Velasco, Universitat Politècnica de Catalunya (UPC), Esc. Tèc. Sup. d'Enginyeria Industrial de Barcelona (ETSEIB), Dept. d'Enginyeria Elèctrica (DEE), Barcelona, Catalunya, Espanha, martinez@ee.upc.edu.

G. Cardoso Jr., Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), Centro de Excelência em Energia e Sistemas de Potência (CEESP), Laboratório de Análise e Proteção de Sistemas Elétricos (LAPES), Santa Maria, Rio Grande do Sul, Brasil, ghendy@ufsm.br.

Corresponding author: Luiz Fernando de Freitas Gutierrez.



Figura 1. Protótipo 1.



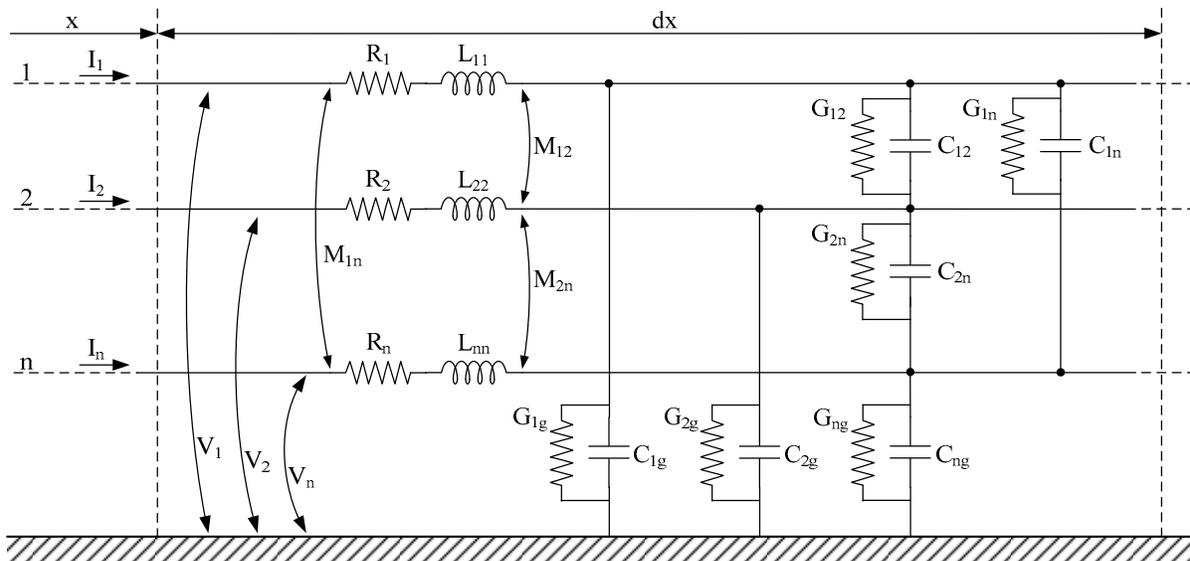
Figura 2. Protótipo 2.

TABELA I
PRINCIPAIS CARACTERÍSTICAS DO PROTÓTIPO 1.

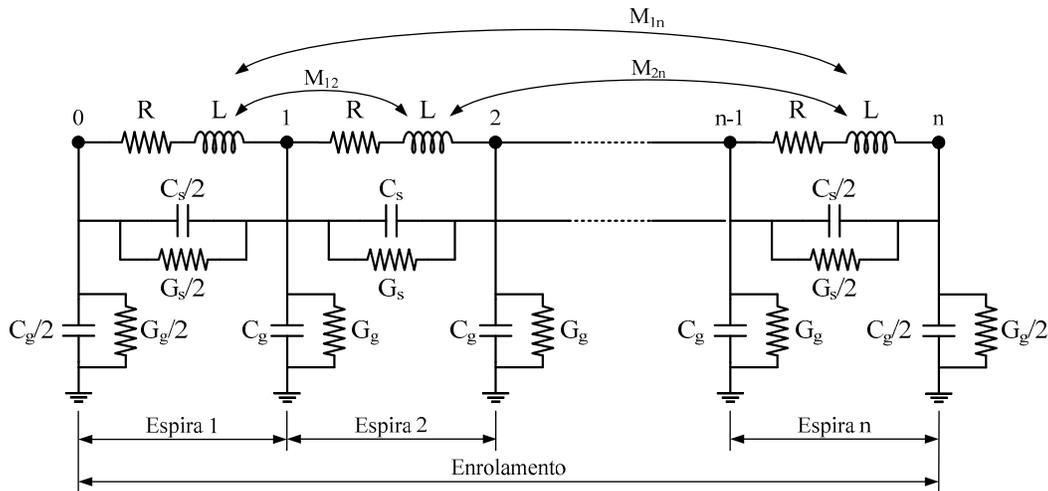
Parâmetro	Valor
ϵ_{ins}	3,00
$\tan\delta$	0,019
μ_{con}	0,999991
σ_{con}	58 MS/m
T	0,70 mm
D_{con}	1,40 mm
n	25
l	12,57 cm
D_{l-ind}	3,75 cm

TABELA II
PRINCIPAIS CARACTERÍSTICAS DO PROTÓTIPO 2.

Parâmetro	Valor
ϵ_{ins}	2,50
$\tan\delta$	0,004
μ_{con}	0,999991
σ_{con}	58 MS/m
T	0,026 mm
D_{con}	1,63 mm
n	25
l	12,57 cm
D_{l-ind}	3,75 cm



a) Seções diferenciais de uma linha de transmissão representando um sistema de múltiplos condutores.



C_s, G_s = Capacitância e condutância entre espiras adjacentes, C_g, G_g = Capacitância e condutância entre espiras e a terra

b) Representação simplificada por parâmetros concentrados de um indutor de núcleo de ar.

Figura 3. Modelo de um indutor de núcleo de ar para estudos de transitórios eletromagnéticos de altas frequências

espira é representada como uma fase do sistema ilustrado na Fig. 3(a). Assumindo a conexão em série das espiras, algumas modificações devem ser realizadas para adaptar esse circuito para os fins almejados. A Fig. 3(b) demonstra a representação simplificada de indutores de núcleo de ar utilizada neste estudo; e maiores detalhes sobre a transição até essa versão do circuito são referenciados para [28], [29]. A representação por parâmetros concentrados de indutores é constituída por:

- *Matriz de acoplamento indutivo:* L 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.
- *Perdas resistivas:* São representadas por meio de R , a resistência série equivalente para cada espira do enrolamento. R é dependente da frequência devido aos efeitos pelicular e de proximidade.
- *Matriz de acoplamento capacitivo:* C_g é a capacitância entre cada condutor e o plano de potencial comum, enquanto C_s é a capacitância parasita entre as espiras fisicamente adjacentes do indutor (maiores detalhamentos encontram-se na Subseção IV-A).
- *Perdas dielétricas:* São representadas através de G_s , a condutância entre espiras adjacentes, e de G_g , a condutância estabelecida entre cada condutor e a terra. As condutâncias são assumidas como dependentes da frequência.

Na Fig. 3(b), destaca-se que alguns dos parâmetros localizados nas extremidades estão divididos por dois [28], [29]. Além disso, dependendo do número total de espiras, uma representação completa de cada condutor é viável. Contudo, para algumas geometrias (como um transformador), isso pode ser complexo e aumentar o tempo de simulação. Assim, algumas simplificações e considerações em um nível macro podem ser adotadas. Mas, a representação proposta deve ser mantida.

IV. ESTIMAÇÃO DOS PARÂMETROS ATRAVÉS DO MEF

A. Matriz de acoplamento capacitivo

Considere a representação de um indutor de núcleo de ar composto por n espiras, como ilustrado na Fig. 3(b), e assuma que o final dessa bobina se encontra aterrado. A equação que relaciona o potencial elétrico V_i de cada espira/fase i com a sua respectiva carga elétrica Q_i pode ser expressa por

$$Q_i = \sum_{k=1}^n c_{i,k} V_k \quad i = 1 \div n \quad (1)$$

onde as variáveis c_{ii} são chamadas de coeficientes capacitivos, enquanto $c_{i,k}$ ($k \neq i$) são chamadas de coeficientes de indução [30]. Os coeficientes capacitivos e de indução são respectivamente positivos e negativos. Além disso, a condição de reciprocidade garante uma relação simétrica, ou seja, $c_{i,k} = c_{k,i}$.

A equação (1) pode ser reformulada da seguinte maneira

$$Q_i = C_{i,0} V_i + \sum_{k \neq i} C_{i,k} (V_i - V_k) \quad i, k = 1 \div n \quad (2)$$

onde $C_{i,0}$ é a capacitância entre a espira i e o aterramento, bem como $C_{i,k}$ é a capacitância parasita entre as espiras i e k (capacitância mútua), tal que $k \neq i$.

Uma maior reformulação de (1) e (2) resulta em

$$Q_i = \left(C_{i,0} + \sum_{k \neq i} C_{i,k} \right) V_i - \sum_{k \neq i} C_{i,k} V_k \quad i, k = 1 \div n. \quad (3)$$

Ao comparar (1), (2) e (3), as seguintes relações matemáticas são deduzidas:

$$c_{i,i} = \left(C_{i,0} + \sum_{k \neq i} C_{i,k} \right) = C_i ; \quad c_{i,k} = -C_{i,k} \quad i, k = 1 \div n. \quad (4)$$

Com base nessas considerações teóricas, os coeficientes $c_{i,i}$ são interpretados como a relação capacitiva total existente entre a espira i e os demais elementos condutivos, conectados em paralelo à terra. Os coeficientes $c_{i,i}$ são as autocapacitâncias do indutor, C_i . No que tange aos coeficientes $c_{i,k}$, eles representam as capacitâncias mútuas do sistema de múltiplos condutores (por exemplo, são as capacitâncias parasitas entre espiras, $C_{i,k}$). Seguindo essas definições, uma matriz de acoplamento capacitivo pode ser descrita da seguinte maneira:

$$\begin{bmatrix} C_1 & -C_{1,2} & -C_{1,3} & -C_{1,4} & \cdots & -C_{1,n} \\ -C_{2,1} & C_2 & -C_{2,3} & -C_{2,4} & \cdots & -C_{2,n} \\ -C_{3,1} & -C_{3,2} & C_3 & -C_{3,4} & \cdots & -C_{3,n} \\ -C_{4,1} & -C_{4,2} & -C_{4,3} & C_4 & \cdots & -C_{4,n} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ -C_{n,1} & -C_{n,2} & -C_{n,3} & -C_{n,4} & \cdots & C_n \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Note que, como as autocapacitâncias C_i agregam todas as relações capacitivas entre uma espira i e as demais espiras ($k \neq i$) do sistema de múltiplos condutores, a capacitância entre um condutor i e a terra ($C_{i,0}$) pode ser determinada por (6)

$$C_{i,0} = C_i - \sum_{k \neq i} C_{i,k} \quad i, k = 1 \div n. \quad (6)$$

Neste trabalho, autocapacitâncias e capacitâncias parasitas entre espiras são calculadas através do MEF. Tais parâmetros foram estimados por meio do simulador FEMM 4.2 [10]. Inicialmente, identifica-se 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 conforme exposto pela equação (7) e as suas expressões auxiliares

$$SE_e = \sum_i^n \left(\frac{1}{2} C_i V_i^2 + \sum_{j=i+1}^n C_{i,j} V_i V_j \right) \quad i, j = 1 \div n \quad (7a)$$

$$C_i = 2 \times SE_e \quad V_k = \begin{cases} 0, & k \neq i \\ 1, & k = i \end{cases} \quad (7b)$$

$$C_{i,j} = SE_e - \frac{1}{2} (C_i + C_j) \quad V_k = \begin{cases} 0, & k \neq i, j \\ 1, & k = i \\ 1, & k = j \end{cases} \quad (7c)$$

onde i, j e k denotam por espiras específicas de um determinado enrolamento composto por um total de n espiras.

A matriz de capacitâncias é determinada no modo eletrostático e planar do FEMM 4.2 [10], respeitando uma condição de contorno assintótica de sétima ordem e do tipo Dirichlet [31]. Os cálculos são executados por algoritmos escritos em linguagem de programação Lua 4.0. O método requer n computações

da energia eletrostática (SE_e) armazenada no dispositivo quando apenas um condutor está energizado. Assim, as autocapacitâncias podem ser calculadas. Requerem-se ainda $n(n-1)/2$ computações da energia eletrostática quando dois condutores estão energizados para estimar os capacitores entre as espiras. No total, $n(n+1)/2$ computações da energia eletrostática são essenciais para mapear as relações capacitivas estabelecidas em um sistema de múltiplos condutores. A matriz de acoplamento capacitivo do circuito simplificado ilustrado na Fig. 3(b), onde unicamente as capacitâncias entre espiras adjacentes e os capacitores entre espiras e a terra estão considerados, pode ser expressa por

$$\begin{bmatrix} C_1 & -C_{1,2} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ -C_{2,1} & C_2 & -C_{2,3} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & -C_{3,2} & C_3 & -C_{3,4} & \dots & 0 \\ 0 & 0 & -C_{4,3} & C_4 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & C_n \end{bmatrix} \quad (8a)$$

$$C_i = C_{i,0} + C_{i,i-1} + C_{i,i+1}. \quad (8b)$$

B. Matriz de acoplamento indutivo

A estimação precisa da matriz indutiva é possível devido à simetria estrutural dos protótipos. No FEMM 4.2, eles são modelados no modo magnetostático, com simetria axial e delimitados por uma condição de contorno mista assintótica [10]. Ao estimular o indutor com uma corrente de 1 A, autoindutâncias e indutâncias mútuas são obtidas através das contribuições do fluxo magnético concatenado por espira. Pode-se também seguir uma técnica similar ao exposto antes para a determinação da matriz capacitiva. Porém, a energia magnética (SE_m) armazenada no sistema é considerada para este caso. As seguintes equações descrevem essa estratégia alternativa

$$SE_m = \sum_{i=1}^n \left(\frac{1}{2} L_i I_i^2 + \sum_{j=i+1}^n M_{i,j} I_i I_j \right) \quad i, j = 1 \div n \quad (9a)$$

$$L_i = 2 \times SE_m \quad I_k = \begin{cases} 0, & k \neq i \\ 1, & k = i \end{cases} \quad (9b)$$

$$M_{i,j} = SE_m - \frac{1}{2} (L_i + L_j) \quad I_k = \begin{cases} 0, & k \neq i, j \\ 1, & k = i \\ 1, & k = j \end{cases} \quad (9c)$$

onde i, j e k denotam por espiras específicas de um determinado enrolamento composto por um total de n espiras.

A Tabela III apresenta os resultados obtidos no FEMM 4.2 para o Protótipo 1 operando em 50 Hz. Mesmo que os parâmetros indutivos variem significativamente em médias e altas frequências na presença de um núcleo ferromagnético (verifique [2]), eles demonstrarão uma dependência praticamente constante em indutores de núcleo de ar. Dada a existência de uma dependência da frequência, ela pode ser representada como uma função ajustada aos resultados do MEF para uma faixa de frequências; essa solução é discutida na próxima subseção para o caso das perdas resistivas.

TABELA III

AUTOINDUTÂNCIAS E INDUTÂNCIAS MÚTUAS DO PROTÓTIPO 1.

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

C. Perdas resistivas

As perdas resistivas por espira são calculadas junto com as computações no FEMM 4.2 atribuídas à matriz indutiva; os cálculos baseiam-se na queda de tensão verificada para cada espira. Todavia, uma atenção especial deve ser dedicada ao refinamento das malhas de elementos finitos de forma a simular corretamente os efeitos pelicular e de proximidade.

Como discutido em [25], 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° , um ângulo máximo de 5° por segmento, e ao elevar a densidade dos elementos em áreas de interesse (por exemplo, uma malha com refinamento local de $1 \mu\text{m}$ para regiões referentes ao material isolante). A Fig. 4 apresenta o comportamento dependente da frequência determinado para a resistência elétrica por espira do Protótipo 1.

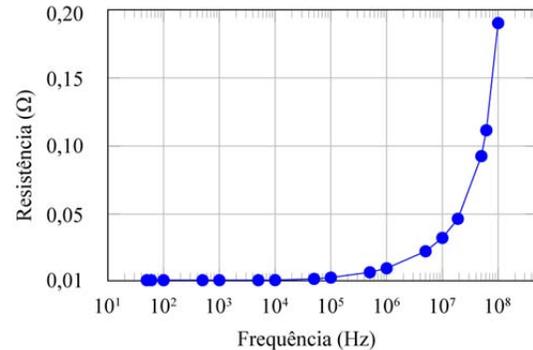


Figura 4. Resistência dependente da frequência para o Protótipo 1.

A dependência da frequência das resistências pode ser ajustada por meio da seguinte expressão matemática

$$R(f) = a + b \times f^c \quad (10)$$

onde a , b e c são parâmetros a serem estimados através de um método de ajuste de curva, e f é a frequência do sistema.

Para simulações no domínio da frequência, o valor de f é conhecido durante uma varredura. Assim, a resistência pode ser determinada por meio de (10). Para simulações no domínio do tempo, o comportamento dependente da frequência também é calculado através de (10). Mas, o valor da frequência operacional é substituído pela taxa de variação da tensão entre

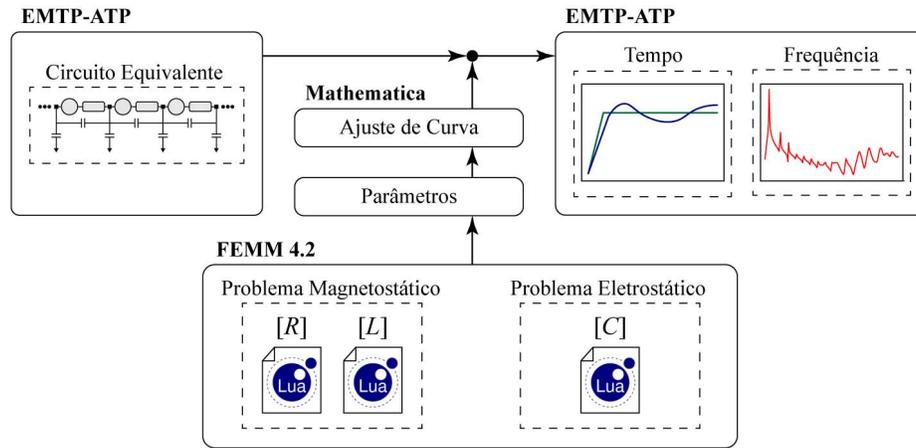


Figura 5. Implementação no EMTP-ATP do circuito equivalente de indutores de núcleo de ar.

os terminais do enrolamento. Nesse sentido, a expressão a ser utilizada deve ser a seguinte

$$f \approx \frac{dv/dt}{2\pi\sqrt{s^2 - v^2}} \quad (11)$$

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

Perceba que, quando $v \rightarrow s$, o resultado de (11) tende ao infinito. Isso pode ser evitado 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 1 e 1,41 Ω para o Protótipo 2). Por outro lado, o valor da resistência em condição de corrente contínua é utilizado quando a frequência operacional for igual ou menor que 50 Hz.

D. Perdas dielétricas

As perdas dielétricas são modeladas através de condutâncias/resistências em paralelo com as capacitâncias do sistema. Elas são obtidas de acordo com as seguintes expressões

$$G = 2\pi f \cdot \tan \delta \cdot C \quad (12a)$$

$$R = \frac{1}{2\pi f \cdot \tan \delta \cdot C} \quad (12b)$$

Note que os parâmetros RG de (12) dependem da frequência que, no domínio do tempo, é estimada por meio de (11).

V. IMPLEMENTAÇÃO NO EMTP-ATP

A Fig. 5 ilustra os procedimentos da implementação no EMTP-ATP. A estrutura elementar da representação por parâmetros concentrados é inicialmente declarada. Na sequência, a rede completa RLCG é criada e, finalmente, o EMTP-ATP interpreta o código resultante, realizando uma simulação no domínio do tempo ou da frequência conforme requisitado pelo usuário. Como detalhado anteriormente, os parâmetros RLC são derivados de computações no FEMM 4.2 e um ajuste de curva é realizado para obter a representação das perdas dependentes da frequência de acordo com as equações (10) e (11).

O código para EMTP-ATP de um circuito como o apresentado na Fig. 3(b) é baseado nas capacidades dos elementos “Type 51, 52, 53” de representar o acoplamento mútuo indutivo. A tarefa de declarar o enrolamento como um todo no EMTP-ATP pode ser simplificada porque é possível replicar a representação básica de uma espira (sem elementos indutivos) quantas vezes for necessário; até que todo o enrolamento tenha sido representado completamente. Um “DO loop” pode ser utilizado para facilitar essa implementação. As resistências representando as perdas dielétricas podem ser automaticamente calculadas por meio de um bloco “\$PARAMETER” onde a equação (12) foi configurada. Da mesma maneira, o comportamento dependente da frequência das perdas resistivas é configurado em um bloco “\$PARAMETER” após os coeficientes da equação (10) terem sido estimados. Recorde que as capacitâncias e condutâncias localizadas nas extremidades do enrolamento devem ser divididas por dois; veja a Fig. 3(b). Uma varredura de frequências almejando obter a resposta dos modelos desenvolvidos foi realizada para cada um dos protótipos de indutores.

Seis circuitos equivalentes para cada protótipo (com e sem perdas dielétricas) foram desenvolvidos e verificados, a saber:

1. Matriz capacitiva completa com perdas dielétricas.
2. Matriz capacitiva completa sem perdas dielétricas.
3. Matriz capacitiva simplificada com perdas dielétricas.
4. Matriz capacitiva simplificada sem perdas dielétricas.
5. Matriz capacitiva simplificada com perdas dielétricas e com parâmetros divididos por dois nos terminais.
6. Matriz capacitiva simplificada sem perdas dielétricas e com parâmetros divididos por dois nos terminais.

Entende-se por “matriz capacitiva 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 capacitiva simplificada”. Independentemente disso, existirão capacitâncias entre todas as espiras e a terra. Reforça-se também que a matriz indutiva corresponde ao exposto na Fig. 3(b) para todos os modelos estudados. A principal diferença entre os modelos está na consideração ou não das perdas dielétricas, assim como da metade dos parâmetros nas extremidades do solenoide.

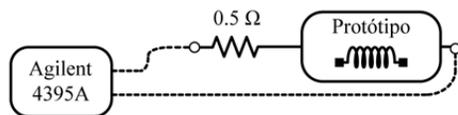
VI. VALIDAÇÃO DOS MODELOS

A. Medições em laboratório

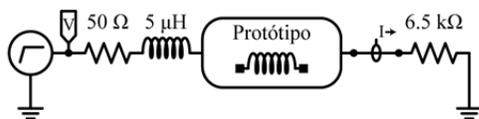
Os modelos foram validados através de comparações entre as simulações e as medições em laboratório. Essas observações encontram-se detalhadas nas próximas subseções. O seguinte equipamento foi utilizado para tanto:

1. Analisador de impedância, espectro e rede vetorial Agilent 4395A.
2. Analisador de impedância, fase e ganho Solartron 1260.
3. Medidor RLC de precisão Keysight E4980A.
4. Analisador de impedância QuadTech 1910.
5. Osciloscópio de sinal misto Yokogawa DLM4038.
6. Osciloscópio de sinal misto Tektronix MSO 3054.
7. Sonda de corrente Tektronix TCPA300 CA/CC.
8. Gerador de funções Rigol DG1022.
9. Gerador de funções Iso-Tech GFG2004.
10. Resistor de precisão de 6,5 k Ω com tolerância de 5%.

A Fig. 6 demonstra o esquemático dos dois testes (resposta transitória e no domínio da frequência) realizados para cada protótipo. No domínio da frequência, observe que a variável mensurada é a impedância de entrada do sistema, enquanto a tensão de entrada e a corrente de saída compõem as observações para a resposta transitória.



a) Teste no domínio da frequência.



b) Teste através da resposta transitória ao degrau.

Figura 6. Esquemático dos testes experimentais.

B. Verificações no domínio da frequência

Varreduras de frequências foram realizadas com um analisador de impedância, espectro e rede vetorial Agilent 4395A,

como exposto na Fig. 6(a). As diferenças entre os resultados das simulações e as medições para a frequência de ressonância encontram-se resumidas na Tabela IV. As comparações entre a implementação no EMTP-ATP com perdas dielétricas e as medições são apresentadas nas Figs. 7 (Protótipo 1) e 8 (Protótipo 2). Essas figuras ilustram os resultados computacionais obtidos com o modelo 5 para ambos os protótipos.

C. Verificações através da resposta transitória

Verificou-se a resposta ao degrau de ambos os protótipos para um tempo de subida igual a 25 ns. As medições foram obtidas combinando um gerador de funções e um osciloscópio (osciloscópio de sinal misto Yokogawa DLM4038, osciloscópio de sinal misto Tektronix MSO 3054, sonda de corrente Tektronix TCPA300 CA/CC, gerador de funções Rigol DG1022, gerador de funções Iso-Tech GFG2004). Adicionou-se um resistor de precisão de 6,5 k Ω com tolerância de 5% em série com os protótipos uma vez que a resistência equivalente desses é consideravelmente pequena; veja a Fig. 6(b). As Figs. 9 e 10 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 as 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; veja a Tabela IV.

D. Verificações através da impedância série equivalente

As intensidades da resistência e da indutância série equivalentes dos protótipos foram também validadas. As Figs. 11 e 12 demonstram as comparações estabelecidas entre as simulações no FEMM 4.2 e as constatações experimentais.

Os experimentos de laboratório foram realizados com um medidor RLC de precisão Keysight E4980A e com um analisador de impedância QuadTech 1910. Como esperado, a resistência série equivalente apresenta um comportamento dependente da frequência causado pelos efeitos pelicular e de proximidade, enquanto a indutância série permanece praticamente constante acima de 100 Hz. Note que a correspondência entre as medições e as simulações é qualitativamente boa, confirmando a utilidade do MEF para derivar os parâmetros RLC.

TABELA IV
COMPARAÇÕES ENTRE AS MEDIÇÕES E OS MODELOS IMPLEMENTADOS NO EMTP-ATP.

Protótipo 1								
Parâmetros Comparativos	Medições	Modelo 1	Modelo 2	Modelo 3	Modelo 4	Modelo 5	Modelo 6	
Domínio da Frequência	Freq. de Ressonância	18,15 MHz (Ref. Comp.)	20,79 MHz (-14,54 %)	20,79 MHz (-14,54 %)	18,84 MHz (-3,80 %)	18,84 MHz (-3,80 %)	18,84 MHz (-3,80 %)	
	Impedância de Pico	203,84 k Ω (Ref. Comp.)	217,30 k Ω (-6,60 %)	234,50 k Ω (-15,04 %)	177,30 k Ω (13,00 %)	188,20 k Ω (7,70 %)	177,30 k Ω (13,00 %)	188,20 k Ω (7,70 %)
	Resposta Transitória	Corrente de Pico	2,59 mA (Ref. Comp.)	2,82 mA (-8,88 %)	2,82 mA (-8,88 %)	2,85 mA (-10,00 %)	2,85 mA (-10,00 %)	2,85 mA (-10,00 %)
Protótipo 2								
Parâmetros Comparativos	Medições	Modelo 1	Modelo 2	Modelo 3	Modelo 4	Modelo 5	Modelo 6	
Domínio da Frequência	Freq. de Ressonância	16,35 MHz (Ref. Comp.)	17,47 MHz (-6,85 %)	17,47 MHz (-6,85 %)	17,29 MHz (-5,75 %)	17,29 MHz (-5,75 %)	17,29 MHz (-5,75 %)	
	Impedância de Pico	50,64 k Ω (Ref. Comp.)	48,19 k Ω (4,84 %)	48,65 k Ω (3,93 %)	46,90 k Ω (7,40 %)	47,34 k Ω (6,50 %)	46,90 k Ω (7,40 %)	47,34 k Ω (6,50 %)
	Resposta Transitória	Corrente de Pico	2,61 mA (Ref. Comp.)	2,78 mA (-6,51 %)	2,78 mA (-6,51 %)	2,82 mA (-8,05 %)	2,82 mA (-8,05 %)	2,82 mA (-8,05 %)

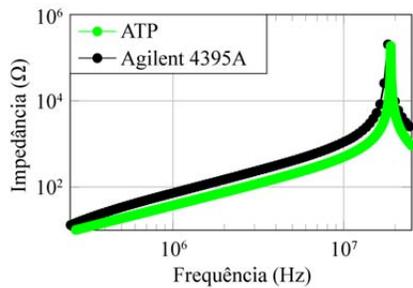


Figura 7. Verificação no domínio da frequência – Protótipo 1.

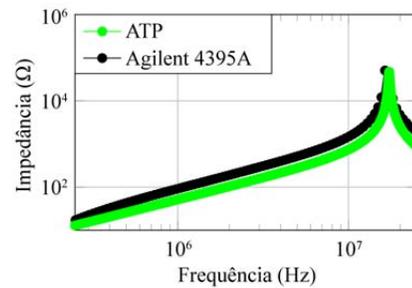
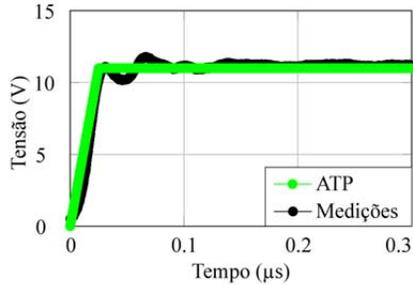
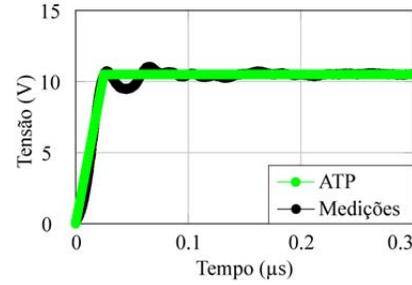


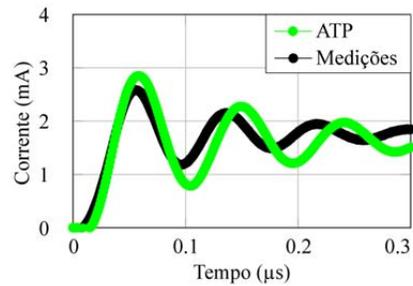
Figura 8. Verificação no domínio da frequência – Protótipo 2.



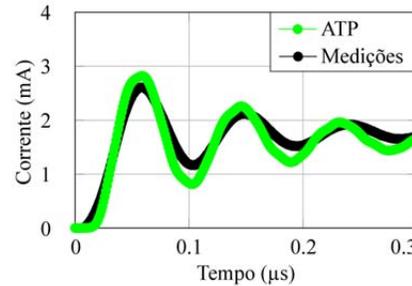
a) Forma de onda da tensão.



a) Forma de onda da tensão.



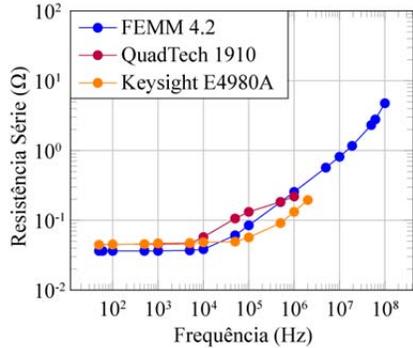
b) Forma de onda da corrente.



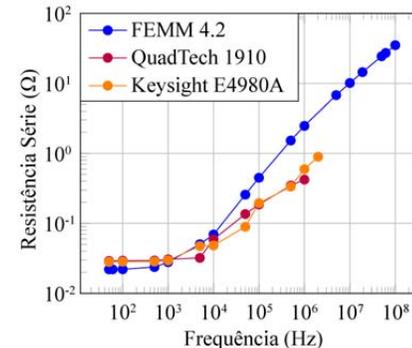
b) Forma de onda da corrente.

Figura 9. Resposta ao degrau – Protótipo 1.

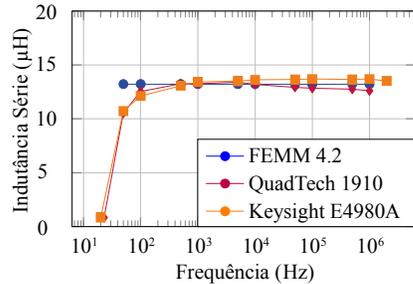
Figura 10. Resposta ao degrau – Protótipo 2.



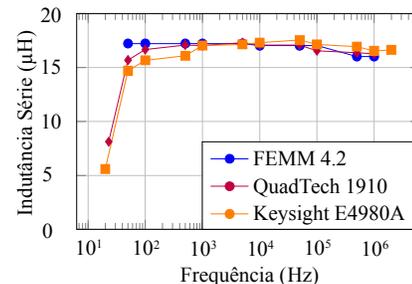
a) Resistência série.



a) Resistência série.



b) Indutância série.



b) Indutância série.

Figura 11. Validação da impedância série equivalente – Protótipo 1.

Figura 12. Validação da impedância série equivalente – Protótipo 2.

E. Discussão

Das comparações fornecidas na Tabela IV e dos resultados evidenciados pelas verificações, 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 representações com e sem perdas dielétricas insignificantes. 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 com perdas dielétricas apresentaram melhores performances nas respostas transitórias ao degrau, sendo as diferenças entre representações com e sem perdas dielétricas desconsideráveis.

VII. CONCLUSÃO

Apresentou-se um procedimento para modelar indutores de uma camada de espiras e de núcleo de ar para estudos de transitórios de frentes rápida e muito rápida. A proposta baseia-se em simulações realizadas no EMTP-ATP, no FEMM 4.2 e com cálculos complementares no Wolfram Mathematica 11.1.1.0. As análises são oportunas para uma melhor compreensão da performance de sistemas de múltiplos condutores durante operações em médias e altas frequências. A técnica apresentada é ainda útil para o projeto, fabricação e otimização de indutores de núcleo de ar. Verificações foram realizadas por meio de comparações entre simulações e medições em dois protótipos. Verificaram-se também as impedâncias série equivalentes derivadas das computações com o MEF. Apesar da aceitável correspondência observada nas comparações, é evidente que existem limitações: as simulações no FEMM 4.2 desacoplam os efeitos magnetostáticos e eletrostáticos; uma representação por parâmetros concentrados pode ser complicada para operações acima de 1 MHz dada a dependência da frequência de indutores e capacitores; e uma representação por parâmetros distribuídos pode apresentar melhores performances em certas situações. Os esforços atuais de pesquisa direcionam-se para a determinação de parâmetros em sistemas com múltiplas camadas de espiras e para a representação de bobinas com núcleo saturável durante transitórios de médias e altas frequências.

AGRADECIMENTOS

Este trabalho foi financiado pela Coord. de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES/MEC) através do Programa de Doutorado-Sanduiche no Exterior (PDSE), Processo 88881.135704/2016-01. A pesquisa foi realizada na Univ. Politècnica de Catalunya (UPC). Os autores agradecem também o Grupo de Pesquisa em Eletrônica de Potência (GREP/UPC), o Grupo de Pesquisa em Automática, Controle e Eletrônica Industrial (GAEI) da Univ. Rovira i Virgili, e o Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC/UFMS) por disponibilizarem o uso de seus laboratórios.

REFERÊNCIAS

- [1] Working Group WG33.02, "Guidelines for Representation of Network Elements when Calculating Transients," CIGRÉ Technical Brochure, 1990.
- [2] M. K. Kazimierczuk, *High-Frequency Magnetic Components*, 2nd Ed., John Wiley & Sons, 2014.
- [3] 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.
- [4] Working Group GTA2.02, "Avaliação de Desempenho de Transformadores de Potência e Reatores no Sistema Elétrico Brasileiro," CIGRÉ-Brazil Technical Brochure, 2013.
- [5] Joint Working Group JWGA2/C4.39, "Electrical Transient Interaction Between Transformers and the Power System—Part 1: Expertise," CIGRÉ Technical Brochure, 2014.
- [6] Joint Working Group JWGA2/C4.39, "Electrical Transient Interaction Between Transformers and the Power System—Part 2: Case Studies," CIGRÉ Technical Brochure, 2014.
- [7] H. W. Dommel, S. Bhattacharya, V. Brandwajn, H. K. Lauw and L. Marti, *Electromagnetic Transients Program Reference Manual (EMTP Theory Book)*, Portland, USA: Bonneville Power Administration, 1992.
- [8] *Alternative Transients Program Rule Book*, Heverlee, Belgium: K. U. Leuven EMTP Center, 1987.
- [9] B. Jurisic, I. Uclesic, A. Xemard and F. Paladian, "Difficulties in High Frequency Transformer Modeling," *Electric Power Systems Research*, vol. 138, pp. 25-32, September 2016.
- [10] D. C. Meeker, *Finite Element Method Magnetics (FEMM)*, Version 4.2, January 12, 2016.
- [11] Wolfram Research, Inc., *Wolfram Mathematica*, Champaign, Illinois, Version 11.1.1.0 Student Edition, 2017.
- [12] B. Cogitore, J. P. Keradec, and J. Barbaroux, "The Two-Winding Transformer: An Experimental Method to Obtain a Wide Frequency Range Equivalent Circuit," *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, vol. 43, no. 2, pp. 364-371, April 1994.
- [13] A. Massarini and M. K. Kazimierczuk, "Self-Capacitance of Inductors," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 12, no. 4, pp. 671-676, July 1997.
- [14] S. Fujita, N. Hosokawa and Y. Shibuya, "Experimental Investigation of High Frequency Voltage Oscillation in Transformer Windings," *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 13, no. 4, pp. 1201-1207, October 1998.
- [15] A. S. Alfuhaid, "Frequency Characteristics of Single-Phase Two-Winding Transformers Using Distributed-Parameter Modeling," *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 16, no. 4, pp. 637-642, October 2001.
- [16] M. Popov, L. van der Sluis, R. P. P. Smeets, and J. Lopez-Roldan, "Analysis of Very Fast Transients in Layer-Type Transformer Windings," *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 22, no. 1, pp. 238-247, January 2007.
- [17] E. E. Mombello and H. C. Zini, "A Novel Linear Equivalent Circuit of a Transformer Winding Considering the Frequency-Dependence of the Impedances," *Electric Power Systems Research*, vol. 77, no. 8, pp. 885-895, June 2007.
- [18] J. Biela and J. W. Kolar, "Using Transformer Parasitics for Resonant Converters – A Review of the Calculation of the Stray Capacitance of Transformers," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 44, no. 1, pp. 223-233, January/February 2008.
- [19] V. Kluykens and B. Dehez, "Comparison Between Models Predicting the Evolution of the Electrical Impedance with Frequency," *Int. Journal of Circuit Theory and Applications*, vol. 39, no. 9, pp. 973-982, April 2010.
- [20] A. F. Goldberg, J. G. Kassakian, and M. F. Schlecht, "Finite-Element Analysis of Copper Loss in 1-10 MHz Transformers," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 4, no. 2, pp. 157-167, April 1989.
- [21] Z. Azzouz, A. Foggia, L. Pierrat, and G. Meunier, "3D Finite Element Computation of the High Frequency Parameters of Power Transformer Windings," *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 29, no. 2, pp. 1407-1410, March 1993.
- [22] Q. Yu and T. W. Holmes, "A Study on Stray Capacitance Modeling of Inductors by Using the Finite Element Method," *IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility*, vol. 43, no. 1, pp. 88-93, February 2001.
- [23] E. Bjerkan and H. K. Høidalen, "High Frequency FEM-Based Power Transformer Modeling: Investigation of Internal Stresses due to Network-Initiated Overvoltages," *Electric Power Systems Research*, vol. 77, no. 11, pp. 1483-1489, September 2007.

- [24] R. Asensi, R. Prieto, J. A. Cobos, and J. Uceda, "Modeling High-Frequency Multiwinding Magnetic Components Using Finite-Element Analysis," *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 43, no. 10, pp. 3840-3850, October 2007.
- [25] A. W. Cirino, H. de Paula, R.C. Mesquita, and E. Saraiva, "Cable Parameter Variation due to Skin and Proximity Effects: Determination by Means of Finite Element Analysis," *35th Annual Conf. of IEEE Industrial Electronics*, Porto, 2009.
- [26] N. Y. Abed and O. A. Mohammed, "Physics-Based High-Frequency Transformer Modeling by Finite Elements," *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 46, no. 8, pp. 3249-3252, August 2010.
- [27] A. F. L. Nogueira, "Calculation of Power Transformers Equivalent Circuit Parameters Using Numerical Field Solutions," *Int. Journal of Research and Reviews in Applied Sciences*, vol. 17, no. 1, pp. 19-26, November 2013.
- [28] R. C. Degeneff, "Transient-Voltage Response," Chapter 20 in *Power Systems* (L. L. Grigsby, Ed.), CRC Press, 2007.
- [29] J. A. Martinez-Velasco, "Basic Methods for Analysis of High Frequency Transients in Power Apparatus Windings," Chapter 2 of *Electromagnetic Transients in Transformer and Rotating Machine Windings* (C. Q. Su, Ed.), IGI Global, 2013.
- [30] D. K. Cheng, *Field and Wave Electromagnetics*, 2nd Ed., Addison-Wesley, 1989.
- [31] D. C. Meeker, "Improvised Asymptotic Boundary Conditions for Electrostatic Finite Elements," *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 50, no. 6, pp. 1-9, June 2014.



Luiz Fernando de Freitas Gutierrez (S'17) é natural de Santa Maria, RS, Brasil. Atualmente, é doutorando do Programa de Pós-Graduação em Eng. Elétrica (PPGEE) da Univ. Federal de Santa Maria (UFSM). Seus atuais interesses de pesquisa incluem eletromagnetismo (teoria, aplicações, modelagem e métodos analíticos); análise de transitórios eletromagnéticos; implementações com o EMTP-ATP; e proteção de Sistemas Elétricos de Potência (SEP).



Juan Antonio Martinez-Velasco é natural de Barcelona, Espanha. Recebeu o título de Ph.D. em 1982 pela *Univ. Politècnica de Catalunya* (UPC). Atualmente, é professor da UPC e vinculado ao *Dept. d'Enginyeria Elèctrica* (DEE). Suas áreas de ensino e interesses de pesquisa incluem análise de sistemas elétricos de transmissão e distribuição; e aplicações com o EMTP-ATP.



Ghendy Cardoso Junior recebeu o título de doutor pela Univ. Federal de Santa Catarina (UFSC) em 2003. Atualmente, é professor associado da UFSM e vinculado ao Depto. de Eletromecânica e Sistemas de Potência (DESP). Suas áreas de interesse são estudos de falta; proteção de SEP; e aplicações de métodos de inteligência artificial aos SEP.