

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

Pedro Cerutti Bolsi

**ESTUDO, ANÁLISE E PROJETO DE SISTEMAS
MAGNÉTICOS APLICADOS A CONVERSORES
ESTÁTICOS**

Santa Maria, RS
2020

Pedro Cerutti Bolsi

**ESTUDO, ANÁLISE E PROJETO DE SISTEMAS
MAGNÉTICOS APLICADOS A CONVERSORES ESTÁTICOS**

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

Orientador: Prof. Dr. José Renes Pinheiro

Santa Maria, RS
2020

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

Bolsi, Pedro Cerutti

Estudo, Análise e Projeto de Sistemas Magnéticos Aplicados a Conversores Estáticos / Pedro Cerutti Bolsi - 2020

131 p. ; 30 cm

Orientador: José Renes Pinheiro

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, RS, 2020

1. Engenharia elétrica 2. Eletrônica de potência 3. Modelagem de Perdas de Transformadores 4. Modelagem de Perdas de Indutores 5. Perdas no Cobre 6. Perdas no Núcleo I. Pinheiro, José Renes II. Estudo, Análise e Projeto de Sistemas Magnéticos Aplicados a Conversores Estáticos

© 2020

Todos os direitos autorais reservados a Pedro Cerutti Bolsi. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita com autorização por escrito do autor.

Endereço: Rua Rui Barbosa, N° 624, Bairro Centro, Frederico Westphalen, RS, Brasil, CEP: 98400-000;

Endereço Eletrônico: pcbolsi@gmail.com

Pedro Cerutti Bolsi

**ESTUDO, ANÁLISE E PROJETO DE SISTEMAS MAGNÉTICOS
APLICADOS A CONVERSORES ESTÁTICOS**

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

Aprovado em 10 de Fevereiro de 2020:



José Renes Pinheiro, Dr. (UFSM)
(Presidente/ Orientador)



Antonio Cezar de Castro Lima, Dr. (UFBA)
(participação por videoconferência)



Hamiltom Confortin Sartori, Dr. (UFSM)

Santa Maria, RS
2020

“A coragem é a primeira das qualidades humanas
porque garante todas as outras.”

Aristóteles

RESUMO

ESTUDO, ANÁLISE E PROJETO DE SISTEMAS MAGNÉTICOS APLICADOS A CONVERSORES ESTÁTICOS

AUTOR: PEDRO CERUTTI BOLSI
ORIENTADOR: JOSÉ RENES PINHEIRO

Uma vez que o projeto volumétrico de transformadores e indutores está diretamente ligado às perdas, a predição correta destas é fundamental para a sua otimização. Sob esta ótica, este trabalho apresenta técnicas de modelagem de perdas no cobre e no núcleo de dispositivos magnéticos, através da abordagem de dois assuntos pertinentes ao seu projeto. O primeiro trata-se de um estudo da modelagem das perdas no núcleo, fazendo uso de modelos empíricos baseados na equação de Steinmetz. Uma análise comparativa entre os principais modelos analíticos é feita, bem como um levantamento experimental, a fim de verificar a exatidão dos modelos e a influência do ponto de operação sobre as perdas, incluindo a premagnetização. Para o material avaliado, de tecnologia High Flux, é demonstrado que, na faixa analisada, a premagnetização não possui influência sobre as perdas. A modelagem recomendada pelo fabricante, baseada na equação de Steinmetz, é válida para a razão cíclica de 0,5, e a modelagem da IGSE (*Improved Generalized Steinmetz Equation*), que por sua vez prevê variações de razão cíclica, possui boa acurácia. O segundo tema abordado é o reprojeto do transformador de uma UPS *Line Interactive* visando aumentar o seu rendimento global. Através da modelagem das perdas do transformador, a caracterização, quantificação e relativização das perdas permite a identificação dos pontos de melhoria para o reprojeto do transformador, e com a reprodução da LI-UPS em simulação, o rendimento com novos transformadores é estimado pelos modelos de perdas co-validados experimentalmente. Fazendo-se pequenas alterações no projeto do transformador, os protótipos analisados elevaram o rendimento global do equipamento em até 1,11% no ponto mais alto da curva original, e em até 2,60% nas potências mais elevadas.

Palavras-chave: Engenharia Elétrica, Eletrônica de Potência, Modelagem de Perdas de Transformadores, Modelagem de Perdas de Indutores, Perdas no Cobre, Perdas no Núcleo.

ABSTRACT

STUDY, ANALYSIS AND DESIGN OF MAGNETIC SYSTEMS APPLIED TO STATIC CONVERTERS

AUTHOR: PEDRO CERUTTI BOLSI

ADVISOR: JOSÉ RENES PINHEIRO

Given that the volumetric design of transformers and inductors is directly connected to losses, the correct prediction of these is fundamental for their optimization. With this vision, this work presents techniques for the modeling of copper and core losses on magnetic devices, through the discussion of two subjects relevant to magnetic design. The first one is a study on core loss modeling, making use of empirical models based on Steinmetz's equation. A comparative analysis among the main analytical models is done, as well as an experimental evaluation, in order to verify the precision of these models, and the influence of the operating point on losses, including premagnetization. For the evaluated material, of High Flux technology, it is shown that, for the evaluated range, premagnetization does not have an influence on core loss. The model recommended by the manufacturer, based on Steinmetz's equation, is valid for 0,5 duty cycle, and the IGSE (Improved Generalized Steinmetz Equation), which does account for variations of duty cycle, has good accuracy. The second subject discussed is the re-designing of the transformer of a Line Interactive UPS aiming to improve its global efficiency. By modeling transformer losses, the characterization, quantification and relativization of loss allows for the identification of points of improvement in the transformer design, and with the reproduction of the LI-UPS via simulation, the efficiency of new transformer prototypes is estimated with the experimentally co-validated loss models. Making small changes on the transformer design, the analyzed prototypes raised global efficiency by up to 1,11% at the highest point of the original efficiency curve, and up to 2,60% in higher power levels.

Keywords: electrical engineering, power electronics, transformer loss modeling, inductor loss modeling, copper losses, core losses.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Distribuição não uniforme da corrente devido ao efeito pelicular e aproximação simplificada.	33
Figura 2.2 – Efeito proximidade em dois condutores adjacentes. Ao redor, as linhas de fluxo induzidas pelos condutores.	34
Figura 2.3 – Distribuição do campo H nas bobinas de um transformador com primário e secundário intercalados. Em detalhe, a distribuição de J em cada condutor.	35
Figura 2.4 – Comparativo da distribuição do campo magnético em um segmento de condutor com fios em paralelo.	36
Figura 2.5 – Sequência para obtenção da equivalência do condutor circular para a equação de Dowell.	39
Figura 2.6 – Seções dos condutores redondo e quadrado.	40
Figura 3.1 – Orientação dos domínios magnéticos e movimento das paredes na presença de um campo externo.	44
Figura 3.2 – Curva de magnetização.	45
Figura 3.3 – Núcleo magnético com e sem entreferro.	46
Figura 3.4 – Típico <i>loop</i> de histerese, coercitividade e remanência.	48
Figura 3.5 – Curva de histerese para excitação senoidal. Material aço-silício GNO 50TW470.	49
Figura 3.6 – Curva de histerese para dois níveis de premagnetização, de mesmo ΔB . Material High Flux.	50
Figura 3.7 – Núcleo maciço comparado ao laminado.	51
Figura 3.8 – Fluxo disperso (espraiamento) produzindo eddy currents.	51
Figura 3.9 – Formas de onda PWL.	58
Figura 3.10 – Amplitudes normalizadas da corrente fundamental e harmônicas em função da razão cíclica D para o conversor <i>Boost</i> operando em MCC.	59
Figura 3.11 – Modelo 2D para análise comparativa.	60
Figura 3.12 – Resultado de perdas para o material ferrite P. Cinza: 10 kHz, vermelho: 25 kHz, azul: 50 kHz, verde: 100 kHz.	62
Figura 3.13 – Resultado de perdas para o material High Flux. Cinza: 10 kHz, vermelho: 25 kHz, azul: 50 kHz, verde: 100 kHz.	64
Figura 3.14 – Resultado de perdas para o material Sendust. Cinza: 10 kHz, vermelho: 25 kHz, azul: 50 kHz, verde: 100 kHz.	65
Figura 3.15 – Densidade de perdas para o ferrite Philips 3F3.	67
Figura 3.16 – Densidade de perdas para o amorfo Metglas AMCC 20C.	67
Figura 3.17 – Esquema de medição de acordo com o padrão europeu BS CECC 25300:1981, utilizado por (REINERT; BROCKMEYER; DONCKER, 2001) e (BAGULEY; CARSTEN; MADAWALA, 2008).	69
Figura 3.18 – Perda de energia na curva de histerese.	70
Figura 3.19 – Circuito utilizado para medição das perdas.	71

Figura 3.20 – Arranjo utilizado para levantamento experimental das perdas no de núcleo High Flux.	72
Figura 3.21 – Formas de onda no indutor.	73
Figura 3.22 – Curva BH do Indutor High Flux com <i>offset</i> CC.	73
Figura 3.23 – Resultado de três medições para $B_{CC} = 0,153$ T, $D = 0,5$, e $f_s = 25$ kHz.	75
Figura 3.24 – Perdas medidas com $D = 0,5$, para 10 kHz (Vermelho), 25 kHz (Azul) e 50 kHz (Cinza).	75
Figura 3.25 – Perdas medidas com $D = 0,3$, para 10 kHz (Vermelho), 25 kHz (Azul) e 50 kHz (Cinza).	76
Figura 3.26 – Perdas medidas com $D = 0,2$, para 10 kHz (Vermelho), 25 kHz (Azul) e 50 kHz (Cinza).	76
Figura 3.27 – Resultado final das medições. 10 kHz (Vermelho), 25 kHz (Azul) e 50 kHz (Cinza).	77
Figura 3.28 – Comparação dos modelos analíticos com o resultado experimental (EXP) para 10 kHz. IGSE (Vermelho), Experimental (Azul) e OSE (Cinza).	78
Figura 3.29 – Comparação com os modelos analíticos para 25 kHz. IGSE (Vermelho), Experimental (Azul) e OSE (Cinza).	79
Figura 3.30 – Comparação com os modelos analíticos para 50 kHz. IGSE (Vermelho), Experimental (Azul) e OSE (Cinza).	79
Figura 4.1 – Retificador <i>Full-Bridge</i> tipo <i>Boost</i>	83
Figura 4.2 – Inversor <i>Full-Bridge</i>	84
Figura 4.3 – Representação do transformador da LI-UPS.	85
Figura 4.4 – Linhas de densidade de fluxo B no transformador e <i>shunt</i>	85
Figura 4.5 – Arranjo utilizado para obtenção da dispersão total do transformador.	87
Figura 4.6 – Valores obtidos de dispersão total do transformador.	88
Figura 4.7 – Arranjo utilizado para obtenção da impedância de magnetização.	89
Figura 4.8 – Valores obtidos de impedância de magnetização do transformador. ...	90
Figura 4.9 – Perdas no núcleo em função de B_m para várias frequências (linhas contínuas), e regressão das curvas (linhas tracejadas).	91
Figura 4.10 – Forma de onda de tensão no primário do transformador original (100 W).	93
Figura 4.11 – Forma de onda de tensão no primário do transformador original (100 W).	94
Figura 4.12 – Correspondência do modelo ao medido no analisador de potência Yokogawa WT1600.	95
Figura 4.13 – Comparativo das perdas do modelo com a medição do analisador de potência, subtraindo P_{aux}	96
Figura 4.14 – Perdas do transformador discriminadas.	96
Figura 4.15 – Distribuição das perdas no cobre.	97
Figura 4.16 – Comparativo das perdas discriminadas.	98
Figura 4.17 – Comparativo da distribuição das perdas no cobre (AF e BF).	98

Figura 4.18 – Comparativo das formas de onda de tensão e corrente no primário e secundário do transformador, obtidas no equipamento e em simulação.	99
Figura 4.19 – Comparativo das perdas no Yokogawa com o modelo analítico, alimentado pelas formas de onda experimentais (Ondas EXP) e de simulação (Ondas PSIM).....	100
Figura 4.20 – Modulação: formas de onda originais do produto comparadas à reprodução com o equipamento dSpace.	101
Figura 4.21 – Co-validação dos modelos, transformador original 13-124 (com <i>shunt</i>).	101
Figura 4.22 – Co-validação dos modelos, protótipo-teste 13-124 (sem <i>shunt</i>).	102
Figura 4.23 – Co-validação dos modelos, protótipo-teste 16-124 (sem <i>shunt</i>).	102
Figura 4.24 – Perdas globais na LI-UPS.	103
Figura 4.25 – Modelos 3D para simulação em FEA.	105
Figura 4.26 – Perdas globais com o transformador original 13 (7AWG) – 124 (16AWG) com <i>shunt</i> magnético.	107
Figura 4.27 – THD com o transformador original 13 (7AWG) – 124 (16AWG) com <i>shunt</i> magnético.	108
Figura 4.28 – Perdas globais com o transformador 13 (7AWG) – 124 (16AWG).....	109
Figura 4.29 – THD com o transformador 13 (7AWG) – 124 (16AWG).....	109
Figura 4.30 – Perdas globais com o transformador 14 (7AWG) – 124 (16AWG).....	110
Figura 4.31 – THD com o transformador 14 (7AWG) – 124 (16AWG).....	110
Figura 4.32 – Perdas globais com o transformador 15 (7AWG) – 124 (16AWG).....	111
Figura 4.33 – THD com o transformador 15 (7AWG) – 124 (16AWG).....	112
Figura 4.34 – Perdas globais com o transformador 16 (7AWG) – 124 (16AWG).....	113
Figura 4.35 – THD com o transformador 16 (7AWG) – 124 (16AWG).....	113
Figura 4.36 – Rendimento global com os transformadores 13 – 124 com <i>shunt</i> (20 kHz), 13 – 124 (60 kHz), 14 – 124 (60 kHz), 15 – 124 (60 kHz) e 16 – 124 (60 kHz).	114
Figura 4.37 – Perdas globais com o transformador 16 (7AWG) – 124 (16AWG) com <i>shunt</i>	115
Figura 4.38 – THD com o transformador 16 (7AWG) – 124 (16AWG) com <i>shunt</i> . ..	115
Figura 4.39 – Perdas globais com o transformador 13 (6AWG) – 102 (15AWG), 220 lâminas.	116
Figura 4.40 – THD com o transformador 13 (6AWG) – 102 (15AWG), 220 lâminas.	117
Figura 4.41 – Perdas globais no transformador 13 (6AWG) – 102 (15AWG), 220 lâminas, com <i>shunt</i>	118
Figura 4.42 – THD no transformador 13 (6AWG) – 102 (15AWG), 220 lâminas, com <i>shunt</i>	118
Figura 4.43 – Rendimento global com os transformadores 13 – 124 com <i>shunt</i> (20 kHz), 16 – 124 (60 kHz), 16 – 124 com <i>shunt</i> (20 kHz), 13 – 102 (60 kHz) e 13 – 102 com <i>shunt</i> (30 kHz).	119

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 – Materiais magnéticos sob análise comparativa.	60
Tabela 3.2 – Indutor utilizado na análise comparativa.	60
Tabela 3.3 – Impacto da premagnetização sobre diferentes tecnologias de materiais.	68
Tabela 3.4 – Construção do indutor ensaiado.	71
Tabela 3.5 – Pontos de operação ensaiados. ΔB aproximado.	74
Tabela 4.1 – Coeficientes de Steinmetz obtidos para o material do núcleo, 50TW470. 92	
Tabela 4.2 – Rendimento global com cada protótipo, para o melhor caso de f_s . Entre parênteses, a diferença com relação ao valor original.	120

LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

MSE	<i>Modified Steinmetz Equation</i>
GSE	<i>Generalized Steinmetz Equation</i>
IGSE	<i>Improved Generalized Steinmetz Equation</i>
NSE	<i>Natural Steinmetz Equation</i>
WcSE	<i>Waveform Coefficient Steinmetz Equation</i>
FEA	<i>Finite Element Analysis</i> , análise de elementos finitos
UPS	<i>Uninterruptable Power Supply</i> , fonte de alimentação ininterrupta
AWG	<i>American Wire Gauge</i>
OSE	Equação de Steinmetz Original
PWL	<i>Piece Wise Linear</i> , Linear por Partes
WC	<i>Waveform Coefficient</i> , coeficiente de forma de onda
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i> , transistor de efeito de campo de óxido de metal semicondutor
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i> , transformada rápida de Fourier
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i> , distorção harmônica total
CAD	<i>Computer Aided Design and Drafting</i> , desenho auxiliado por computador

LISTA DE SÍMBOLOS

H	Intensidade de campo magnético ou força magnetizante [$\frac{A}{m}$]
l	Caminho magnético [m]
I_{enc}	Corrente encapsulada [A]
v	Tensão [V]
λ	Fluxo concatenado [$W_b \cdot esp$]
t	Tempo [s]
N	Número de espiras
Φ	Fluxo magnético [W_b]
A	Área de distribuição do fluxo magnético [m^2]
B	Densidade de fluxo magnético [T]
μ	Permeabilidade magnética do meio [$\frac{H}{m}$]
i	Corrente Elétrica [A]
L	Indutância [H]
J	Densidade de corrente [$\frac{A}{m^2}$]
J_m	Valor de pico da densidade de corrente [$\frac{A}{m^2}$]
δ	Profundidade pelicular [m]
ρ	Resistividade do material [$\Omega \cdot m$]
μ_r	Permeabilidade magnética relativa do material
μ_o	Permeabilidade magnética do vácuo [$\frac{H}{m}$]
f	Frequência [Hz]
r_o	Raio do condutor [m]
A_{w-CA}	Área de seção em que circula a corrente alternada [m^2]
R_{CA}	Resistência à passagem de corrente alternada [Ω]
l_w	Comprimento do condutor [m]
R_{CC}	Resistência à passagem de corrente contínua [Ω]
A_{w-CC}	Área de seção em que circula a corrente contínua [m^2]
N_l	Número de camadas de condutor
Z	Impedância [Ω]
γ	Constante de propagação complexa
h	Altura do condutor [m]
b	Espessura do condutor [m]

ω	Frequência angular [$rad \cdot s$]
F_r	Razão da resistência CA para CC
w	Espessura das tiras subdivididas [m]
p	Distância entre o centro dos condutores (<i>pitch</i>) [m]
N_{tl}	Número de subdivisões da tira
η	Fator de porosidade do enrolamento
d	Diâmetro do condutor circular [m]
k	Número de sub-camadas em cada agrupamento <i>Litz</i>
N_{ll}	Número efetivo de camadas
i_L	Corrente que passa pelo dispositivo magnético [A]
I_L	Valor contínuo da corrente que passa pelo dispositivo magnético [A]
I_{nm}	Valor de pico da n-ésima harmônica da corrente [A]
I_n	Valor eficaz da n-ésima harmônica da corrente [A]
n	Número da harmônica
ϕ_n	Fase da n-ésima harmônica [$^\circ$]
R_n	Resistência do enrolamento na n-ésima harmônica [Ω]
δ_n	Profundidade pelicular da n-ésima harmônica [m]
δ_1	Profundidade pelicular da componente fundamental [m]
F_{rn}	Razão R_{CA} para R_{CC} do enrolamento na n-ésima harmônica
$I_{m(max)}$	Corrente de saturação ou máxima [A]
B_s	Densidade de fluxo de saturação ou máxima [T]
l_e	Caminho médio magnético do núcleo [m]
A_e	Área de seção transversal do núcleo magnético [m^2]
\mathfrak{R}_n	Relutância do núcleo [$\frac{1}{H}$]
\mathfrak{R}_t	Relutância total [$\frac{1}{H}$]
l_g	Comprimento do entreferro [m]
A_g	Área de seção transversal do entreferro [m^2]
\mathfrak{R}_g	Relutância do entreferro [$\frac{1}{H}$]
Φ_s	Fluxo magnético de saturação [Wb]
B_r	Campo remanente ou remanência [T]
H_c	Coercividade ou força coercitiva [$\frac{Ae}{m}$]
ΔH	Valor de pico-a-pico da força magnetizante H [$\frac{Ae}{m}$]
P_v	Densidade volumétrica de perdas no núcleo magnético [$\frac{W}{m^3}$]

P_{nuc}	Perdas no núcleo magnético [W]
V_e	Volume do núcleo magnético [m^3]
k	Coefficiente de Steinmetz
α	Coefficiente de Steinmetz
β	Coefficiente de Steinmetz
B_m	Valor de pico da densidade de fluxo [T]
f_{eq}	Frequência equivalente (MSE) [Hz]
M	Magnetização [$\frac{A}{m}$]
\bar{B}	Valor médio da densidade de fluxo B [T]
ΔB	Valor de pico-a-pico da densidade de fluxo B [T]
B_{max}	Valor máximo da densidade de fluxo B [T]
B_{min}	Valor mínimo da densidade de fluxo B [T]
T	Período ou duração de um ciclo [s]
B_{CC}	Deslocamento CC da densidade de fluxo B (premagnetização) [T]
k_1	Coefficiente de Steinmetz k modificado para a GSE
θ	Fase da senóide para qual o caso arbitrário é normalizado para ser condizente com a OSE
k_i	Coefficiente de Steinmetz k modificado para a IGSE
\bar{P}_v	Valor médio da densidade de perdas no núcleo [$\frac{W}{m^3}$]
B_x	Densidade de fluxo no instante t_x [T]
k_N	Coefficiente de Steinmetz k modificado para a NSE
D	Razão cíclica
W_{seno}	Área sob meio ciclo de uma senóide
W_{quad}	Área sob meio ciclo de uma onda quadrada
WC_{quad}	Coefficiente de forma de onda de uma onda de tensão quadrada
ρ_v	Densidade do material [$\frac{kg}{m^3}$]
R	Raio externo do toróide [m]
r	Raio interno do toróide [m]
h	Altura do toróide [m]
f_s	Frequência de comutação [Hz]
H_{CC}	Deslocamento CC da força magnetizante H [$\frac{Ae}{m}$]
P_h	Perdas na curva de histerese [W]
p_L	Potência no dispositivo magnético [W]

v_2	Tensão no secundário [V]
N_1	Número de espiras no primário
N_2	Número de espiras no secundário
v_L	Tensão excitando o dispositivo magnético [V]
A_{BH}	Área interna da curva de histerese [$\frac{J}{m^3}$]
B_{AC}	Parcela alternada (CA) da densidade de fluxo B [T]
n_{esp}	Relação de espiras (ideal)
Z_{dt}'	Impedância de curto circuito medida no lado de alta/secundário [Ω]
V_c	Tensão do ensaio de curto circuito [V]
I_c	Corrente do ensaio de curto circuito [A]
P_c	Potência entregue ao secundário no ensaio de curto circuito [A]
R_{dt}	Resistência total de dispersão [Ω]
X_{dt}	Reatância total de dispersão [Ω]
L_{dt}	Indutância total de dispersão [H]
R_1	Resistência do enrolamento primário [Ω]
R_2	Resistência do enrolamento secundário [Ω]
V_a	Tensão do ensaio de circuito aberto [V]
I_a	Corrente do ensaio de circuito aberto [A]
R_{nuc}	Resistência das perdas no núcleo a 60 Hz [Ω]
L_{mag}	Indutância de magnetização [H]
P_{aux}	Potência dreada para alimentação da placa [W]
P_{TR}	Perdas totais no transformador [W]
P_{pri}	Potência medida no primário do transformador [W]
P_{sec}	Potência medida no secundário do transformador [W]
L_{12}	Indutância mútua entre o primário e o secundário [H]
L_{11}	Autoindutância do primário [H]
L_{22}	Autoindutância do secundário [H]
L_{d1}	Indutância de dispersão do primário [H]
L_{d2}	Indutância de dispersão do secundário [H]

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	27
2 MODELAGEM DOS CONDUTORES	31
2.1 FENÔMENOS FÍSICOS	31
2.1.1 Efeito pelicular	32
2.1.2 Efeito proximidade	33
2.1.2.1 <i>O princípio da ortogonalidade</i>	35
2.1.2.2 <i>Fio litz</i>	36
2.2 MODELAGEM MATEMÁTICA DAS PERDAS NO COBRE	37
2.2.1 Resistência CA a partir da equação de Dowell	37
2.2.2 Resistência CA na presença de corrente com harmônicas	41
2.3 CONCLUSÃO	42
3 MODELAGEM DOS NÚCLEOS MAGNÉTICOS	43
3.1 MECANISMOS FÍSICOS DOS MATERIAIS MAGNÉTICOS	43
3.2 MODELO DE SEPARAÇÃO DAS PERDAS	46
3.2.1 Perdas por histerese	47
3.2.1.1 <i>Histerese com excitação senoidal pura em um transformador</i>	48
3.2.1.2 <i>Histerese com premagnetização e excitação não-senoidal em um indutor</i>	49
3.2.2 Perdas por Foucault (<i>eddy currents</i>)	50
3.2.2.1 <i>Perdas dinâmicas</i>	51
3.3 MODELOS ANALÍTICOS EMPÍRICOS PARA PERDAS NO NÚCLEO	52
3.3.1 MSE - <i>Modified Steinmetz equation</i>	53
3.3.2 IGSE - <i>Improved generalized Steinmetz equation</i>	54
3.3.3 NSE - <i>Natural Steinmetz equation</i>	55
3.3.4 WcSE - <i>Waveform coefficient Steinmetz equation</i>	56
3.3.5 Excitação por forma de onda linear por partes (PWL)	57
3.3.6 Análise comparativa entre os métodos empíricos	59
3.3.6.1 <i>Análise comparativa com o material Ferrite P</i>	60
3.3.6.2 <i>Análise comparativa com o material High Flux</i>	63
3.3.6.3 <i>Análise comparativa com o material Sendust</i>	63
3.3.6.4 <i>Conclusões gerais da análise comparativa</i>	63
3.3.7 Modelos analíticos com premagnetização	66
3.4 MÉTODO EXPERIMENTAL DE OBTENÇÃO DAS PERDAS NO NÚCLEO	68
3.4.1 Descrição do arranjo experimental	68

3.4.2	Aplicação do método a um conversor CC-CC <i>boost</i>	70
3.4.2.1	Operação na região linear	73
3.4.3	Resultados experimentais indutor High Flux	74
3.5	CONCLUSÃO	80
4	REPROJETO DE UM TRANSFORMADOR PARA AUMENTO DO RENDIMENTO DE UMA UPS	81
4.1	MODOS DE OPERAÇÃO DA LI-UPS	83
4.1.1	Modo rede	83
4.1.2	Modo bateria	84
4.2	MODELAGEM DO TRANSFORMADOR	84
4.2.1	Impedâncias do transformador	85
4.2.1.1	Ensaio de curto circuito	86
4.2.1.2	Ensaio de circuito aberto	88
4.2.2	Modelagem das perdas do transformador	90
4.2.2.1	Emprego dos modelos analíticos	92
4.3	VALIDAÇÃO DOS MODELOS	94
4.3.1	Reprodução do sistema (PSIM)	98
4.3.2	Co-validação extensiva dos modelos	100
4.4	DIRETRIZES DE REPROJETO	102
4.4.1	Protótipos de transformador	104
4.5	REPROJETO DO TRANSFORMADOR E RESULTADOS	105
4.5.1	Transformador 13 – 124 com <i>shunt</i> (original)	106
4.5.2	Transformador 13 – 124	108
4.5.3	Transformador 14 – 124	109
4.5.4	Transformador 15 – 124	111
4.5.5	Transformador 16 – 124	112
4.5.6	Transformador 16 – 124 com <i>shunt</i>	114
4.5.7	Transformador 13 – 102, 220 lâminas	115
4.5.8	Transformador 13 – 102, 220 lâminas, com <i>shunt</i>	117
4.6	RESULTADO FINAL	118
5	CONSIDERAÇÕES FINAIS	121
6	TRABALHOS FUTUROS	123
7	PUBLICAÇÕES	125
	REFERÊNCIAS	127

1 INTRODUÇÃO

A *Lei de Moore*, com base no artigo de 1965 de Gordon Moore, um dos fundadores da Fairchild Semiconductors (MOORE et al., 1965), descreve a percepção do desenvolvimento da indústria de circuitos integrados, em que o número de transistores em um circuito de alta densidade dobra a aproximadamente cada dois anos. Se esta tendência tecnológica pode ser analogada para o campo de eletrônica de potência, a busca por maior densidade nos circuitos é uma força motivadora de desenvolvimento.

Neste contexto, o aumento da densidade volumétrica em circuitos de potência é atingido pela redução do volume dos dispositivos magnéticos, uma vez que os transformadores e indutores são geralmente os dispositivos de maior volume. A redução do volume dos magnéticos é possível através do aumento da frequência de operação (BOLSI et al., 2018). O avanço das tecnologias de semicondutores de potência, outrora principal limitador ao aumento da frequência, devido às perdas por comutação, possibilitaram o aumento das frequências de operação e miniaturização dos circuitos (HU, 2016).

A visão de que o progressivo aumento da frequência reduzirá o volume dos elementos passivos é há muito sustentada (LOTFI; WILKOWSKI, 2001). Porém, em altas frequências, o comportamento dos campos eletromagnéticos produz efeitos, nestes dispositivos, que vão de encontro aos benefícios trazidos. O desenvolvimento e o projeto de dispositivos magnéticos encara então a demanda de acompanhar a tendência de miniaturização, tema alvo de muitos trabalhos do campo de eletrônica de potência, como (PRADO; SARTORI; PINHEIRO, 2018), (MARAGAÑO-SCHMIDT; PINHEIRO, 2015) e (SARTORI; BAGGIO; PINHEIRO, 2012), que buscam encontrar o ponto ótimo de rendimento, volume, e custo, fazendo uso de metodologias de otimização com extensos bancos de dados.

Visando a máxima densidade volumétrica de potência, as perdas e o aumento de temperatura são as limitações mais importantes das aplicações em alta frequência, tanto para os dispositivos magnéticos (BOLSI; SARTORI; PINHEIRO, 2018), como para os semicondutores (PRADO; SARTORI; PINHEIRO, 2018). Para a realização de um projeto otimizado, é necessária uma visão global do sistema, uma vez que as variáveis de projeto estão interligadas. Independente da metodologia de otimização utilizada, seja por varredura de pontos de operação (SARTORI; HEY; PINHEIRO, 2009) ou algoritmos genéticos (PIVETTA; SARTORI; PINHEIRO, 2018), é fundamental o emprego de modelos de qualidade para cada dispositivo projetado.

Na fase de modelagem do sistema, o grande problema encontrado pelo projetista de dispositivos magnéticos é a caracterização do material. Para estimarem-se corretamente as perdas no núcleo, é necessário conhecer a sua dependência com relação à tecnologia do material, à geometria, temperatura, densidade de fluxo, frequência e forma de onda de excitação. No entanto, os catálogos e folhas de dados dos fabricantes muitas vezes

não possuem uma riqueza suficiente de informações, limitando o projetista de magnéticos em sua capacidade de realizar projetos ótimos (BOOTH, 2019), (SULLIVAN, 2012). Se o modelo de perdas não é representativo, a estimativa de temperatura será incorreta, e esta está diretamente ligada ao projeto volumétrico do material (BOLSI; SARTORI; PINHEIRO, 2018). Por esta limitação, é posta uma barreira ao projeto que busca a alta densidade volumétrica de potência.

Como ferramenta de cálculo de perdas, os fabricantes fornecem, normalmente, apenas os coeficientes senoidais da equação de Steinmetz. Na tentativa de contornar este fato, diversos pesquisadores propuseram modificações à equação de Steinmetz original, buscando utilizar os mesmos parâmetros senoidais em uma equação adaptada para formas de onda mais usuais de eletrônica de potência, como ondas quadradas e retangulares, de diferentes razões cíclicas. As modificações mais abrangentes e difundidas da SE (Steinmetz *equation*) são a MSE (*modified*) (REINERT; BROCKMEYER; DONCKER, 2001), a IGSE (*improved generalized*) (SULLIVAN et al., 2002), a NSE (*natural*) (BOSSCHE; VALCHEV; GEORGIEV, 2004), e a WeSE (*waveform coefficient*) (SHEN, 2006). A apresentação e análise comparativa destas expressões é feita no Capítulo 3.

No entanto, como aponta (MU, 2013), estas equações não possuem extensa verificação experimental para diferentes faixas de frequência, materiais e formas de onda. Tais equações foram propostas como de uso universal para perdas não senoidais, mas ignoram a complexidade das perdas no núcleo de vários materiais ferro e ferrimagnéticos. Ainda, (BOOTH, 2019) questiona a utilidade de tais métodos quando eles poderiam ser substituídos apenas por uma maior riqueza de dados dos fabricantes.

Em vista das limitações supracitadas, o levantamento experimental das características do material é muitas vezes necessário para validação dos modelos em um ponto de operação desejado. Infelizmente, este é um processo que exige equipamentos apropriados, leva um tempo considerável, e não é trivial, uma vez que, das diversas técnicas que podem ser empregadas, poucas são de implementação simples, e todas sofrem de alguma dificuldade na obtenção de resultados exatos (BAGULEY; CARSTEN; MADAWALA, 2008). Nos Capítulos 3 e 4, diferentes técnicas de medição de perdas são empregadas, a primeira é usada na verificação da influência do ponto de operação sobre as perdas de um indutor, e a segunda é empregada no levantamento do modelo de perdas de um transformador com particularidades construtivas.

Através do levantamento experimental, um modelo fiel ao comportamento do material para os pontos de operação avaliados é criado. Na posse de um modelo representativo, os resultados podem ser reproduzidos em *softwares* de análise de elementos finitos (FEA), co-validando os modelos. Esta abordagem permite que, através de simulações, mudanças no projeto sejam testadas, dispensando a necessidade de construção de protótipos, economizando tempo e recursos. Ainda, o modelo no *software* de elementos finitos pode ser utilizado para analisar as interações eletromagnéticas e térmicas do dispositivo. Esta

metodologia que envolve FEA é empregada no projeto de um transformador, no Capítulo 4.

No todo, este trabalho aborda dois assuntos que envolvem o projeto de dispositivos magnéticos para eletrônica de potência. O primeiro, tendo em mente a busca pelo aumento de densidade volumétrica de potência, trata da predição das perdas no núcleo para uma excitação não senoidal, quando somente os coeficientes senoidais da equação de Steinmetz estão disponíveis. São apresentados os modelos analíticos baseados em Steinmetz mais difundidos, é feita uma análise comparativa entre os modelos, a premagnetização é abordada, e um levantamento experimental é feito para analisar a acurácia dos modelos analíticos, bem como o impacto da premagnetização.

O segundo assunto abordado é o reprojeto do transformador de uma UPS *Line Interactive*, visando aumentar o rendimento global, sem impactar significativamente o volume e o custo do transformador. Para isso, é apresentado o processo de modelagem das perdas do transformador, incluindo ensaios de caracterização, criação de modelos de perdas, uso de ferramentas de FEA para análise e criação de novos protótipos, e a previsão, através dos modelos de perdas co-validados experimentalmente, do impacto de cada transformador concebido. Diversas montagens são apresentadas a fim de se obter o melhor rendimento global sem comprometer o volume/custo do dispositivo magnético. Ao final, fazendo-se pequenas alterações no projeto do transformador, os protótipos analisados que apresentaram o melhor resultado elevaram o rendimento global do equipamento em até 1,11% no ponto mais alto da curva original, e em até 2,60% nas potências mais elevadas.

Estruturalmente, o trabalho é dividido em três capítulos. O Capítulo 2 trata da modelagem dos condutores. São descritos os mecanismos físicos das perdas no cobre, e é apresentado um modelo analítico baseado na equação de Dowell. Este modelo é empregado no Capítulo 4. Para a modelagem dos núcleos magnéticos, são apresentados, no Capítulo 3, os principais mecanismos físicos envolvidos no funcionamento e nas perdas de um dispositivo magnético, os principais modelos analíticos para predição das perdas, um método de medição para obtê-las, os resultados obtidos com o método, e uma comparação destes com os modelos analíticos. No Capítulo 4, é apresentado o reprojeto do transformador de uma UPS *Line Interactive*, fazendo uso dos conhecimentos, conceitos e modelos apresentados ao longo do trabalho.

2 MODELAGEM DOS CONDUTORES

Na eletrônica de potência, os condutores estão sujeitos à passagem de corrente alternada em frequências elevadas. Em conversores CC-CC, as altas frequências podem estar presentes com ou sem sobreposição de corrente contínua. Em conversores CC-CA, têm-se uma componente fundamental alternada, e outras componentes de amplitude menor, distribuídas nas frequências múltiplas da fundamental e da frequência de comutação, a depender da estratégia de modulação e controle utilizada.

A passagem de corrente alternada em frequências elevadas resulta na acentuação de diversos fenômenos físicos. Produzidas por estes fenômenos, as correntes parasitas têm um efeito sobre a resistência efetiva dos enrolamentos de dispositivos magnéticos, tema alvo de pesquisa há muito tempo (BUTTERWORTH, 1920), (BENNET; LARSON, 1940) e (LONG, 1945). Na Seção 2.1 deste capítulo, os fenômenos físicos que resultam da passagem de corrente elétrica nos condutores, e suas interações, são explicados e demonstrados, através de simulações em *software* de elementos finitos (FEA). Na Seção 2.2, a derivação de um modelo analítico abrangente de estimativa de perdas nos condutores é apresentada.

2.1 FENÔMENOS FÍSICOS

A lei de Ampère descreve a relação entre a intensidade de campo magnético H e a corrente I_{enc} encapsulada em um circuito fechado,

$$\oint H \cdot dl = I_{enc} \quad (2.1)$$

na qual l representa comprimento do caminho que encapsula a corrente. Por esta relação, uma corrente produz um campo magnético diretamente proporcional. Já a lei de Faraday demonstra que um campo magnético variante no tempo pode induzir uma tensão e corrente em um circuito adjacente. A tensão induzida é proporcional à taxa de variação do fluxo concatenado λ , expresso por (2.2). A lei de Faraday aqui foi estendida para relacionar a tensão induzida com o fluxo magnético $\Phi(t)$, densidade de fluxo magnético B , intensidade de campo magnético H e corrente $i(t)$, dada uma densidade de fluxo constante na seção transversal do dispositivo magnético,

$$v(t) = \frac{d\lambda}{dt} = N \frac{d\Phi}{dt} = NA \frac{dB}{dt} = \mu AN \frac{dH}{dt} = \frac{\mu AN^2}{l} \frac{di}{dt} = L \frac{di}{dt} \quad (2.2)$$

em que N o número de espiras (de uma bobina que está produzindo o campo), A é a área sob a qual o fluxo magnético está distribuído, μ é a permeabilidade magnética, l é o caminho magnético (mesmo da lei de Ampère) e L a indutância (SADIKU, 1989).

Por estas definições, o campo magnético variante no tempo, produzido pela corrente alternada que atravessa um condutor, induzirá tensões e correntes parasitas sobre si e nos condutores adjacentes. Estas correntes são denominadas correntes de Foucault ou *eddy currents*, que, localmente, somam ou subtraem da corrente que atravessa o condutor. Na presença de *eddy currents*, o valor líquido de corrente é o mesmo, porém a distribuição radial da corrente é alterada (DIXON, 2000).

Dos fenômenos físicos resultantes da passagem de corrente alternada, classificam-se dois efeitos: o efeito pelicular e o efeito proximidade. O efeito pelicular é causado pela atuação do campo magnético induzido pelo próprio condutor sobre si. Já o efeito proximidade é causado pela atuação do campo magnético induzido por condutores próximos. Ambos são fenômenos que ocorrem em alta frequência e limitam a habilidade dos condutores de conduzir corrente, efetivamente aumentando sua resistência. Por serem ortogonais entre si, os efeitos pelicular e proximidade podem ser considerados separadamente (KAZIMIERCZUK, 2014).

2.1.1 Efeito pelicular

O efeito pelicular diz respeito à forma como o campo magnético interno do próprio condutor produzirá correntes de Foucault, que irão se somar à corrente que as induziu na superfície do condutor e se subtrair em seu centro. A profundidade pelicular ou de penetração é definida como a distância a partir da superfície do condutor em que a densidade de corrente J é atenuada a $1/e$ do seu valor de superfície, dada em um ponto radial x interno do condutor, por,

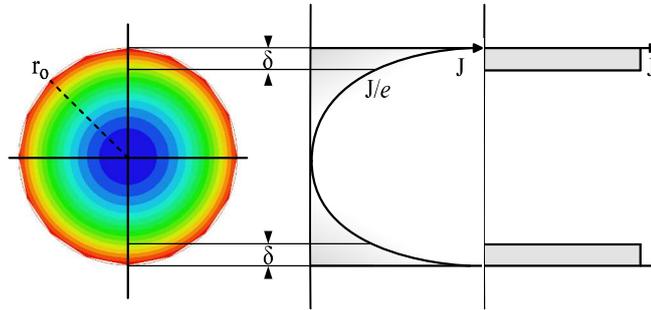
$$J_m(x) = J_m(0)e^{-\frac{x}{\delta}}. \quad (2.3)$$

A distribuição não uniforme da corrente, e a aproximação comumente utilizada para modelá-la estão ilustradas na Figura 2.1. Na aproximação, é definida uma densidade de corrente $J_m(0)$ que seja uniforme da superfície até a profundidade pelicular δ , e que depois caia abruptamente. É tido que $J_m(0)$ circula apenas em uma fração de área, que torne a distribuição uniforme de J matematicamente equivalente à distribuição não uniforme ((2.3)). Desta maneira, a resistência à alta frequência pode ser computada considerando que J é uniforme até a profundidade pelicular ou de penetração δ (KAZIMIERCZUK, 2014). Matematicamente, a profundidade pelicular é calculada como,

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi\mu_r\mu_0 f}} \quad (2.4)$$

em que ρ é a resistividade do material, f é a frequência da corrente ou onda, μ_r é a permeabilidade magnética relativa do material, e μ_0 a permeabilidade magnética do vácuo.

Figura 2.1 – Distribuição não uniforme da corrente devido ao efeito pelicular e aproximação simplificada.



Fonte: elaborado pelo autor. Imagem cortesia de ANSYS, Inc.

A profundidade pelicular depende principalmente da frequência, sendo inversamente proporcional. Ademais, em se tratando de condutores, é influenciada pela temperatura, uma vez que para o cobre a resistividade aumenta e a permeabilidade relativa (em menor grau) diminui com o aumento da temperatura.

Considerando um condutor circular solitário, em altas frequências, ao assumir que a corrente circula uniformemente sobre a profundidade pelicular ($r_o - \delta \leq x \leq r_o$) e é zero no interior do condutor ($0 \leq x \leq r_o - \delta$), a área de seção A_{w-CA} em que circula a corrente alternada será,

$$A_{w-CA} = \pi r_o^2 - \pi(r_o - \delta)^2 = \pi(2r_o\delta - \delta^2) \quad (2.5)$$

logo a resistência R_{CA} de um condutor circular poderia ser calculada como,

$$R_{CA} = \frac{\rho l_w}{A_{w-CA}} = \frac{\rho l_w}{\pi(2r_o\delta - \delta^2)} \quad (2.6)$$

diferente da resistência R_{CC} ,

$$R_{CC} = \frac{\rho l_w}{A_{w-CC}} = \frac{\rho l_w}{\pi r_o^2} \quad (2.7)$$

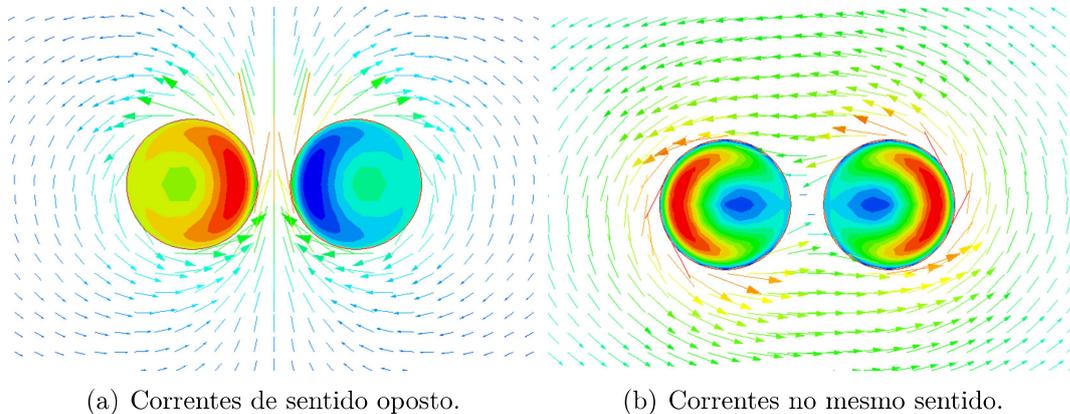
nas quais l_w é o comprimento do condutor.

2.1.2 Efeito proximidade

Em alta frequência, a proximidade de um condutor a outros afeta a sua habilidade de conduzir corrente. Enquanto o efeito pelicular trata da influência do campo magnético sobre o próprio condutor do qual origina (interno), o efeito proximidade trata da influência do campo magnético sobre os condutores em sua proximidade (externo) (TANG; SULLIVAN, 2004). Dependendo do sentido de circulação da corrente, o campo

magnético de cada condutor afeta a distribuição de corrente em condutores adjacentes de forma diferente, como ilustrado na Figura 2.2.

Figura 2.2 – Efeito proximidade em dois condutores adjacentes. Ao redor, as linhas de fluxo induzidas pelos condutores.



Fonte: elaborado pelo autor. Imagem cortesia de ANSYS, Inc.

A Figura 2.3 permite uma análise do efeito proximidade sobre a distribuição da densidade de corrente (J) e da força magnetizante (H) na janela de um transformador com primário e secundário intercalados. Para as baixas frequências, isto é, para $\delta > r_o$, a densidade de corrente é uniforme, e a força magnetizante é bem distribuída através da janela do núcleo e condutores. Já para altas frequências (em que $\delta < r_o$), assim como a corrente, o campo H não penetra no condutor.

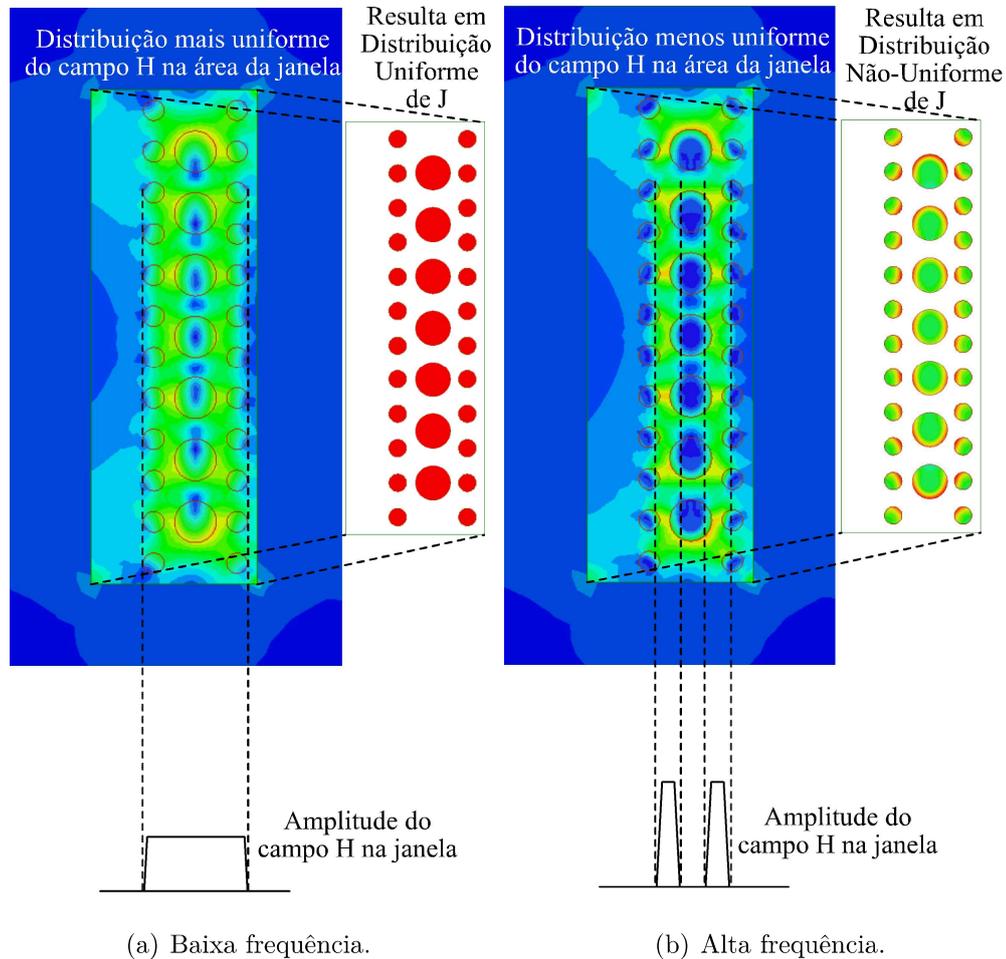
De acordo com a lei de Ampère, para a força magnetizante ser zero no interior do condutor, a corrente encapsulada deve ser zero. Isso requer que uma corrente de mesma magnitude, porém de sentido oposto, exista em ambas extremidades do condutor, de forma a se contrapor à corrente induzida por proximidade pelas camadas adjacentes. Assim, há uma concentração maior de corrente nas extremidades, apesar de a corrente líquida permanecer a mesma (DIXON, 2000). Caso os enrolamentos do transformador da Figura 2.3 não estivessem intercalados, o impacto do efeito proximidade seria agravado.

Na Figura 2.3, os pontos de alto J são coincidentes com os pontos de maior H . Tanto em transformadores como em indutores, as camadas adjacentes de condutores causam efeito proximidade. A concentração de corrente aumenta significativamente à medida que o número da camadas (N_l) aumenta.

Em um enrolamento de muitas camadas, o impacto do efeito proximidade é maior que o do efeito pelicular (WOJDA; KAZIMIERCZUK, 2018). A magnitude do impacto do efeito proximidade depende da frequência, da geometria do condutor (tamanho e formato), e do arranjo e espaçamento entre condutores. Matematicamente, o efeito proximidade é extremamente complexo (KAZIMIERCZUK, 2014). Na Seção 2.2, a derivação de um

modelo matemático que estima as perdas no cobre para ambos efeitos proximidade e pelicular é apresentada.

Figura 2.3 – Distribuição do campo H nas bobinas de um transformador com primário e secundário intercalados. Em detalhe, a distribuição de J em cada condutor.



Fonte: elaborado pelo autor. Imagem cortesia de ANSYS, Inc.

2.1.2.1 O princípio da ortogonalidade

O trabalho de (FERREIRA, 1994) apontou que os autores (BENNET; LARSON, 1940) e (PERRY, 1979) derivaram expressões idênticas para a R_{CA} da m -ésima camada, e destacou que nessas expressões, assim como na de (DOWELL, 1966), que será discutida na Seção 2.2, o primeiro termo da soma descreve o efeito pelicular e o segundo termo o efeito proximidade. O autor ainda aponta que ao longo de 50 anos a análise unidimensional, empregada nestes trabalhos, vinha sendo aplicada e a ortogonalidade inerente entre os efeitos pelicular e proximidade não havia sido reconhecida.

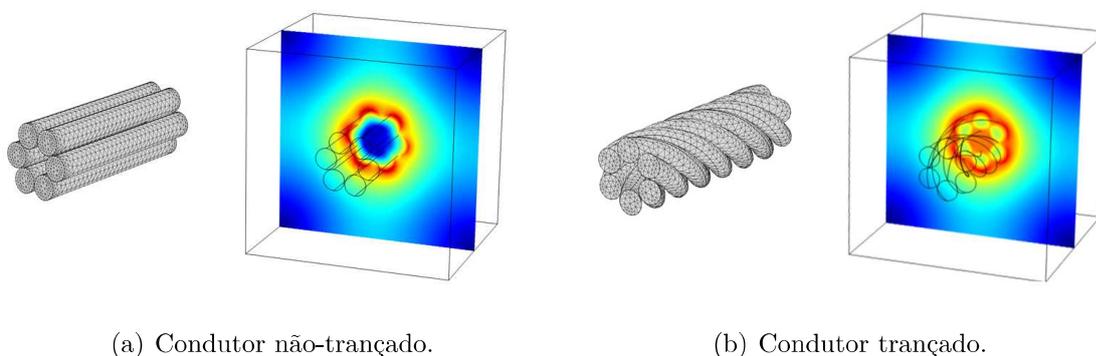
Portanto, a densidade de corrente devido ao efeito pelicular e a densidade de corrente devido ao efeito proximidade são ortogonais uma a outra, pois a primeira exhibe simetria par, enquanto a segunda possui simetria ímpar. Dessa forma pode-se modelar os dois fenômenos separadamente (KAZIMIERCZUK, 2014).

2.1.2.2 Fio litz

De forma a reduzir o efeito pelicular, particularmente em frequências mais elevadas, os condutores são divididos em muitos filamentos de seção menor, dispostos em paralelo e trançados. Este tipo de construção é denominada Fio *Litz*, do alemão *Litze*, que significa trança. Filamentos individuais de cobre esmaltado são trançados ao longo de todo o comprimento de condutor de forma a todos os filamentos atravessarem por todos os pontos da seção transversal, no intuito de fazer com que os campos magnéticos dos filamentos sejam cancelados entre si (LAMMERANER, 1966).

Do ponto de vista físico, a redução do diâmetro dos filamentos para obter $r_o < \delta$ mitiga o efeito pelicular, e o trançamento mitiga o efeito proximidade de filamento para filamento. A Figura 2.4 ilustra a distribuição do campo magnético para um agrupamento de condutores trançado e não trançado. Nesta pode ser visto como o agrupamento de condutores não-trançados prejudica a distribuição do campo, e conseqüentemente da corrente, devido ao efeito proximidade. Se o trançamento dos condutores em paralelo não for feito, será equivalente a adicionar mais camadas na bobina do indutor ou transformador, agravando o efeito proximidade.

Figura 2.4 – Comparativo da distribuição do campo magnético em um segmento de condutor com fios em paralelo.



Fonte: elaborado pelo autor. Imagem cortesia de ANSYS, Inc.

Observa-se que embora o uso de fio *Litz* reduza a R_{CA} ao mitigar as *eddy currents*, o fator de ocupação de área de cobre é reduzido. Isto se dá pois para uma mesma seção transversal, um condutor sólido possui mais área de cobre que uma construção *Litz*, uma

vez que existe um afastamento entre os filamentos devido ao empilhamento circular, além do espaço ocupado pelo isolamento individual de cada condutor e o revestimento têxtil. Logo, a R_{CA} é reduzida na contrapartida de um pequeno aumento (efetivo) da R_{CC} . Uma otimização da relação entre R_{CA} e R_{CC} foi desenvolvida analiticamente por (SULLIVAN, 1999).

2.2 MODELAGEM MATEMÁTICA DAS PERDAS NO COBRE

A modelagem matemática das perdas no cobre pode ser classificada em dois grandes grupos: métodos numéricos de campo, como o utilizado em *softwares* de elementos finitos, e métodos analíticos. Apesar de o primeiro grupo possibilitar o cálculo preciso das perdas nos enrolamentos, consomem um tempo desproporcionalmente maior. Isto resulta em limitações por uma questão de escala. Transformadores e indutores em alta frequência empregam muitos condutores finos, como nos agrupamentos *Litz*, que podem ser compostos de centenas de condutores de número AWG em torno de 40. Assim, o tamanho dos modelos, devido a grande quantidade de elementos, torna a estimativa das perdas através de *softwares* de elementos finitos computacionalmente pesada. De um ponto de vista de otimização, o projeto torna-se mais difícil, pois cada pequena alteração na estrutura resultará em muitas horas de simulação. Os desenvolvedores destes *softwares* propõe uma abordagem específica para estas situações, modelando agrupamentos de muitos condutores como uma região de densidade de corrente uniforme, que, apesar de útil para atingir o sucesso das simulações, não fornece nenhuma informação sobre perdas nos condutores (ANSYS, 2018).

Já os métodos analíticos, a citar os apresentados por (DOWELL, 1966), (LAMMERANER, 1966), (SULLIVAN, 1999), (BARRIOS, 2015) e (WOJDA; KAZIMIERCZUK, 2018), são de emprego mais simples, e dadas algumas restrições, possuem boa acurácia. Nesta seção, a equação de Dowell é apresentada para modelagem da resistência CA para diversas geometrias de condutores.

2.2.1 Resistência CA a partir da equação de Dowell

A solução analítica das equações de Maxwell em coordenadas cilíndricas resulta, para um condutor circular, na distribuição de densidade de corrente unidimensional (1-D) em função do raio do condutor, proporcional à raiz da frequência. O trabalho de (DOWELL, 1966) é consagrado por derivar expressões analíticas unidimensionais que modelam a resistência CA, considerando os efeitos proximidade e pelicular. O método foi derivado para o cálculo da variação da resistência e indutância de dispersão, em função

da frequência, em transformadores com múltiplas camadas. Originalmente, a equação de Dowell foi derivada para um transformador enrolado por um condutor em fita largo, formando uma única espira por camada.

A impedância de um condutor em fita de N_l camadas é dada por (DOWELL, 1966),

$$Z = \frac{\rho l_w \gamma h}{hb} \left[\coth(\gamma h) + \frac{2(N_l^2 - 1)}{3} \tanh\left(\frac{\gamma h}{2}\right) \right] \quad (2.8)$$

em que N_l é o número de camadas, h e b são a altura e espessura da fita, e γ a constante de propagação complexa,

$$\gamma = \sqrt{\frac{j\omega\mu_o}{\rho}} \quad (2.9)$$

na qual $\omega = 2\pi f$ é a frequência angular. Assim pode-se reescrever a equação de Dowell como,

$$Z = R_{CC} \gamma h \left[\coth(\gamma h) + \frac{2(N_l^2 - 1)}{3} \tanh\left(\frac{\gamma h}{2}\right) \right]. \quad (2.10)$$

Aplicando em (2.10) as identidades,

$$\coth(\gamma h) = \coth\left[(1+j)\frac{h}{\delta}\right] = \frac{\sinh\left(\frac{2h}{\delta}\right) - j\sinh\left(\frac{2h}{\delta}\right)}{\cosh\left(\frac{2h}{\delta}\right) - \cos\left(\frac{2h}{\delta}\right)} \quad (2.11)$$

$$\tanh\left(\frac{\gamma h}{2}\right) = \tanh\left[\frac{(1+j)h}{2\delta}\right] = \frac{\sinh\left(\frac{h}{\delta}\right) + j\sinh\left(\frac{h}{\delta}\right)}{\cosh\left(\frac{h}{\delta}\right) + \cos\left(\frac{h}{\delta}\right)} \quad (2.12)$$

obtém-se a impedância de um condutor em fita como,

$$Z = R_{CC} (1+j) \left(\frac{h}{\delta}\right) \left\{ \coth\left[(1+j)\frac{h}{\delta}\right] + \frac{2(N_l^2 - 1)}{3} \tanh\left[\frac{(1+j)h}{2\delta}\right] \right\}. \quad (2.13)$$

Sendo assim, o modelo analítico 1-D para a resistência AC, considerando tanto o efeito pelicular como o efeito proximidade, para um enrolamento de condutor em fita de uma única espira por camada será a parte real da impedância,

$$R_{CA} = \text{Re}\{Z\} = R_{CC} \left(\frac{h}{\delta}\right) \left[\frac{\sinh\left(2\frac{h}{\delta}\right) + \sin\left(2\frac{h}{\delta}\right)}{\cosh\left(2\frac{h}{\delta}\right) - \cos\left(2\frac{h}{\delta}\right)} + \frac{2(N_l^2 - 1)}{3} \frac{\sinh\left(\frac{h}{\delta}\right) - \sin\left(\frac{h}{\delta}\right)}{\cosh\left(\frac{h}{\delta}\right) + \cos\left(\frac{h}{\delta}\right)} \right] \quad (2.14)$$

que também pode ser escrito em termos da razão de resistência CA para CC (F_R),

$$F_R = \frac{R_{CA}}{R_{CC}} = A \left[\frac{\sinh(2A) + \sin(2A)}{\cosh(2A) - \cos(2A)} + \frac{2(N_l^2 - 1)}{3} \frac{\sinh(A) - \sin(A)}{\cosh(A) + \cos(A)} \right] \quad (2.15)$$

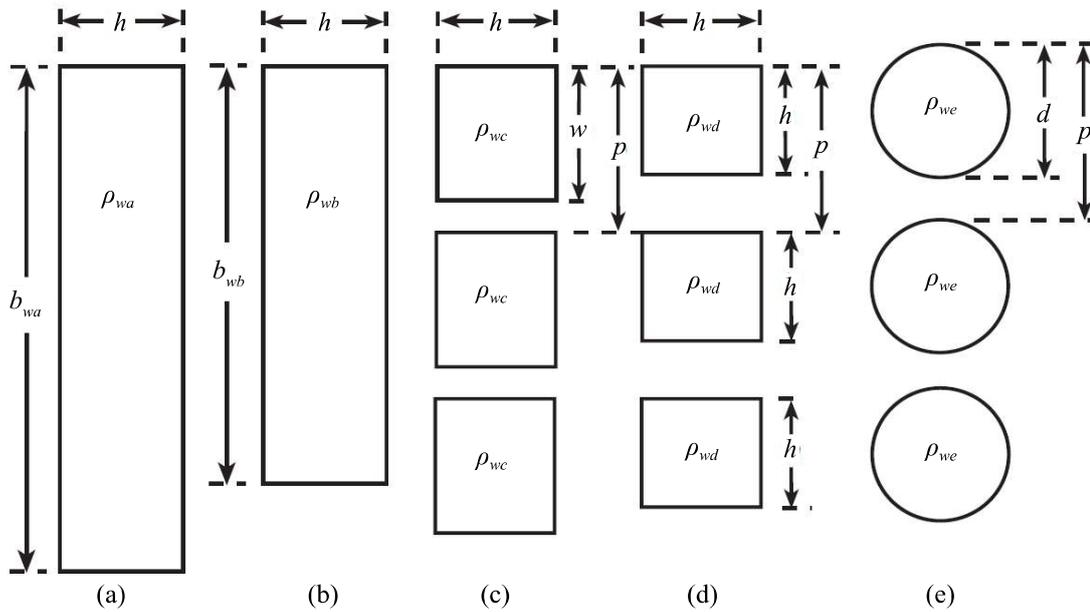
no qual a variável A é a altura da fita (h) normalizada com respeito à profundidade pelicular (δ),

$$A = \frac{h}{\delta} \quad (2.16)$$

e um A maior indica um efeito pelicular mais significativo (KAZIMIERCZUK, 2014).

É possível adaptar a equação de Dowell para outras geometrias usando transformações da área de seção transversal dos condutores. Isto pode ser feito para qualquer formato de condutor que tenha múltiplas espiras por camada, como na Figura 2.5. Usando estas transformações, a equivalência de outras geometrias à equação de Dowell é feita alterando o termo A de (2.15).

Figura 2.5 – Sequência para obtenção da equivalência do condutor circular para a equação de Dowell.



Fonte: modificado pelo autor com base em (KAZIMIERCZUK, 2014).

O processo matemático consiste em transformar o condutor em tira de profundidade b_{wa} , para o qual a equação de Dowell é deduzida, em outro condutor menos profundo, de espessura $b_{wb} < b_{wa}$, porém com resistividade menor $\rho_{wb} < \rho_{wa}$, de forma a manter a mesma resistência (Figura 2.5, (a) para (b)). Este novo condutor equivalente é então dividido em N_{tl} tiras com a mesma resistividade $\rho_{wc} = \rho_{wb}$, de espessura w (Figura 2.5, (b) para (c)),

$$w = \frac{b_w}{N_{tl}} \quad (2.17)$$

estas tiras então são afastadas de forma a ocupar uma camada de enrolamento da mesma profundidade de b_{wa} , sendo a distância entre os centros destas tiras subdivididas igual a p (*pitch*),

$$p = \frac{b_{wa}}{N_{tl}}. \quad (2.18)$$

O procedimento de diminuição da dimensão do condutor e compensação proporcional com a redução da resistividade é repetido para transformar o condutor retangular em quadrado (Figura 2.5, (c) para (d)). Como mencionado anteriormente, as resistências CC de todos

condutores são as mesmas, $R_{CCa} = R_{CCb} = R_{CCc} = R_{CCd}$ (Figura 2.5, (a), (b), (c) e (d)). Esta relação direta de compensação dimensional com a resistividade resulta na razão entre as resistividades η , definida como o fator de porosidade, ou fator de espaçamento,

$$\eta_r = \frac{w}{p} = \frac{\rho_{wb}}{\rho_{wa}} = \frac{\rho_{wc}}{\rho_{wa}} \quad (2.19)$$

e,

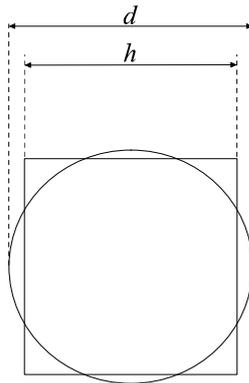
$$\eta_q = \frac{h_q}{p} = \frac{\rho_{wd}}{\rho_{wa}} \quad (2.20)$$

sendo η_r e η_q a porosidade dos condutores retangular e quadrado, e w e h suas respectivas larguras, na Figura 2.5, (c) e (d). Portanto, para empregar a equação de Dowell (2.15) a um condutor poroso quadrado, substitui-se o termo A por A_q ,

$$A_q = \frac{h}{\delta} \sqrt{\eta_q}. \quad (2.21)$$

Em um condutor de seção circular, a solução exata para a distribuição radial de corrente envolve funções de Bessel de argumento proporcional à raiz da frequência (BARTOLI et al., 1996). Funções de Bessel são frequentemente utilizadas para resolver diversos problemas físicos envolvendo geometrias esféricas e cilíndricas. Entretanto, pode-se dar continuidade à transformação da área de seção transversal para o emprego de (2.15) em condutores circulares. Um condutor circular pode ser aproximado por um condutor quadrado de mesma área de seção, como na Figura 2.6, mantendo-se a resistência CC de ambos idêntica.

Figura 2.6 – Seções dos condutores redondo e quadrado.



Fonte: elaborado pelo autor.

Igualando as áreas,

$$h^2 = \pi \left(\frac{d}{2} \right)^2 \quad (2.22)$$

têm se a relação entre o diâmetro do círculo d e o lado do quadrado h ,

$$d = h\sqrt{\frac{4}{\pi}} \quad (2.23)$$

com a qual pode-se substituir (2.23) em (2.21) para obter A para o condutor circular, A_c ,

$$A_c = \frac{h}{\delta}\sqrt{\eta} = \frac{h}{\delta}\sqrt{\frac{h}{p}} = \left(\frac{\pi}{4}\right)^{0.75} \frac{d}{\delta}\sqrt{\eta} = \left(\frac{\pi}{4}\right)^{0.75} \frac{d}{\delta}\sqrt{\frac{d}{p}}. \quad (2.24)$$

Assim, a equação unidimensional de Dowell (2.15) pode ser empregada para estimar a resistência CA de um enrolamento de condutores de seção circular com diversas camadas,

$$F_R = \frac{R_{CA}}{R_{CC}} = A_c \left[\frac{\sinh(2A_c) + \sin(2A_c)}{\cosh(2A_c) - \cos(2A_c)} + \frac{2(N_l^2 - 1)}{3} \frac{\sinh(A_c) - \sin(A_c)}{\cosh(A_c) + \cos(A_c)} \right]. \quad (2.25)$$

Para um arranjo *Litz*, cada agrupamento possuirá k filamentos. O número de subcamadas em cada agrupamento é \sqrt{k} . Então o número efetivo de camadas (N_u) em um indutor com N_l camadas de agrupamentos *Litz* é,

$$N_u = N_l\sqrt{k} \quad (2.26)$$

em que a substituição de N_l por N_u possibilita o emprego da equação (2.25) em agrupamentos *Litz* (WOJDA; KAZIMIERCZUK, 2018).

A exatidão da equação de Dowell diminui à medida que o fator de porosidade η diminui (condutores mais afastados), e à medida que o número de camadas N_l diminui. A equação de Dowell subestima a resistência CA para valores baixos de fator de porosidade $\eta < 0.4$ (KAZIMIERCZUK, 2014), ou seja, quando o afastamento entre o centro dos condutores for maior que 2,5 vezes o seu diâmetro.

2.2.2 Resistência CA na presença de corrente com harmônicas

Em conversores estáticos, a corrente i_L que passa pelo dispositivo magnético geralmente é composta de componentes contínua, fundamental e harmônicas. Podemos escrever i_L como uma série de Fourier,

$$i_L = I_L + \sum_{n=1}^{\infty} I_{nm} \cos(n\omega t + \phi_n) = I_L + \sqrt{2} \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos(n\omega t + \phi_n) \quad (2.27)$$

em que I_L é a componente contínua, valor médio ou *offset*, I_{nm} é o valor de pico e I_n o valor eficaz da n -ésima harmônica de corrente. As perdas no cobre podem ser calculadas por,

$$P_{cu} = R_{CC}I_L^2 + \sum_{n=1}^{\infty} R_n I_n^2 \quad (2.28)$$

sendo R_n a resistência do enrolamento em cada frequência harmônica n .

A profundidade pelicular do condutor na n -ésima harmônica (δ_n) pode ser representada através da expressão,

$$\delta_n = \sqrt{\frac{\rho}{\pi\mu_0 n f}} = \frac{\delta_1}{\sqrt{n}} \quad (2.29)$$

em que δ_1 é a profundidade pelicular na frequência fundamental. Para o modelo apresentado na Seção 2.2.1, cabe uma mudança no termo A (2.16) da Equação de Dowell 2.15 para,

$$A = \frac{h}{\delta} \sqrt{n}. \quad (2.30)$$

Da mesma forma, para o condutor circular, o termo A_c , dado por (2.24), ficará multiplicado por \sqrt{n} . Reescrevendo (2.25), têm-se a relação F_{Rn} dada para a n -ésima harmônica,

$$F_{Rn} = A_c \sqrt{n} \left[\frac{\sinh(2A_c \sqrt{n}) + \operatorname{sen}(2A_c \sqrt{n})}{\cosh(2A_c \sqrt{n}) - \cos(2A_c \sqrt{n})} + \frac{2(N_l^2 - 1)}{3} \frac{\sinh(A_c \sqrt{n}) - \operatorname{sen}(A_c \sqrt{n})}{\cosh(A_c \sqrt{n}) + \cos(A_c \sqrt{n})} \right] \quad (2.31)$$

portanto em (2.28) o termo $R_n = R_{CC} F_{Rn}$.

De acordo com o teorema de Parseval, as perdas totais podem ser obtidas como a soma das perdas computadas separadamente para cada componente harmônica (ARF-KEN; WEBER, 1999). Portanto, esta abordagem para estimação das perdas no cobre é válida tanto para conversores CC-CC quanto para conversores CC-CA.

2.3 CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou os fenômenos físicos envolvidos na modelagem das perdas do cobre. Foi apresentada a dedução da equação de Dowell para condutores circulares, uma equação que considera tanto o efeito pelicular como o efeito proximidade, estendida para o cálculo da resistência CA na presença de corrente com harmônicas.

3 MODELAGEM DOS NÚCLEOS MAGNÉTICOS

Existem diversas abordagens para a determinação das perdas no núcleo. Estas podem ser divididas em modelos de histerese (TENANT; ROUSSEAU, 1998), modelos por separação de perdas e modelos empíricos. Os modelos de histerese geralmente são baseados no modelo Jiles-Atherton, que se baseia no cálculo macroscópico da energia, ou no modelo Preisach, que faz uso de uma análise estatística para a descrição temporal e espacial do movimento das paredes de domínio. Os modelos por separação de perdas dividem as perdas em histerese, correntes de Foucault (*eddy currents*), e perdas dinâmicas (ou *eddy currents* em excesso) (BERTOTTI, 1988). Já os modelos empíricos são baseados na equação de Steinmetz, obtida através da regressão de curvas das medições de perdas.

As perdas no núcleo estão diretamente ligadas às características físico-químicas e estruturais do material, e também à amplitude, frequência e forma de onda da excitação do dispositivo magnético (LIU et al., 2002), (MU, 2013), (YUE et al., 2018). A física das perdas no núcleo é altamente complexa. O conhecimento detalhado da origem física das perdas no núcleo não torna prática sua modelagem, devido à distribuição caótica da magnetização, espacial e temporalmente (REINERT; BROCKMEYER; DONCKER, 2001). Uma teoria generalizada que permite a predição das perdas no núcleo com base nas propriedades físico-químicas e estruturais do material nunca foi desenvolvida (KAZI-MIERCZUK, 2014).

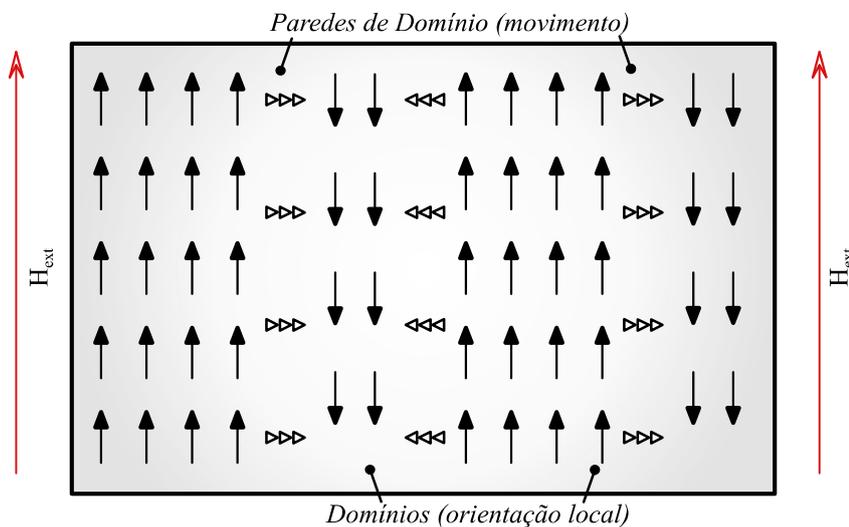
Neste capítulo, diversos temas relacionados à modelagem do comportamento e das perdas de materiais magnéticos são abordados. Na Seção 3.1 são descritos os mecanismos físicos fundamentais dos materiais magnéticos. Após, na Seção 3.2, é apresentada a descrição mais convencionalmente aceita das perdas no núcleo, a do modelo de separação de perdas, e como estas se relacionam com o tipo de excitação presente. Tendo em vista a influência da forma de onda de excitação, na Seção 3.3 são apresentados diferentes modelos analíticos de estimativa de perdas no núcleo, juntamente com um comparativo entre os mesmos. Sob a luz da dificuldade de caracterização das perdas no núcleo, e a carência de dados fornecidos pelos fabricantes, a Seção 3.4 apresenta um método experimental de obtenção das perdas no núcleo. Por fim, na Seção 3.4.3 são apresentados os resultados obtidos com o método experimental, na avaliação da tecnologia de núcleos de pó de ferro High Flux.

3.1 MECANISMOS FÍSICOS DOS MATERIAIS MAGNÉTICOS

Materiais ferromagnéticos são compostos por regiões microscópicas chamadas domínios magnéticos, que consistem de grandes grupos de átomos com *spins* paralelos e, portanto, de momentos magnéticos alinhados. Os *spins* dos átomos são como *loops* de

corrente infinitesimais, produzindo campo H , segundo a lei de Ampère (2.1). Os domínios magnéticos são separados entre si pelas paredes de domínio. Nessas fronteiras, há uma transição gradual da orientação do momento magnético. Naturalmente, os domínios dos materiais ferromagnéticos estão organizados aleatoriamente, tendo um campo magnético líquido nulo. Sob a aplicação de um campo magnético externo, como ilustrado na Figura 3.1, os domínios magnéticos que possuem momentos iguais ao campo aplicado aumentam, enquanto os de alinhamento oposto diminuem, tornando o campo interno do material substancialmente maior. O processo de magnetização, isto é, o aumento (e diminuição) de domínios, se dá através do movimento das paredes de domínio (SADIKU, 1989).

Figura 3.1 – Orientação dos domínios magnéticos e movimento das paredes na presença de um campo externo.



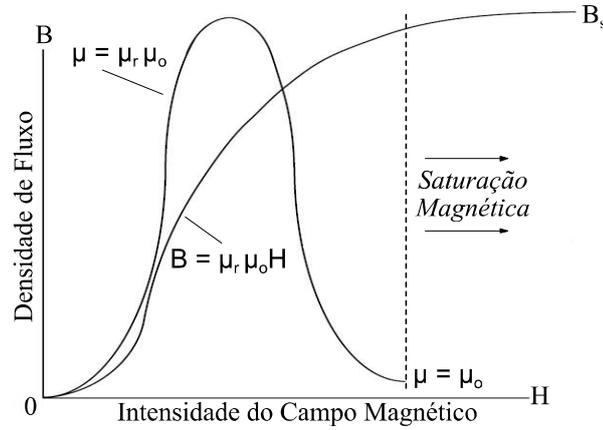
Fonte: elaborado pelo autor.

O grau de magnetização depende no grau de alinhamento dos domínios. Na presença de uma alta intensidade de campo magnético H , os domínios de mesmo sentido estarão quase totalmente alinhados com o campo externo. Ao se aumentar ainda mais o campo H , eventualmente o corpo inteiro do material magnético terá domínios alinhados com o campo externo. A partir deste ponto, o material atingiu o alinhamento máximo dos domínios, e qualquer aumento de H causará o mesmo aumento de B que o de um material não-magnético, ou seja, a permeabilidade relativa torna-se unitária ($\mu_r = 1$). Ao atingir este ponto, diz-se que o material está magneticamente saturado (MCLYMAN, 2016). A Figura 3.2 ilustra este comportamento através da curva de magnetização ou *curva BH*. Esta curva é específica para cada material, com permeabilidade relativa μ_r e densidade de fluxo de saturação B_s particulares.

A curva BH é gerida pela relação entre a intensidade do campo magnético e a densidade de fluxo,

$$B = \mu_r \mu_o H. \quad (3.1)$$

Figura 3.2 – Curva de magnetização.



Fonte: modificado pelo autor com base em (MCLYMAN, 2016).

Unindo a definição de (3.1) à lei de Ampère (2.1), podemos determinar, com base na densidade de fluxo B_s em que o núcleo satura, o produto $N \cdot i$ máximo suportado pelo núcleo magnético sem que este sature,

$$N_{max} I_{m(max)} = \frac{B_s l_e}{\mu_r \mu_o} \quad (3.2)$$

em que l_e é o caminho médio magnético do núcleo, N_{max} o número máximo de espiras e $I_{m(max)}$ a corrente máxima. Essa expressão é uma restrição de projeto comum para transformadores e indutores.

Normalmente, os dispositivos magnéticos são projetados para a região linear de operação, isto é, longe da saturação magnética. As ligas ferromagnéticas possuem permeabilidades relativas altas $\mu_r \gg \mu_o$, o que significa uma alta derivada na curva BH (Figura 3.2), podendo levar à rápida saturação. Para evitar este cenário, é comum o emprego de um ou mais entreferros, principalmente em indutores.

Ilustrado na Figura 3.3, o entreferro é um “corte” feito no caminho magnético do núcleo para aumentar a sua relutância. A relutância do material é uma quantia que define a oposição à passagem do fluxo magnético, de forma análoga à resistência à corrente na lei de Ohm . A relutância \mathfrak{R}_n de um núcleo está relacionada às suas propriedades físicas,

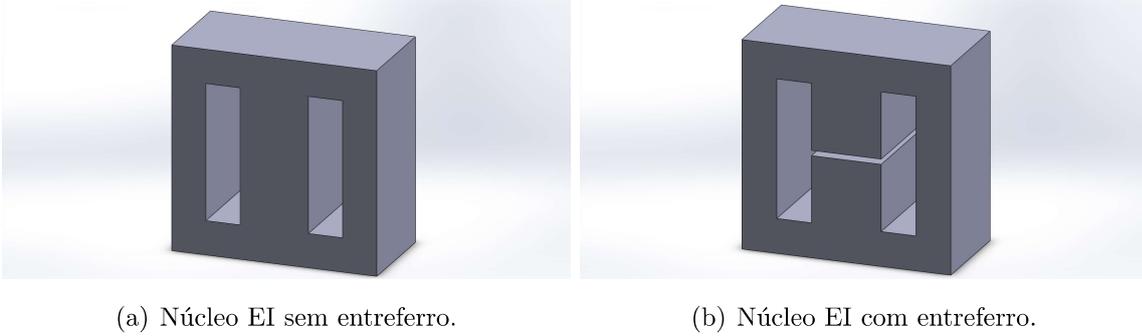
$$\mathfrak{R}_n = \frac{l_e}{A_e \mu_r \mu_o} \quad (3.3)$$

em que A_e representa a área de seção transversal do núcleo. Na presença de um entreferro, a relutância total \mathfrak{R}_t será,

$$\mathfrak{R}_t = \mathfrak{R}_n + \mathfrak{R}_g = \frac{l_e}{A_e \mu_r \mu_o} + \frac{l_g}{A_g \mu_o} \quad (3.4)$$

em que l_g e A_g são o comprimento e área de seção do entreferro, e \mathfrak{R}_n e \mathfrak{R}_g são as relutâncias do núcleo e entreferro.

Figura 3.3 – Núcleo magnético com e sem entreferro.



Fonte: elaborado pelo autor.

Reaplicando (3.2), mostra-se como o aumento da \mathfrak{R}_t evita a saturação. Para uma dada área de seção transversal A_e e densidade de fluxo de saturação B_s , haverá um fluxo máximo Φ_s , que está relacionado à relutância por,

$$B_s = \Phi_s A_e = \frac{NI_{m(max)}}{\mathfrak{R}_t} A_e. \quad (3.5)$$

As contrapartidas do uso de entreferros são a redução da indutância e a presença de fluxo disperso, circundante ao entreferro (MCLYMAN, 2016). Em altas frequências, o fluxo disperso causa problemas de interferência eletromagnética, *eddy currents* localizadas no núcleo, e aumento das perdas CA no cobre devido ao efeito proximidade (KAZIMIERCZUK, 2014), pelas linhas de fluxo disperso atingindo condutores. A relação da relutância com a indutância é,

$$L = \frac{N^2}{\mathfrak{R}_t}. \quad (3.6)$$

Caso dos núcleos de tecnologia *powder*, algumas ligas ferromagnéticas possuem o que é chamado de entreferro distribuído, pequenos entreferros microscópicos introduzidos pela presença de um isolante na liga. O entreferro distribuído não causa os mesmos problemas de fluxo disperso que o entreferro discreto.

3.2 MODELO DE SEPARAÇÃO DAS PERDAS

A razão física da decomposição das perdas no núcleo entre histerese e *eddy currents* é que as perdas por histerese originam do caráter descontínuo do processo de magnetização, em uma escala microscópica, ao passo que as perdas por *eddy currents* estão associadas ao comportamento macroscópico da estrutura dos domínios magnéticos com a passagem da corrente. No entanto, os resultados da soma das duas perdas normal-

mente não concordam com as medições, então as perdas dinâmicas são introduzidas para considerar a diferença, mas com pouca compreensão do mecanismo em si (SHEN, 2006).

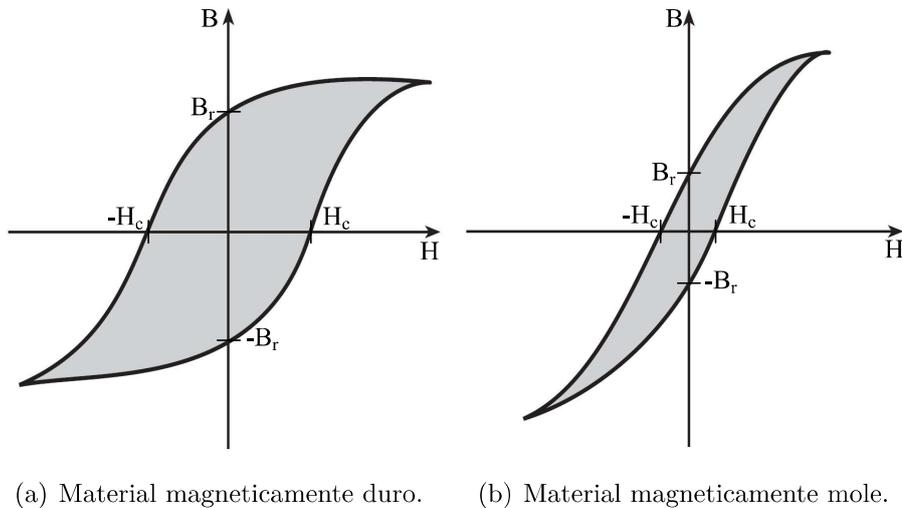
Muitos especialistas em ciência dos materiais contradizem a hipótese do modelo de separação das perdas (REINERT; BROCKMEYER; DONCKER, 2001). Foi argumentado por (GRAHAM, 1982) que as perdas no núcleo possuem apenas uma origem: perdas devido ao amortecimento do movimento das paredes de domínio, que ocorre devido às *eddy currents* e pelo relaxamento do *spin* elétrico. No entanto, o modelo de separação é aceito pela maioria dos engenheiros, e é a distinção usada neste trabalho.

3.2.1 Perdas por histerese

A curva de histerese ilustra relação do campo magnético B com a força magnetizante H ante uma excitação alternada. Quando a intensidade do campo magnético H é aumentada, ocorre um aumento de B até que seu valor de saturação B_s seja atingido, como descrito na Seção 3.1. Quando o campo H é diminuído, os campos magnéticos infinitesimais dos *spins* atômicos, que encontravam-se organizados em uma direção, se opõem às variações do campo externo (lei de Lenz), causando fricção ao se opor ao movimento das paredes de domínio (KAZIMIERCZUK, 2014). Este fenômeno dá origem às perdas por histerese, e à remanência e coercitividade magnéticas.

Cada material ferromagnético, sob a aplicação e remoção de um campo externo, possui a habilidade de manter sua magnetização. A medida desta habilidade é denominada remanência, ou magnetismo residual, representado por uma densidade de fluxo B_r . A intensidade de campo magnético necessária para reduzir o magnetismo residual de um material a zero é denominada coercitividade, representada por H_c (MCLYMAN, 2016). Materiais magnéticos com alta coercitividade são utilizados na fabricação de ímãs permanentes, e materiais de baixa coercitividade, devido à facilidade de reorganização dos domínios magnéticos, são usados na fabricação de transformadores, indutores e máquinas elétricas. A Figura 3.4 ilustra o *loop* de histerese, a coercitividade e a remanência.

Figura 3.4 – Típico *loop* de histerese, coercitividade e remanência.



(a) Material magneticamente duro. (b) Material magneticamente mole.

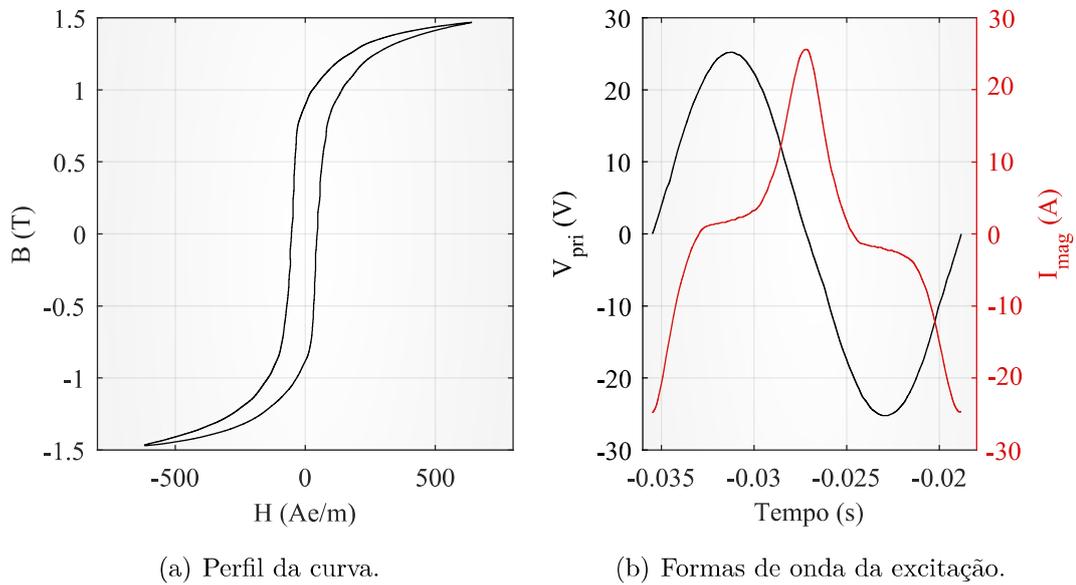
Fonte: modificado pelo autor com base em (KAZIMIERCZUK, 2014).

Portanto, a energia gasta na organização e reorganização dos domínios magnéticos se deve à coercitividade do material. Parte da energia gasta neste processo é absorvida no núcleo e perdida na forma de calor. A área interna da curva de histerese representa as perdas magnéticas de um material. A presença de *Eddy Currents* no núcleo, descritas na Seção 3.2.2, alargam a curva de histerese devido à lei de Lenz (KAZIMIERCZUK, 2014). O perfil da curva de histerese muda de acordo com a excitação presente, como nos exemplos apresentados a seguir.

3.2.1.1 Histerese com excitação senoidal pura em um transformador

A curva de histerese por excitação puramente senoidal é a mais vista e utilizada na descrição do fenômeno. Ocorrendo principalmente em transformadores, é centralizada na origem e simétrica no primeiro e terceiro quadrantes (após a magnetização completa). A Figura 3.5 ilustra o comportamento de um transformador excitado por uma tensão senoidal, obtido experimentalmente em um ensaio de circuito aberto. Mais detalhes sobre a modelagem de transformadores estão descritos no Capítulo 4.

Figura 3.5 – Curva de histerese para excitação senoidal. Material aço-silício GNO 50TW470.

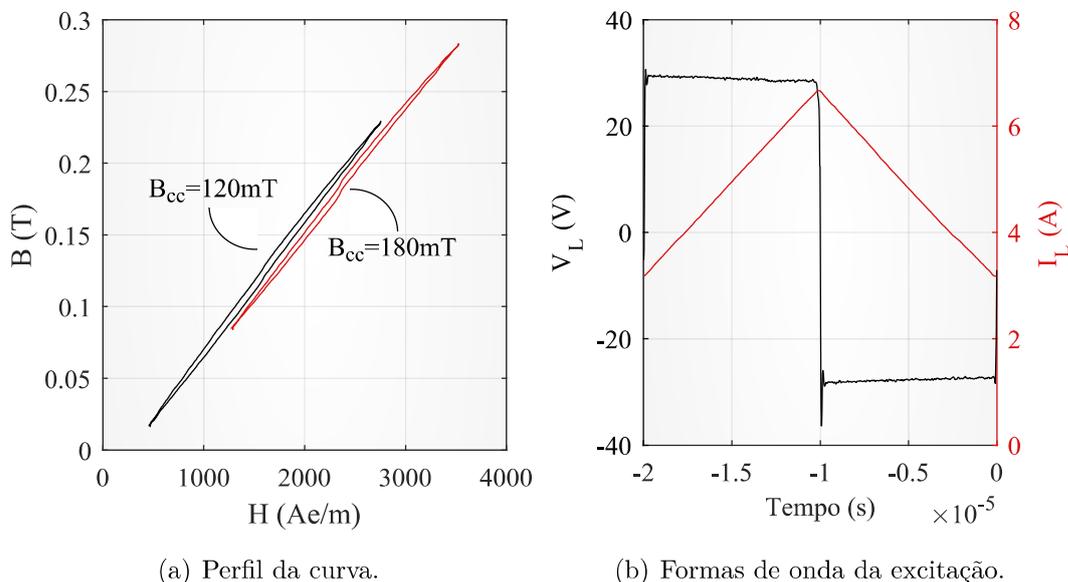


Fonte: elaborado pelo autor.

3.2.1.2 Histerese com premagnetização e excitação não-senoidal em um indutor

A premagnetização é o deslocamento da curva de histerese para o primeiro ou terceiro quadrante, quando há um *offset* de corrente contínua na excitação. O deslocamento da corrente resulta em um campo B_{CC} somado à parcela alternada do campo. A Figura 3.6, medida no indutor de um conversor CC-CC *Boost*, exemplifica este cenário. A premagnetização pode deslocar a curva de histerese para fora da região linear, modificando permeabilidade relativa. Neste ponto, para um mesmo ΔH , a parcela fluxo alternado ΔB é reduzida, como mostra (SHIMIZU; ISHII, 2006).

Figura 3.6 – Curva de histerese para dois níveis de premagnetização, de mesmo ΔB . Material High Flux.



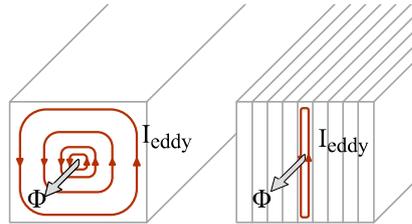
Fonte: elaborado pelo autor.

3.2.2 Perdas por Foucault (*eddy currents*)

As perdas por *eddy currents* são causadas por correntes circulando em um núcleo de material condutor. Essas correntes surgem pois o campo variante no tempo induz tensão de acordo com a lei de Faraday (2.2). Esta tensão induzida produz *loops* de corrente no núcleo condutor, de sentido normal ao fluxo, chamadas *Eddy Currents* (KAZIMIERCZUK, 2014). A tensão induzida no interior do núcleo é proporcional à derivada do fluxo. Portanto, a magnitude da tensão é diretamente proporcional à frequência de excitação, o que aumenta as *eddy currents* nas altas frequências.

Quanto maior a resistividade ρ de um material magnético, menores serão as perdas por *eddy currents*. Em núcleos de material bom condutor como os de aço silício as *eddy currents* são um grande problema, exigindo a construção do núcleo por laminações a fim de aumentar a resistência. Núcleos laminados de baixa resistividade têm suas laminas orientadas em paralelo à circulação de fluxo no núcleo. Como as *eddy currents* são induzidas perpendicularmente ao fluxo, a laminação reduz a área em que as *eddy currents* circulam, efetivamente aumentando a resistência elétrica do núcleo (2.7). A Figura 3.7 ilustra a vantagem do uso das laminações. Existem tecnologias como os núcleos de ferrite e os de pó de ferro, que possuem alta resistividade, atenuando a magnitude das *eddy currents* e dispensando o uso de laminações.

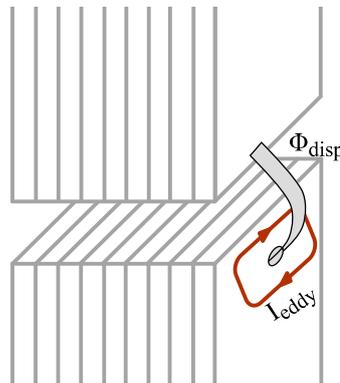
Figura 3.7 – Núcleo maciço comparado ao laminado.



Fonte: elaborado pelo autor.

Quando empregados na construção de indutores, núcleos laminados (ou em fita) de alta permeabilidade μ_r necessitam de um entreferro, como explicado na Seção 3.1. A presença do entreferro (Figura 3.3) em indutores que operam em alta frequência gera problemas devido às *eddy currents*. O caminho de alta permeabilidade magnética do núcleo direciona o fluxo magnético ao entreferro, no qual o fluxo se dispersa pelo ar. O fluxo disperso não seguirá na mesma direção do fluxo do núcleo, produzindo um espriamento (ou *Fringing Flux*) ao redor do entreferro, como visto na Figura 3.8. O fluxo espriado atinge o núcleo em direções diferentes da paralela que circula no núcleo, aumentando as perdas por *eddy currents*. O pior caso ocorre quando o fluxo espriado atinge uma lâmina perpendicularmente, induzindo *eddy currents* altas.

Figura 3.8 – Fluxo disperso (espraiamento) produzindo eddy currents.



Fonte: elaborado pelo autor.

3.2.2.1 Perdas dinâmicas

As perdas dinâmicas (ou em excesso) representam a diferença entre as perdas medidas e a soma das perdas calculadas para histerese e *eddy currents* clássicas. De difícil caracterização direta, uma visão estatística à essa discrepância nas perdas indica que as perdas dinâmicas possuem uma relação estrita com as dinâmicas estruturais das

paredes de domínio. Devido ao fato do material ser composto de domínios heterogêneos, quando o campo externo varia, a magnetização ocorre apenas próxima às paredes de domínio. Portanto, as perdas por *eddy currents*, de fato, são maiores que as estimadas matematicamente sobre magnetização uniforme (BERTOTTI, 1985).

3.3 MODELOS ANALÍTICOS EMPÍRICOS PARA PERDAS NO NÚCLEO

O modelo de separação de perdas, em histerese, *eddy currents* e perdas dinâmicas é baseado na interpretação física da magnetização, mas a dificuldade do cálculo das perdas dinâmicas torna o método muito complicado do ponto de vista de engenharia (SHEN, 2006). Por este motivo, a forma mais fácil e rápida de estimar o valor médio das perdas no núcleo é através do uso de equações analíticas.

Apesar da alta complexidade da formulação matemática das relações do eletromagnetismo, a equação de Steinmetz (STEINMETZ, 1984) conseguiu estabelecer, empiricamente, uma relação simples para descrição das perdas no núcleo. A equação calcula a densidade de perdas, considerando histerese e *eddy currents*, para uma densidade de fluxo senoidal $B(t) = B_m \text{sen}(2\pi ft)$,

$$P_v = \frac{P_{nuc}}{V_e} = k f^\alpha B_m^\beta \quad (3.7)$$

em que P_v é a densidade de perdas no núcleo, P_{nuc} o valor médio das perdas, V_e o volume, B_m o valor de pico da densidade de fluxo, f a frequência de $B(t)$, e k , α e β são coeficientes obtidos empiricamente através da regressão das curvas de perdas. Ao longo deste trabalho, a equação de Steinmetz original é referida como OSE.

Os coeficientes de Steinmetz geralmente são dados pelos fabricantes de materiais magnéticos em tabelas ou curvas (MAGNETICS, 2015), (MICROMETALS, 2007), (THORNTON, 2015), (MAGMATTEC, 2015). Os coeficientes fornecidos de k , α e β são sempre obtidos através de excitação senoidal e variam de acordo com a faixa de frequência. Se dados estiverem disponíveis para diversas frequências, pode-se estimar as perdas para excitação não senoidal usando a OSE através da decomposição de Fourier da forma de onda de excitação, modificando os coeficientes de acordo com a f (KAZIMIERCZUK, 2014).

No entanto, os parâmetros de Steinmetz fornecidos pelo fabricante geralmente não cobrem extensas faixas de frequência, como seria desejado para aplicações em eletrônica de potência, e não consideram níveis CC sobrepostos à corrente. Em função disso, e tentando manter uma abordagem direta de estimativa de perdas, diversas adaptações à equação de Steinmetz foram propostas.

Os trabalhos que serão apresentados a seguir mostram a evolução dos métodos empíricos ao longo dos anos. A ideia subjacente é utilizar, em uma equação adaptada

para excitação não senoidal, os coeficientes senoidais da OSE. Assim como a original, as expressões foram concebidas com base em uma hipótese inicial, e verificadas experimentalmente, buscando associar os resultados empíricos à grandezas físicas. Portanto, ao longo desta seção, serão apresentadas as hipóteses de cada expressão e as expressões de sua formulação, retiradas diretamente do trabalho respectivo à seção.

Este tipo de abordagem empírica é por vezes contestada por não possuir validação experimental extensiva, seja para diferentes faixas de frequência, variados perfis de forma de onda, temperaturas, ou, principalmente, diferentes materiais. Os autores destas expressões buscam fornecer uma solução universal para prever as perdas do núcleo, mas, devido à simplicidade dos modelos, são ignoradas a complexidade e as particularidades das perdas no núcleo de cada material (MU, 2013). Não obstante, estes modelos são de simples aplicação e possibilitam uma estimativa rápida para as perdas não senoidais, com boa acurácia, dispensando a necessidade de levantamentos experimentais.

3.3.1 MSE - *Modified Steinmetz equation*

O trabalho de (REINERT; BROCKMEYER; DONCKER, 2001) baseou-se em uma análise detalhada de um modelo dinâmico de histerese, que associa a origem física das perdas em materiais magnéticos à taxa média de remagnetização, ao invés da frequência. Este princípio os levou a modificar a frequência f da OSE (3.7) em uma frequência equivalente f_{eq} , que é obtida a partir da taxa de remagnetização, dM/dt .

O valor médio \bar{B} da taxa de variação da densidade de fluxo dB/dt é obtido em um ciclo,

$$\bar{B} = \frac{1}{\Delta B} \oint \frac{dB}{dt} dB \quad (3.8)$$

em que \bar{B} é o valor médio da densidade de fluxo, e ΔB ,

$$\Delta B = B_{max} - B_{min} \quad (3.9)$$

sendo B_{max} e B_{min} os valores máximo e mínimo de B no ciclo. A integral pode ser reescrita como

$$\bar{B} = \frac{1}{\Delta B} \int_0^T \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 dt \quad (3.10)$$

em que T é a duração do ciclo. Para encontrar a relação entre a frequência de remagnetização f de (3.7) e o valor médio da taxa de variação da densidade de fluxo \bar{B} , (3.10) é normalizada com respeito ao caso senoidal. De \bar{B} , uma frequência equivalente f_{eq} pode ser calculada utilizando a constante de normalização $2/(\Delta B\pi)^2$,

$$f_{eq} = \frac{2}{\Delta B^2 \pi^2} \int_0^T \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 dt. \quad (3.11)$$

Com isso, se obtém a densidade volumétrica de perdas aplicando a MSE,

$$P_{MSE} = P_v = (k f_{eq}^{\alpha-1} B_m^\beta) f \quad (3.12)$$

na qual k , α e β são os mesmos coeficientes da OSE (3.7). O valor de pico da densidade de fluxo B_m também é o mesmo, tido aqui como $B_m = \Delta B/2$.

Os autores da MSE abordam a questão da premagnetização (presença de campo B_{CC}), constatando que a sua expressão, assim como a OSE, não pode incorporá-la, a não ser através do uso de um coeficiente multiplicativo, obtido experimentalmente.

3.3.2 IGSE - *Improved generalized Steinmetz equation*

A GSE (*Generalized Steinmetz Equation*) (LI; ABDALLAH; SULLIVAN, 2001), antecessora à IGSE (SULLIVAN et al., 2002), pretendia prever as perdas no núcleo para excitação não senoidal em ferrites MnZn, evitando anomalias presentes na MSE, como o cálculo incorreto das perdas para formas de onda senoidais (LI; ABDALLAH; SULLIVAN, 2001). A formulação da GSE partiu da hipótese de que as perdas são função dos valores instantâneos de $B(t)$ e dB/dt , com a expressão,

$$P_v(t) = k_1 \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha |B(t)|^{\beta-\alpha} \quad (3.13)$$

$$P_{GSE} = \bar{P}_v = \frac{1}{T} \int_0^T k_1 \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha |B(t)|^{\beta-\alpha} dt \quad (3.14)$$

em que,

$$k_1 = \frac{k}{(2\pi)^{\alpha-1} \int_0^{2\pi} |\cos \theta|^\alpha |\sin \theta|^{\beta-\alpha} d\theta} \quad (3.15)$$

e os coeficientes k , α e β são os mesmos da OSE (3.7), e θ a fase da senoide para qual o caso arbitrário é normalizado para ser condizente com a OSE. Apesar da consistência com a OSE para ondas senoidais, posteriormente o autor reconheceu a inexatidão da equação. Testes mostraram que, por vezes, a GSE seria menos exata que a MSE (SULLIVAN, 2012).

Reconhecidamente, o erro da GSE foi considerar apenas dB/dt e $B(t)$, e não todo o ciclo de magnetização/remagnetização. A IGSE ajustou a hipótese de que as perdas instantâneas seriam dependentes de dB/dt e $B(t)$ para dB/dt e ΔB , na forma,

$$P_v(t) = k_i \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha (\Delta B)^{\beta-\alpha} \quad (3.16)$$

$$P_{IGSE} = \bar{P}_v = \frac{1}{T} \int_0^T k_i \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha (\Delta B)^{\beta-\alpha} dt \quad (3.17)$$

em que,

$$k_i = \frac{k}{(2\pi)^{\alpha-1} \int_0^{2\pi} |\cos \theta|^\alpha 2^{\beta-\alpha} d\theta} \quad (3.18)$$

$$k_i \simeq \frac{k}{2^{\beta+1} \pi^{\alpha-1} \left(0,2761 + \frac{1,7061}{\alpha+1,354}\right)}. \quad (3.19)$$

Se, a cada ponto da forma de onda, ΔB for tido como o valor de pico-a-pico da amplitude do *loop* de histerese (majoritário ou minoritário) que contém aquele ponto, a formulação será válida para aproximar as perdas na presença de loops minoritários. A identificação dos *loops* é feita através de um algoritmo proposto pelo autor (SULLIVAN et al., 2002).

Para formas de onda PWL (*Piece-Wise Linear*, lineares por parte), do tipo comum em conversores estáticos, a integral de (3.17) pode ser dividida em um termo para cada segmento linear,

$$\bar{P}_v = \frac{k_i(\Delta B)^{\beta-\alpha}}{T} \int_0^T \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha dt = \frac{k_i(\Delta B)^{\beta-\alpha}}{T} \sum_x \int_{t_x}^{t_{x+1}} \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha dt. \quad (3.20)$$

Em cada segmento, a derivada dB é uma constante,

$$\frac{dB}{dt} = \frac{B_{x+1} - B_x}{t_{x+1} - t_x} \quad (3.21)$$

onde B_x é a densidade de fluxo no instante t_x , resultando na integração,

$$P_{IGSE} = \bar{P}_v = \frac{k_i(\Delta B)^{\beta-\alpha}}{T} \sum_x \left| \frac{B_{x+1} - B_x}{t_{x+1} - t_x} \right|^\alpha (t_{x+1} + t_x) \quad (3.22)$$

que pode ser usada diretamente em formas de onda PWL (SULLIVAN et al., 2002).

3.3.3 NSE - *Natural Steinmetz equation*

O autor da NSE (BOSSCHE; VALCHEV; GEORGIEV, 2004) partiu da verificação experimental, através de medições elétricas e calorimétricas, das perdas no núcleo. A proposição da NSE justificou-se a partir da constatação feita pelo autor a respeito da exatidão da OSE. Para formas de ondas quadradas, com 0,5 de razão cíclica, as perdas são estimadas relativamente bem, mas, para ondas retangulares, com D de 0,05 a 0,95, poderá surgir um erro grande, em que a OSE subestima as perdas em até menos da metade do valor medido, a depender do material.

Apesar de ter sido desenvolvida independentemente, a NSE parte de uma premissa semelhante à IGSE, em que a dependência das perdas com relação à frequência é dada

em função de dB/dt e ΔB , sendo proposta no formato,

$$P_{NSE} = P_v = \left(\frac{\Delta B}{2} \right)^{\beta-\alpha} \frac{k_N}{T} \int_0^T \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha dt \quad (3.23)$$

na qual k_N é definido como,

$$k_N = \frac{k}{(2\pi)^{\alpha-1} \int_0^{2\pi} |\cos \theta|^\alpha d\theta} \quad (3.24)$$

em que os coeficientes k , α e β são os mesmos da OSE (3.7). Observando a IGSE (3.17), e seu termo k_i (3.19), e comparando-a à NSE (3.23) e seu termo k_N (3.24), nota-se que as expressões são idênticas. Isso é explicado pela formulação inicial semelhante, e pelo fato de ambas expressões serem definidas em função da necessidade de consistência com o caso de excitação senoidal, uma vez que ambas visam ser utilizáveis com os mesmos parâmetros k , α e β senoidais. Para uma forma de onda quadrada de razão cíclica D , a expressão (3.23) pode ser simplificada para,

$$P_{NSE} = P_v = k_N (2f)^\alpha (\Delta B)^\beta \left(D^{1-\alpha} + (1-D)^{1-\alpha} \right). \quad (3.25)$$

O autor completa com a observação que para valores extremos de D (ex. 0,95) a equação subestima as perdas, e o coeficiente α deve ser modificado. Portanto, a NSE e, por extensão, a IGSE, não são exatas para uma razão cíclica muito baixa ou muito elevada.

3.3.4 WcSE - *Waveform coefficient Steinmetz equation*

Outra proposta de modificação à equação de Steinmetz para estimar as perdas no núcleo com excitação não senoidal foi a WcSE, baseada em um conceito de coeficiente de forma de onda do fluxo magnético (SHEN, 2006). Basicamente, o objetivo foi correlacionar a forma de onda do fluxo para uma excitação senoidal com uma não senoidal. Tomando ambas com o mesmo valor de pico, o coeficiente é obtido através do cálculo da área sob a onda. A vantagem da abordagem da WcSE é a simplicidade do seu emprego. Para uma forma de onda senoidal, a integração da área W_{seno} em meio ciclo é derivada,

$$W_{seno} = \frac{1}{TB_m} \int_0^{\frac{T}{2}} B_m \sin(\omega t) dt = \frac{2}{\pi}. \quad (3.26)$$

De forma similar à senoidal, calcula-se a área W_{quad} ,

$$W_{quad} = \frac{4}{TB_m} \int_0^{\frac{T}{4}} \frac{4B_m}{T} dt = \frac{1}{2}. \quad (3.27)$$

Portanto, o coeficiente de forma de onda para excitação de tensão quadrada (fluxo triangular) pode ser definido como,

$$WC_{quad} = \frac{W_{quad}}{W_{seno}} = \frac{\pi}{4} \quad (3.28)$$

referindo-se a WC como o coeficiente da forma de onda (*Waveform Coefficient*). Com este, a OSE é modificada da expressão senoidal para um sinal de tensão quadrado,

$$P_v = WC_{quad} k f^\alpha B_m^\beta. \quad (3.29)$$

O coeficiente WC_{quad} mostra que as perdas no núcleo para uma tensão quadrada serão menores com relação à senoidal. Outros coeficientes podem ser obtidos para diferentes formas de onda (SHEN, 2006). O autor não aborda como um ciclo de trabalho diferente de 0,5 impacta no modelo.

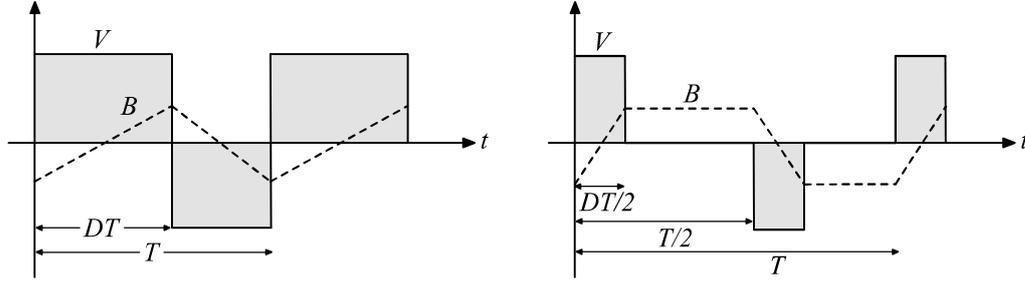
3.3.5 Excitação por forma de onda linear por partes (PWL)

Formas de onda de tensão lineares por partes, com ou sem intervalos de tensão zero são comuns em eletrônica de potência. Como já indicado na Seção 3.3.2, pode-se aproveitar a linearidade por partes de dB/dt para modificar as principais expressões apresentadas até então, tornando-as aplicáveis a tensões de perfil retangular, sem a necessidade de parâmetros adicionais. Exemplos destas mudanças das expressões podem ser encontrados em (VILLAR et al., 2008) e (YUE et al., 2018). A formulação de dB/dt para os casos da Figura 3.9 é dada pelas expressões,

$$\left| \frac{dB}{dt} \right| = \begin{cases} \frac{\Delta B}{DT} & 0 < t \leq DT \\ \frac{\Delta B}{(1-D)T} & DT \leq t < T \end{cases} \quad (3.30)$$

$$\left| \frac{dB}{dt} \right| = \begin{cases} \frac{\Delta B}{DT/2} & 0 < t \leq DT/2 \\ 0 & DT/2 < t \leq T/2 \\ \frac{\Delta B}{DT/2} & T/2 < t \leq (1+D)T/2 \\ 0 & (1+D)T/2 < t \leq T \end{cases} \quad (3.31)$$

Figura 3.9 – Formas de onda PWL.



(a) Forma de onda de tensão retangular e densidade de fluxo subsequente. (b) Forma de onda de tensão retangular com intervalo de tensão zero e fluxo subsequente.

Fonte: elaborado pelo autor.

As expressões modificadas, como dadas por (YUE et al., 2018), estão apresentadas a seguir. Para formas de onda de tensão quadradas ou retangulares sem intervalo de tensão zero,

$$P_{OSE(s)} = k f^\alpha B_m^\beta \quad (3.32)$$

$$P_{MSE(s)} = k f^\alpha B_m^\beta \frac{2^{\alpha-1} D^{1-\alpha} (1-D)^{1-\alpha}}{\pi^{2(\alpha-1)}} \quad (3.33)$$

$$P_{IGSE(s)} = k_i f^\alpha B_m^\beta 2^\beta [D^{1-\alpha} + (1-D)^{1-\alpha}] \quad (3.34)$$

$$P_{WcSE(s)} = \frac{\pi}{4} k f^\alpha B_m^\beta. \quad (3.35)$$

Para tensão com perfil retangular, com intervalo em zero,

$$P_{OSE(r)} = k f^\alpha B_m^\beta \quad (3.36)$$

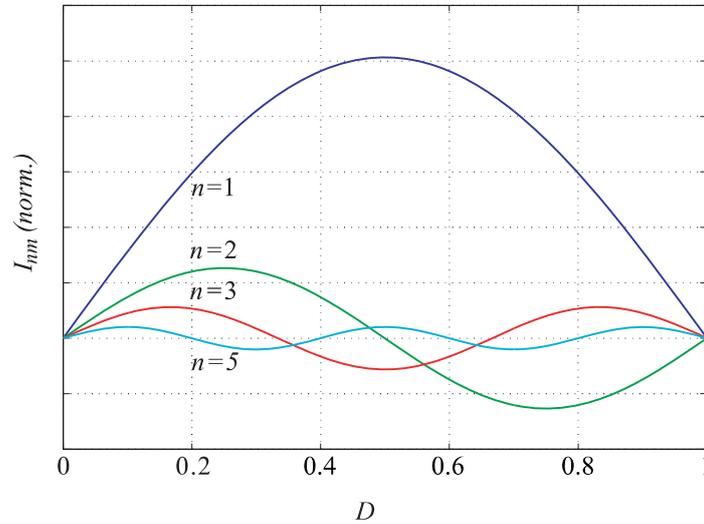
$$P_{MSE(r)} = k f^\alpha B_m^\beta \frac{8^{\alpha-1} D^{1-\alpha}}{\pi^{2(\alpha-1)}} \quad (3.37)$$

$$P_{IGSE(r)} = k_i f^\alpha B_m^\beta 2^{\beta+\alpha} D^{1-\alpha} \quad (3.38)$$

$$P_{WcSE(r)} = \frac{\pi}{4} (2-D) k f^\alpha B_m^\beta. \quad (3.39)$$

A fim de demonstrar a influência da razão cíclica sobre a excitação, a Figura 3.10 apresenta uma análise gráfica das correntes harmônicas em um indutor de um conversor CC-CC *Boost* operando em MCC. Nesta, visualiza-se como as amplitudes relativas das correntes harmônicas são próximas quando a razão cíclica se aproxima de 0 e de 1, e como a amplitude da fundamental sobrepõe-se às outras na razão cíclica 0,5. Isto significa que para razões cíclicas mais distantes de 0,5, as contribuições das harmônicas de frequências mais elevadas serão mais significativas. Esta contribuição das harmônicas na excitação do núcleo traduzirá-se em perdas, conforme é visto nas Seções 3.3.6, 3.4.3, e obtido experimentalmente nos resultados apresentados na Figura 3.27.

Figura 3.10 – Amplitudes normalizadas da corrente fundamental e harmônicas em função da razão cíclica D para o conversor *Boost* operando em MCC.



Fonte: modificado pelo autor com base em (KAZIMIERCZUK, 2014).

3.3.6 Análise comparativa entre os métodos empíricos

A fim de demonstrar os resultados obtidos com as expressões apresentadas nesta Seção, é aplicado aos modelos empíricos uma tensão retangular sem intervalo de tensão zero, com $D = 0,2, 0,3$ e $0,5$, para as frequências de 10 kHz, 25 kHz, 50 kHz e 100 kHz. Foi estabelecido um mesmo cenário de aplicação para três tecnologias de núcleos magnéticos, High Flux, Sendust e Ferrite P, cujas propriedades estão especificadas na Tabela 3.1. O cenário é um indutor ilustrado pela Figura 3.11, de construção especificada na Tabela 3.2, excitado por um campo com B_m variando de 20 mT a 200 mT, dentro da região linear para todos materiais avaliados.

Ao longo da análise comparativa, o resultado dado pela OSE é sempre apresentado, a fim de contrastar com os outros modelos. Por ser idêntica à IGSE, a NSE foi omitida. Os resultados dos modelos empíricos são comparados ao resultado obtido para um modelo 2D em software de elementos finitos.

O modelo utilizado pelo *software* de FEA é a OSE (ANSYS, 2018), aplicada através de uma expansão de Fourier da forma de onda da excitação, calculando o campo e as perdas para cada ponto da malha bi-dimensional. A exatidão desta modelagem depende dos coeficientes de Steinmetz (ou curva de perdas) e da curva BH com a qual o software de FEA é alimentado, que, para este caso, foi fornecido pelo fabricante. A inexatidão do modelo 2D também deve ser levada em consideração.

Tabela 3.1 – Materiais magnéticos sob análise comparativa.

Ferrite P		High Flux		Sendust	
μ_r	6000	μ_r	125	μ_r	125
ρ_v	4800kg/m ³	ρ_v	6200kg/m ³	ρ_v	6200kg/m ³
B_s	0,47T	B_s	1,5T	B_s	1,1T

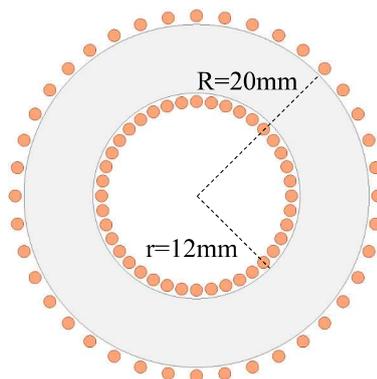
Fonte: elaborado pelo autor.

Tabela 3.2 – Indutor utilizado na análise comparativa.

Parâmetros Indutor	
l_e	100,53mm
A_e	120mm ²
V_e	12064mm ³
N	40
R	20mm
r	12mm
h	15mm

Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 3.11 – Modelo 2D para análise comparativa.



Fonte: elaborado pelo autor.

3.3.6.1 Análise comparativa com o material Ferrite P

O primeiro resultado apresentado é o comparativo dos modelos para o material Ferrite P. Na Figura 3.12 é dado o resultado das perdas para diferentes frequências, com razão cíclica $D = 0,5$ ((a) e (b)), $D = 0,3$ ((c) e (d)) e $D = 0,2$ ((e) e (f)).

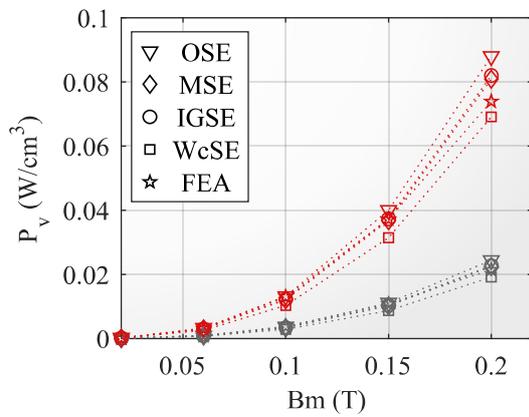
Com estas, observa-se o efeito do aumento da frequência sobre as perdas do material e o comportamento de cada modelo.

Com $D = 0,5$, analisando de forma geral a faixa de f , a WcSE estima as perdas abaixo dos outros modelos, entrando em concordância somente com o modelo FEA em $B_m = 200$ mT. O modelo FEA, por sua vez, prevê as perdas proximamente aos modelos restantes, OSE, MSE e IGSE, afastando-se somente em 200 mT. Para $D = 0,5$, a OSE estima as perdas levemente acima dos restantes, enquanto o resultado da MSE e IGSE é praticamente o mesmo.

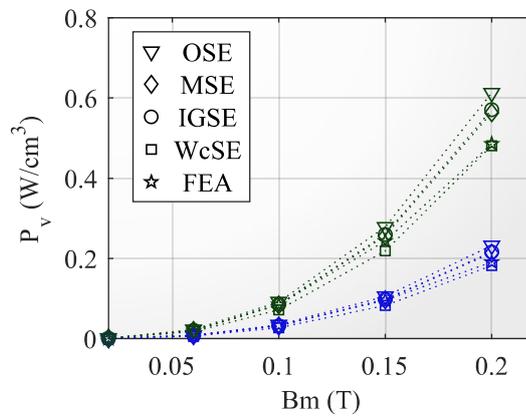
Modificando a razão cíclica para 0,3, o resultado da OSE e WcSE permanece o mesmo, por não modelarem mudanças na razão cíclica. Para os modelos restantes, a mudança da razão cíclica altera o conteúdo harmônico da forma de onda de excitação, aumentando as perdas. As perdas dadas pelo modelo em FEA possuem o mesmo comportamento de $D = 0,5$, afastando-se dos outros modelos somente em $B_m = 200$ mT. A MSE e IGSE, que estimavam as perdas abaixo da OSE em $D = 0,5$, dão agora o mesmo resultado da OSE.

Com $D = 0,2$, as perdas aumentam ainda mais, e a previsão de perdas da MSE e IGSE ultrapassam a OSE, ao passo que o resultado em FEA se aproxima desta. Somente neste D se visualiza uma diferença entre a MSE e IGSE, com a MSE calculando perdas mais altas que a IGSE.

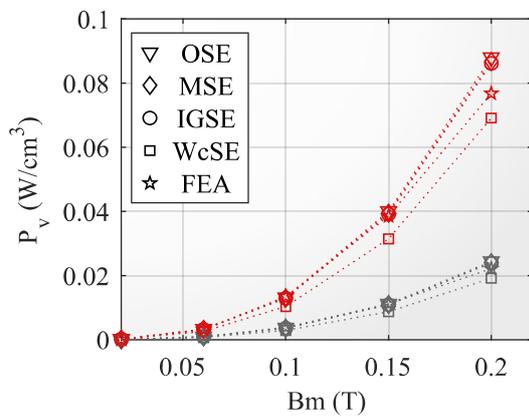
Figura 3.12 – Resultado de perdas para o material ferrite P. Cinza: 10 kHz, vermelho: 25 kHz, azul: 50 kHz, verde: 100 kHz.



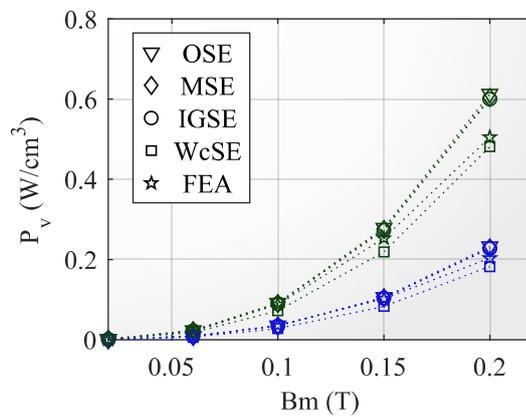
(a) $D = 0,5$, $f = 10$ kHz e $f = 25$ kHz.



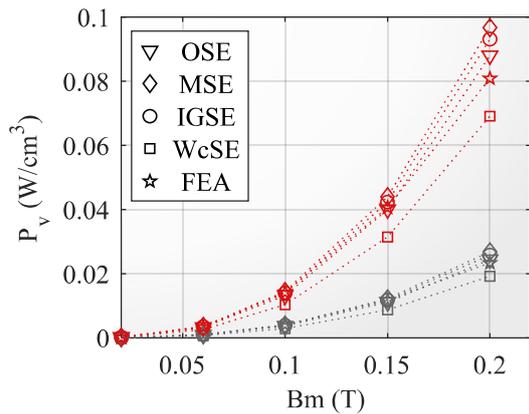
(b) $D = 0,5$, $f = 50$ kHz e $f = 100$ kHz.



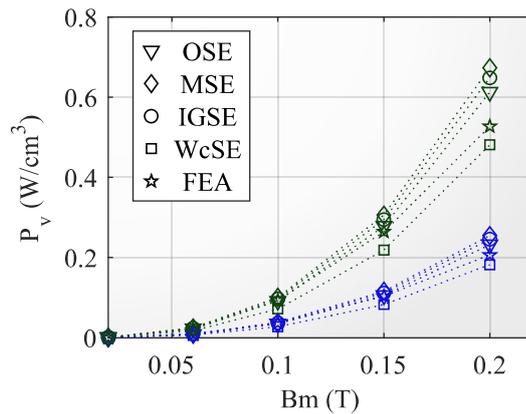
(c) $D = 0,3$, $f = 10$ kHz e $f = 25$ kHz.



(d) $D = 0,3$, $f = 50$ kHz e $f = 100$ kHz.



(e) $D = 0,2$, $f = 10$ kHz e $f = 25$ kHz.



(f) $D = 0,2$, $f = 50$ kHz e $f = 100$ kHz.

Fonte: elaborado pelo autor.

3.3.6.2 Análise comparativa com o material High Flux

Para o material High Flux, os resultados estão apresentadas na Figura 3.13. Com a mudança do material, o comportamento dos modelos torna-se diferente em função da mudança dos coeficientes de Steinmetz.

Com $D = 0,5$, a OSE estima as perdas acima da MSE e da IGSE, assim como para o Ferrite P, porém para o High Flux o modelo FEA prevê as perdas acima da MSE e IGSE, estando mais próximo do resultado da OSE para esta razão cíclica. O resultado da MSE e IGSE foi praticamente idêntico para $D = 0,5$, assim como para o Ferrite P. A WcSE novamente prevê as perdas abaixo dos demais modelos, porém para todas as razões cíclicas.

Ainda que a OSE não preveja variações na razão cíclica, há em todas as faixas de f e B_m com $D = 0,3$ uma grande concordância entre os modelos, à exceção da WcSE. Ao diminuir-se a razão cíclica para $D = 0,2$, o modelo FEA, a IGSE e a MSE distanciam-se da OSE. Nesta razão cíclica, a MSE e o modelo FEA continuam em concordância, enquanto a IGSE passa a prever as perdas abaixo destes.

Nos resultados para o material High Flux, é vista a característica de perdas mais elevadas do material, principalmente a penalização de suas perdas com o aumento da frequência, comportamento típico do material High Flux, identificado em (BOLSI; SARTORI; PINHEIRO, 2018). Para 200 mT a 100 kHz, por exemplo, o aumento chega a ser de $6,7 \text{ W/cm}^3$.

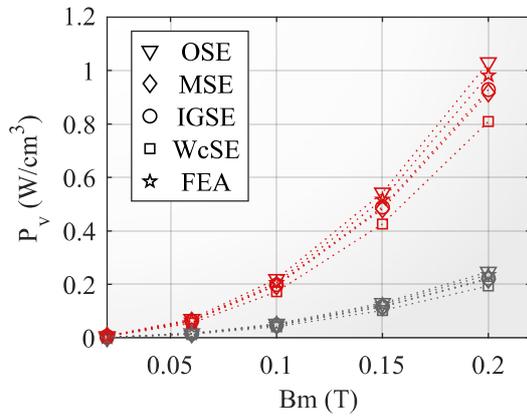
3.3.6.3 Análise comparativa com o material Sendust

Os resultados da Figura 3.14 são dados para o material Sendust. Devido ao fato de ambos serem materiais *powder*, o comportamento dos modelos com o material Sendust é o mesmo do material High Flux, porém com amplitudes menores. Desta maneira, em termos relativos, a discussão feita em torno dos modelos para o material High Flux é válida para o material Sendust.

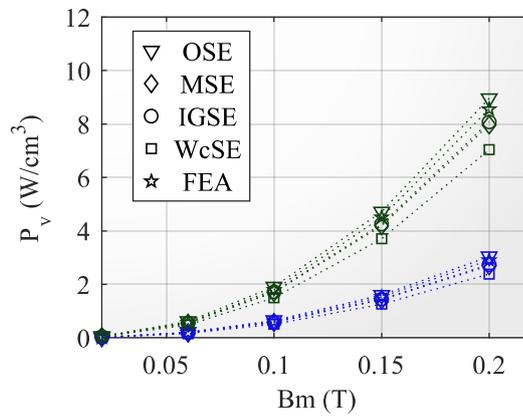
3.3.6.4 Conclusões gerais da análise comparativa

Como conclusão geral, é apontado como o comportamento das perdas de cada material (isto é, a amplitude das perdas no núcleo com relação aos parâmetros avaliados), influencia, através dos seus coeficientes de Steinmetz, o resultado dos modelos. Este fato não foi apontado pelos autores de trabalhos semelhantes de análise comparativa, a citar os mais completos, de (YUE et al., 2018) e (VILLAR et al., 2008), que avaliaram somente um

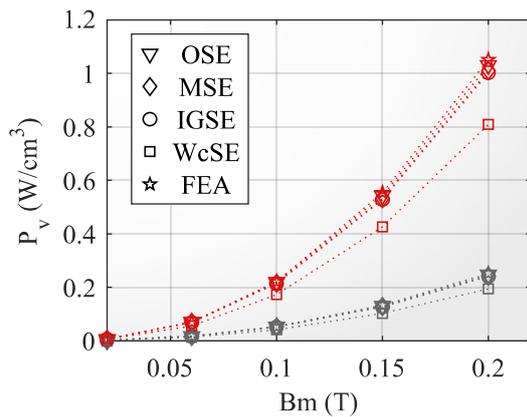
Figura 3.13 – Resultado de perdas para o material High Flux. Cinza: 10 kHz, vermelho: 25 kHz, azul: 50 kHz, verde: 100 kHz.



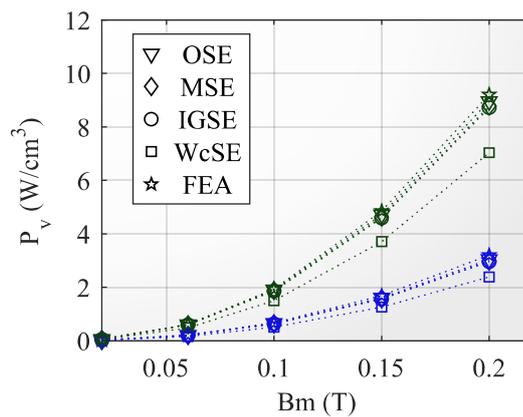
(a) $D = 0,5$, $f = 10$ kHz e $f = 25$ kHz.



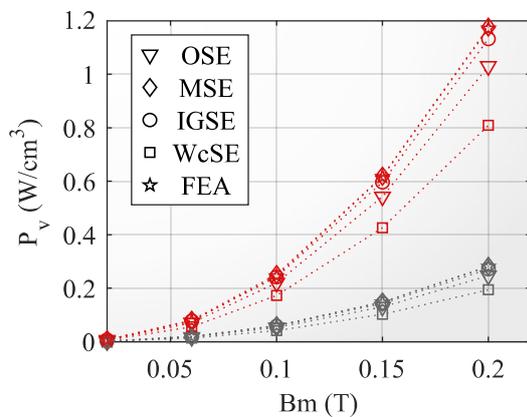
(b) $D = 0,5$, $f = 50$ kHz e $f = 100$ kHz.



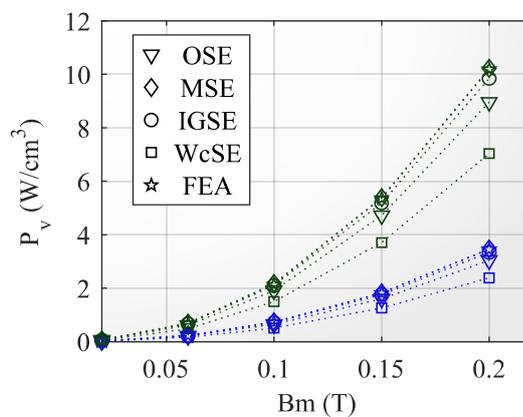
(c) $D = 0,3$, $f = 10$ kHz e $f = 25$ kHz.



(d) $D = 0,3$, $f = 50$ kHz e $f = 100$ kHz.



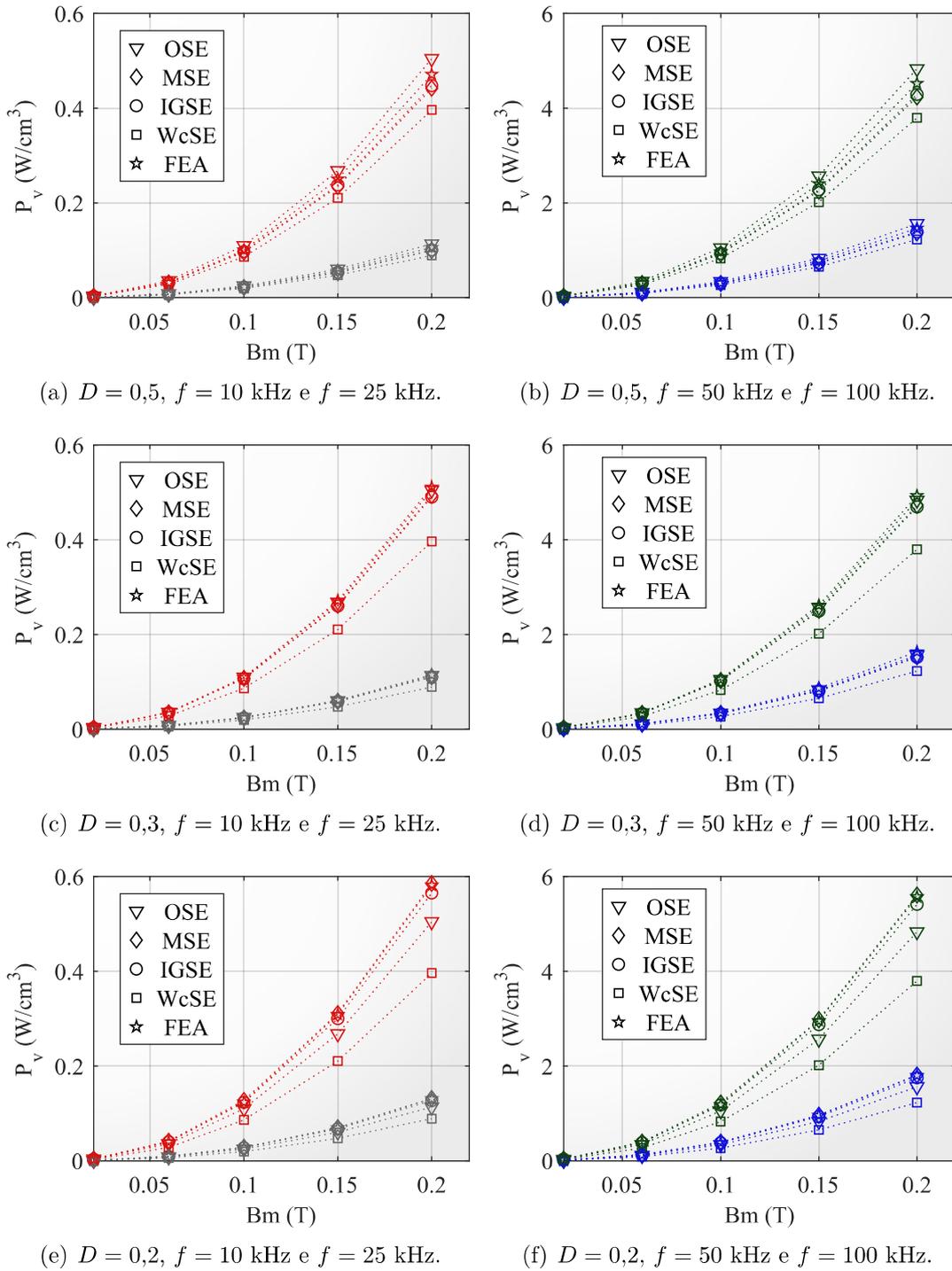
(e) $D = 0,2$, $f = 10$ kHz e $f = 25$ kHz.



(f) $D = 0,2$, $f = 50$ kHz e $f = 100$ kHz.

Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 3.14 – Resultado de perdas para o material Sendust. Cinza: 10 kHz, vermelho: 25 kHz, azul: 50 kHz, verde: 100 kHz.



Fonte: elaborado pelo autor.

núcleo nanocristalino e um amorfo, respectivamente. Os trabalhos mencionados mostram, por exemplo, a MSE sempre prevendo perdas menores que a IGSE para qualquer D , comportamento diferente dos resultados obtidos na análise comparativa desta seção.

Por outro lado, em concordância com os trabalhos supracitados, nesta análise comparativa é visto como a razão cíclica afeta as perdas no núcleo, sendo mais significativa à medida que se aumenta a frequência, devido às maiores perdas. Os resultados experimentais apresentados na Seção 3.4.3, obtidos para o material High Flux, possuem o mesmo comportamento.

Por fim, para os três materiais avaliados, o resultado obtido com a IGSE e a MSE é semelhante. Plausivelmente, são os modelos mais aceitos e utilizados para excitação não senoidal.

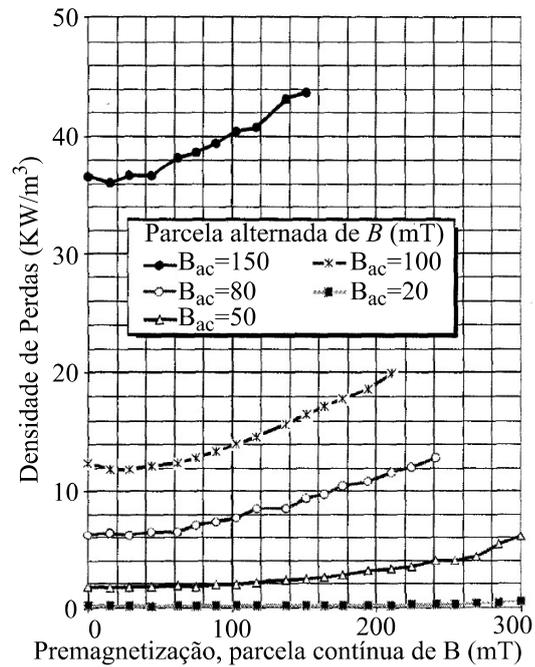
3.3.7 Modelos analíticos com premagnetização

Há um consenso entre os pesquisadores de que a premagnetização, isto é, a presença de um deslocamento B_{CC} junto à parcela alternada de B , aumenta as perdas no núcleo, (BROCKMEYER, 1996) e (BAGULEY; CARSTEN; MADAWALA, 2008). Os trabalhos de (KOSAI; TURGUT; SCOFIELD, 2013) e (MUHLETHALER et al., 2011) propõem equações para o cálculo das perdas neste cenário. Para os ferrites Philips 3F3 e TDK N27, (BROCKMEYER, 1996) mostra que a premagnetização influencia nas perdas, como visto na Figura 3.15. Para outro ferrite, o MMG F49, (BAGULEY; CARSTEN; MADAWALA, 2008) mostra um comportamento semelhante.

Em um material amorfo, o AMCC 20C da Metglas, (KOSAI; TURGUT; SCOFIELD, 2013) analisa o impacto da premagnetização, mantendo ΔB em constantes 17 mT, para diferentes frequências. O autor mostrou a influência de B_{CC} nas perdas através da força magnetizante H_{CC} , como visto na Figura 3.16.

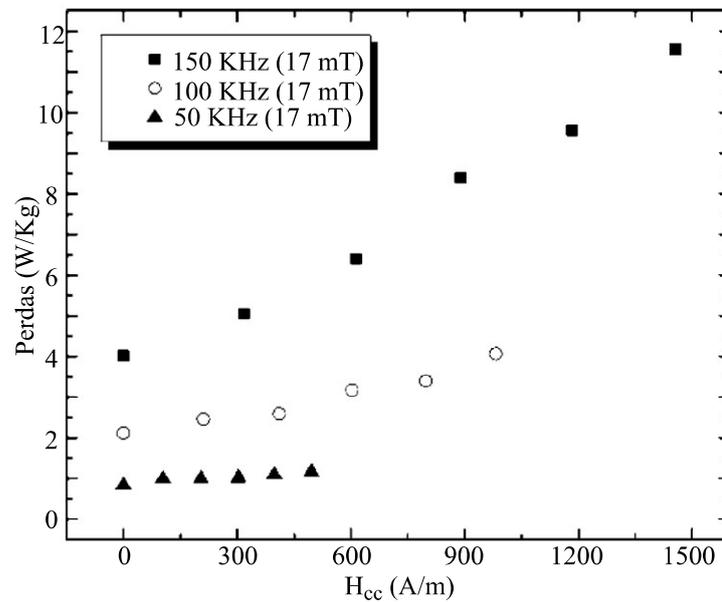
A influência de B_{CC} em mais materiais foi caracterizada por (MUHLETHALER et al., 2011). O artigo mostra gráficos de perdas para o núcleo de ferrite N87 da EPCOS e nanocristalino Vitroperm 500F da VAC, e apresenta uma visão geral da influência da premagnetização em outros materiais, dada na Tabela 3.3. Em função da natureza da influência da premagnetização sobre as perdas do núcleo, uma expressão generalizada que faça uso apenas dos coeficientes senoidais e características físicas do material ou tipo de excitação, como a IGSE, ainda não foi proposta.

Figura 3.15 – Densidade de perdas para o ferrite Philips 3F3.



Fonte: modificado pelo autor com base em (BROCKMEYER, 1996).

Figura 3.16 – Densidade de perdas para o amorfo Metglas AMCC 20C.



Fonte: modificado pelo autor com base em (KOSAI; TURGUT; SCOFIELD, 2013).

Tabela 3.3 – Impacto da premagnetização sobre diferentes tecnologias de materiais.

Tecnologia	Material Testado	Impacto sobre as perdas
Ferrite	EPCOS N87, N27, T35 Ferroxcube 3F3	Muito alto
Nanocristalino	Vitroperm 500F (VAC)	Existente
Aço-Silício	M165-35S GO	Existente
Molypermalloy	Magnetics MPP300	Baixo

Fonte: modificado pelo autor com base em (MUHLETHALER et al., 2011).

No intuito de caracterizar as perdas no núcleo na presença de um campo B_{CC} , um levantamento experimental, apresentado na Seção 3.4, foi conduzido para o material High Flux.

3.4 MÉTODO EXPERIMENTAL DE OBTENÇÃO DAS PERDAS NO NÚCLEO

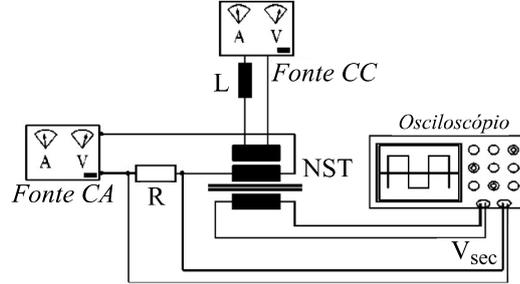
Existem diversas técnicas que podem ser utilizadas para mensurar as perdas no núcleo. Estas incluem técnicas calorimétricas, que se baseiam na medição da elevação de temperatura no material causada pelas perdas; técnicas baseadas no campo, que se utilizam da medição do vetor de *Poynting*; e técnicas de circuito, que medem as perdas através do sensoriamento exato da força eletromotriz (FEM) e da corrente nos enrolamentos que excitam o núcleo. No entanto, todas estas técnicas são suscetíveis a erros de medição, como nas técnicas de campo e de circuito, ou por necessidade de isolamento do sistema de fatores externos, como nos métodos calorimétricos.

Nesta seção, é apresentado um método de circuito para obtenção de perdas no núcleo, baseado no padrão europeu BS CECC 25300:1981 (STD., 1981). O método é então empregado na medição das perdas no núcleo de um indutor em um conversor CC-CC. A influência da premagnetização, frequência, e razão cíclica sobre as perdas no núcleo é analisada. Os resultados obtidos são comparados à dois modelos empíricos, OSE e IGSE.

3.4.1 Descrição do arranjo experimental

No esquema padrão BS CECC 25300:1981, o núcleo sob teste (NST) possui três enrolamentos: um enrolamento primário, com excitação CA, um enrolamento secundário, para detecção de tensão, e um enrolamento terciário para introduzir premagnetização através de uma fonte CC, como ilustrado na Figura 3.17.

Figura 3.17 – Esquema de medição de acordo com o padrão europeu BS CECC 25300:1981, utilizado por (REINERT; BROCKMEYER; DONCKER, 2001) e (BAGULEY; CARSTEN; MADAWALA, 2008).



Fonte: modificado pelo autor com base em (REINERT; BROCKMEYER; DONCKER, 2001).

As perdas médias são obtidas através da integração, em um período, do produto p_L da corrente de excitação i_L com a FEM medida pelo secundário de detecção v_2 , refletida ao primário, v_L ,

$$P_h = f \int_0^T p_L(t) dt = f \int_0^T i_L v_2 \frac{N_1}{N_2} dt = f \int_0^T i_L v_L dt. \quad (3.40)$$

em que p_L é a potência no núcleo, v_2 é a tensão induzida no secundário, N_1 e N_2 são o número de espiras no primário e secundário, e v_L a tensão excitando o núcleo. Unindo-se à esta expressão a lei de Faraday (2.2), têm-se,

$$P_h = N A_e f \oint i_L dB \quad (3.41)$$

e empregando a lei de Ampère (2.1),

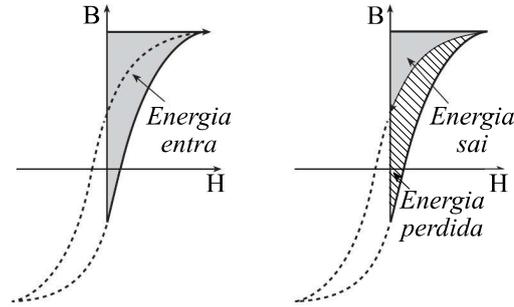
$$P_h = A_e l_e f \oint H dB \quad (3.42)$$

chega-se na expressão,

$$P_h = V_e f \oint H dB = V_e f A_{BH} \quad (3.43)$$

que relaciona a frequência de excursão no ciclo de histerese às perdas, a área interna A_{BH} da curva de histerese, ilustrada para um caso senoidal na Figura 3.18.

Figura 3.18 – Perda de energia na curva de histerese.



Fonte: modificado pelo autor com base em (KAZIMIERCZUK, 2014).

3.4.2 Aplicação do método a um conversor CC-CC *boost*

Para conversores que operam com níveis CC, o campo B_{CC} deve ser computado, uma vez que este afeta a capacidade de armazenamento de energia do núcleo e influencia suas perdas. O esquema para medição das perdas deste trabalho utiliza o mesmo princípio descrito acima, porém são utilizados apenas dois enrolamentos, de forma idêntica à de (KOSAI; TURGUT; SCOFIELD, 2013). Neste, o primário é utilizado para excitação CA e CC, e o secundário para detecção de tensão. O NST é inserido em um conversor *Boost*, a operar em modo de condução contínua (MCC), ilustrado na Figura 3.19. Assim como no padrão BS CECC 25300:1981, o secundário de detecção enrolado sobre o indutor é utilizado para obtenção do campo B ,

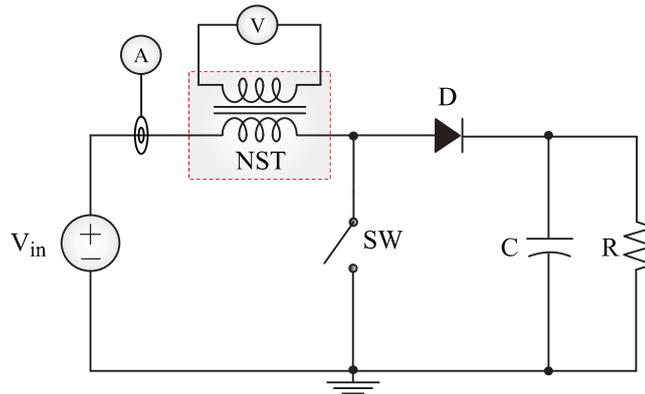
$$B(t) = \frac{1}{N_2 A_e} \int_0^T v_2 dt. \quad (3.44)$$

Por tratar-se de um circuito aberto, o uso do secundário de detecção permite obtenção de B somente pelo fluxo concatenado no núcleo, ao passo que a medição de tensão no primário incluiria a queda no cobre do enrolamento. Para obtenção da força magnetizante H , é utilizada a corrente no primário, medida através de um sensor de corrente,

$$H(t) = \frac{N_1 i_1(t)}{l_e} \quad (3.45)$$

em que i_1 é a corrente do enrolamento primário. A partir das medições de B e H faz-se o uso das expressões (3.43) ou (3.40).

Figura 3.19 – Circuito utilizado para medição das perdas.



Fonte: elaborado pelo autor.

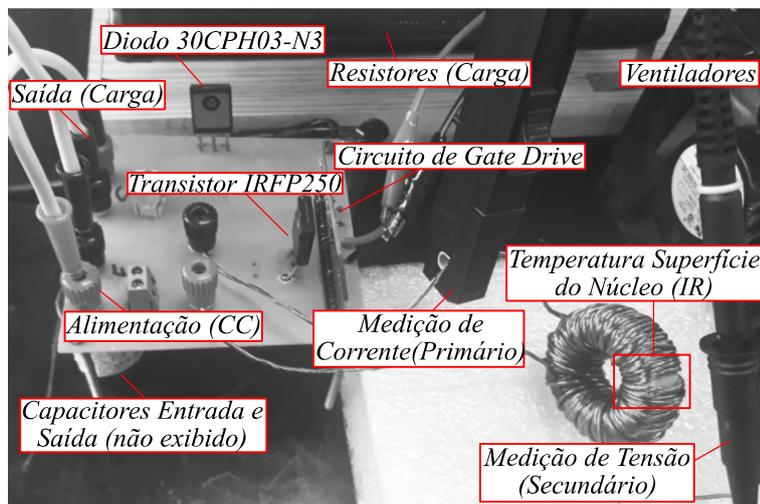
A Figura 3.20 traz o arranjo utilizado na obtenção das perdas no núcleo, identificando cada componente. A construção do núcleo de tecnologia High Flux está apresentada na Tabela 3.4. Na entrada do circuito, um capacitor eletrolítico foi utilizado para eliminar altas frequências da fonte CC, quando necessário. Na saída do *Boost* foi utilizado um capacitor eletrolítico de $470 \mu F$. Os ensaios foram feitos para diversos pontos de B_{AC} (ΔB), de frequência de comutação f_s , e diferentes valores médios de premagnetização B_{CC} . A ondulação ΔB no indutor foi controlada através da variação da tensão de entrada. O valor médio da premagnetização B_{CC} foi controlado pela mudança da corrente média no indutor, variando-se a carga conectada ao circuito. A razão cíclica D e frequência de comutação f_s foram controladas pelo circuito de gate drive ligado a um gerador de funções.

Tabela 3.4 – Construção do indutor ensaiado.

Núcleo High Flux	
μ_r	60μ
l_e	98,4 mm
A_e	107 mm^2
V_e	10600 mm^3
N_1	40
N_2	20
Condutor	11x28AWG

Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 3.20 – Arranjo utilizado para levantamento experimental das perdas no de núcleo High Flux.



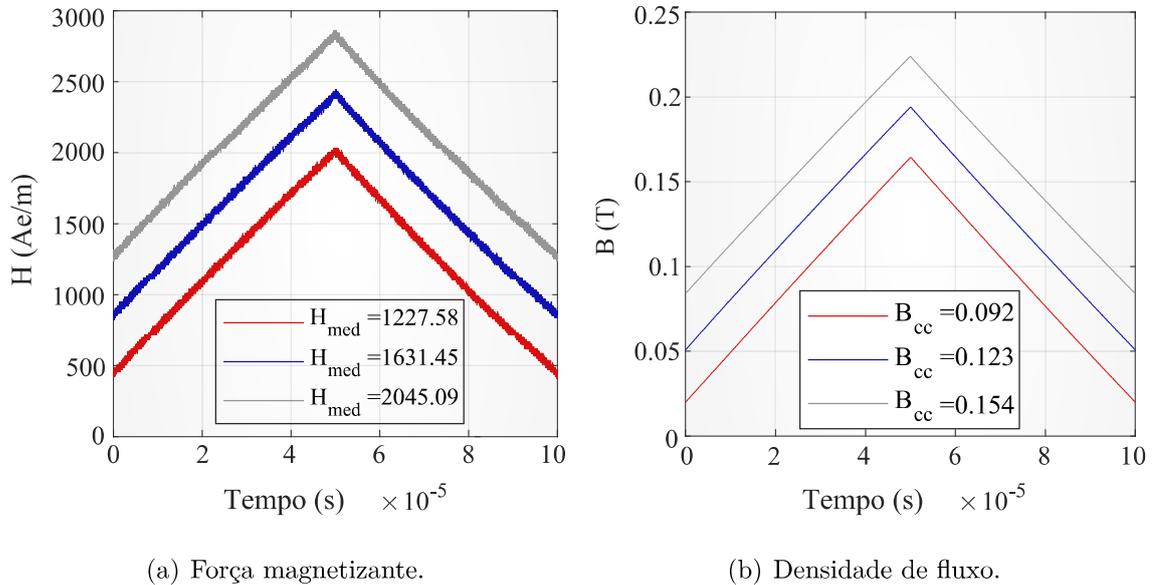
Fonte: elaborado pelo autor.

A temperatura é um importante influenciador nas perdas dos materiais magnéticos. Embora os núcleos *powder* sejam menos sensíveis à variação de temperatura que ferrites, por exemplo, a fim de garantir que as propriedades do material não fossem afetadas por variações de temperatura, foram utilizados ventiladores para mantê-la constante, e, em todos os ensaios, o tempo de teste foi mantido curto, evitando variações térmicas devido às perdas no indutor. Em todos os ensaios, temperatura na superfície do núcleo foi mantida entre 24°C e 28°C , verificada através de imagens infra-vermelho (IR), com uma câmera térmica Fluke Ti20, em um pequeno espaço deixado entre as espiras.

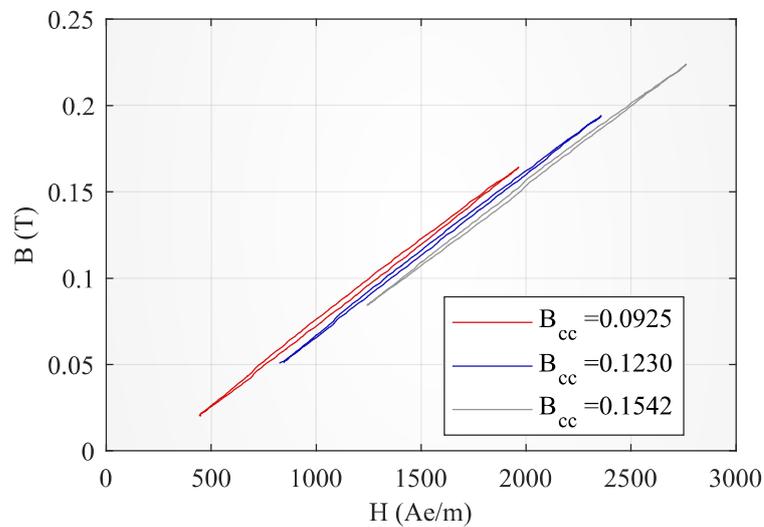
As formas de onda de tensão e corrente do circuito foram adquiridas por um osciloscópio digital Tektronix DPO3034, e transferidas para um programa MATLAB para processamento e cálculo de perdas. Para exemplificar os resultados dos ensaios, as Figuras 3.21(a) e 3.21(b) apresentam um ciclo das formas de onda obtidas com o Indutor High Flux para $f_s = 10\text{ kHz}$ e $D = 0,5$. A primeira mostra a força magnetizante $H(t)$ com $\Delta H = 1625\text{ Ae/m}$, para diferentes deslocamentos de valor médio H_{med} . A segunda mostra, para o mesmo cenário, a forma de onda do fluxo concatenado $B(t)$ no indutor, obtido pela expressão (3.40), com $\Delta B = 140\text{ mT}$.

Os laços BH medidos neste ensaio estão apresentados na Figura 3.22, para os diferentes pontos de *offset* CC. Para melhor visualização, a forma de onda de $H(t)$ foi filtrada digitalmente com um filtro passa-baixas, eliminando o ruído de medição do osciloscópio. Os resultados e conclusões dos ensaios estão apresentados na Seção 3.4.3.

Figura 3.21 – Formas de onda no indutor.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 3.22 – Curva BH do Indutor High Flux com *offset* CC.

Fonte: elaborado pelo autor.

3.4.2.1 Operação na região linear

Como mencionado na Seção 3.1, a maioria dos projetos de dispositivos magnéticos são feitos para operação na região linear. No entanto, o indutor avaliado experimentalmente é de tecnologia *powder*, tecnologia caracterizada por sua capacidade de operação fora da região linear (SWIHART, 2004). Desta maneira, há um interesse em caracterizar

estes materiais, ao aumentar B_{CC} , não apenas na região linear de operação, em que μ_r é sempre igual ao seu valor inicial, mas também fora dela.

À medida que se eleva B_{CC} acima da região linear, através de um *offset* de H , há queda de permeabilidade. Quando isso ocorre, a variação da densidade de fluxo ΔB diminui para um mesmo ΔH . Com a diminuição de ΔB as perdas diminuem, como mostra (SHIMIZU; ISHII, 2006). Portanto, ao sair da região linear, a única forma de seguir avaliando exclusivamente o impacto de B_{CC} nas perdas, é mantendo ΔB constante, através do aumento de ΔH .

Porém, a característica de permeabilidade não linear dos materiais *powder* torna difícil a previsão de ΔB com base em ΔH sem o uso de um *BH Analyzer*, ou alguma outra estratégia de controle de ΔB que o faça em tempo real. Devido à essa limitação, somente foram realizados experimentos dentro da região linear de μ_r .

3.4.3 Resultados experimentais indutor High Flux

À exceção da temperatura, que foi mantida fixa, quatro parâmetros que influenciam nas perdas dos materiais magnéticos foram variados, segundo a Tabela 3.5, de forma a avaliar seu impacto nas perdas de um núcleo High Flux. Toda medição tem erros associados. A fim de contornar isto, cada ensaio foi repetido três vezes, produzindo um grupo de resultados.

Testes também foram feitos para o material Sendust, porém as baixas perdas do material nas faixas analisadas dificultam a medição confiável das perdas, mesmo realizando-se vários testes. Em função disso, o material High Flux foi escolhido por sua característica de perdas mais acentuada, o que torna mais visível as perdas no núcleo, apesar de incertezas na medição.

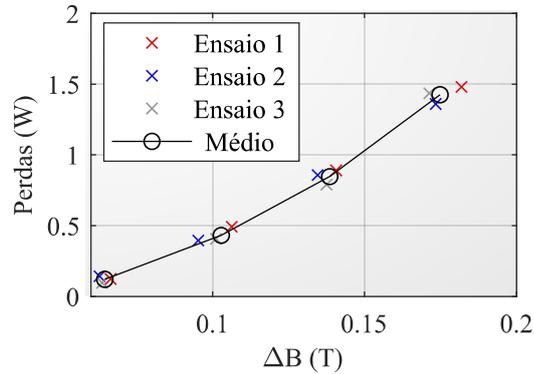
Tabela 3.5 – Pontos de operação ensaiados. ΔB aproximado.

Parâmetro	Valor Analisado
B_{CC}	0,092 T, 0,123 T, e 0,153 T
D	0,5, 0,3 e 0,2
$\Delta B = B_{max} - B_{min}$	0,066 T, 0,105 T, 0,142 T, e 0,178 T
f_s	10 kHz, 25 kHz e 50 kHz

Fonte: elaborado pelo autor.

Afim de ilustrar a variabilidade dos resultados para o material High Flux, o valor das três medições para o ponto de operação $B_{CC} = 0,153$ T, $D = 0,5$, e $f_s = 25$ kHz está apresentado na Figura 3.23. Nela, está traçado o valor médio entre os ensaios, que será usado para comparação entre os pontos de operação.

Figura 3.23 – Resultado de três medições para $B_{CC} = 0,153$ T, $D = 0,5$, e $f_s = 25$ kHz.

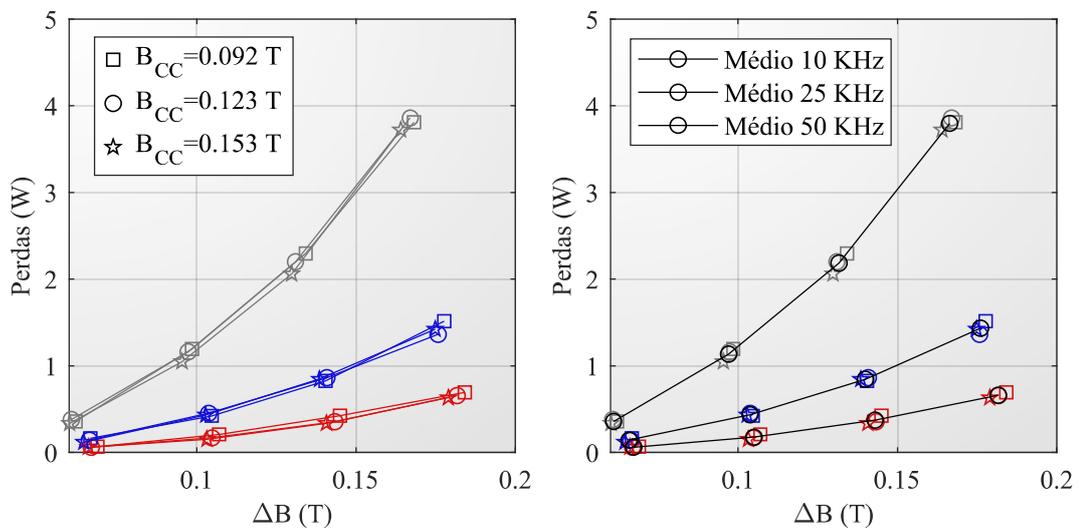


Fonte: elaborado pelo autor.

As Figuras 3.24 (a), 3.25 (a), e 3.26 (a) mostram as perdas no material para diferentes B_{CC} , com razão cíclica de 0,5, 0,3, e 0,2, respectivamente. A leitura destes resultados aponta que, dentro de região linear, a influência de B_{CC} sobre as perdas do material *powder* High Flux é desprezível, corroborando com o que foi sugerido por (MUHLETHALER et al., 2011), que avaliou núcleos *powder* Molypermalloy, porém não apresentou os resultados obtidos.

Uma vez que a premagnetização não possui influência significativa no resultado, uma nova média entre os resultados de B_{CC} pode ser feita, visto nas Figuras 3.24 (b), 3.25 (b), e 3.26 (b) a fim de linearizar os resultados mais uma vez, e melhor observar a influência da razão cíclica sobre as perdas.

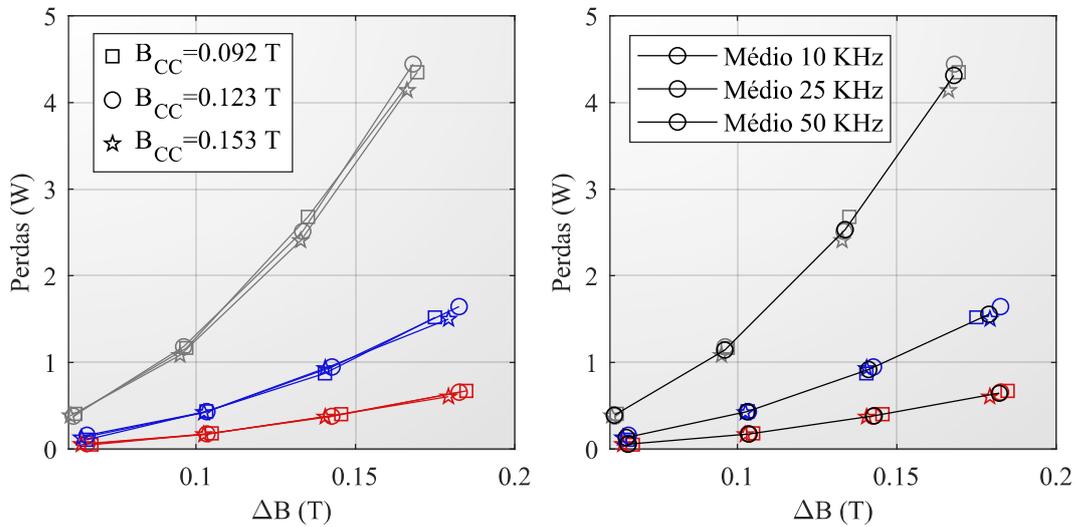
Figura 3.24 – Perdas medidas com $D = 0,5$, para 10 kHz (Vermelho), 25 kHz (Azul) e 50 kHz (Cinza).



(a) Resultados por nível de premagnetização. (b) Resultados agrupados por média simples.

Fonte: elaborado pelo autor.

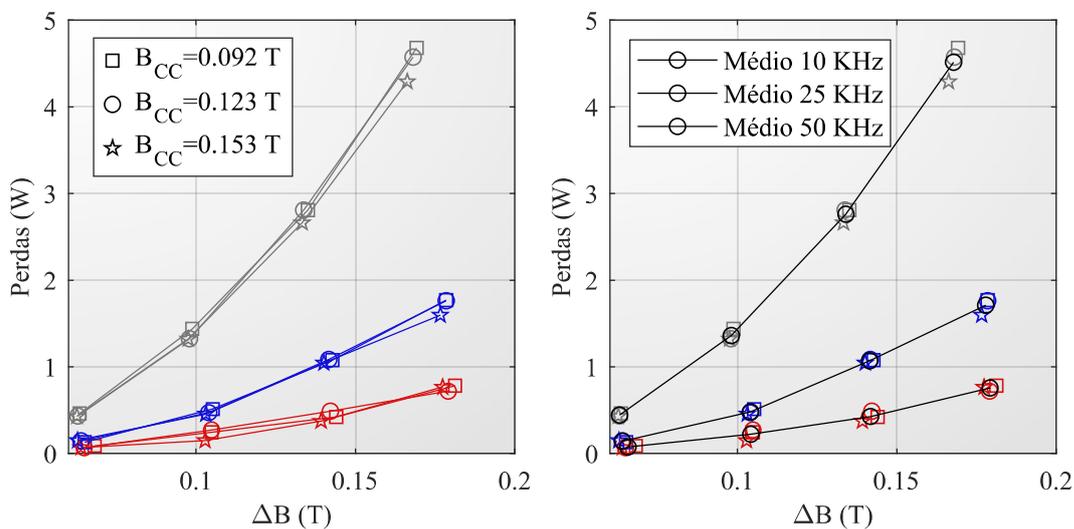
Figura 3.25 – Perdas medidas com $D = 0,3$, para 10 kHz (Vermelho), 25 kHz (Azul) e 50 kHz (Cinza).



(a) Resultados por nível de premagnetização. (b) Resultados agrupados por média simples.

Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 3.26 – Perdas medidas com $D = 0,2$, para 10 kHz (Vermelho), 25 kHz (Azul) e 50 kHz (Cinza).

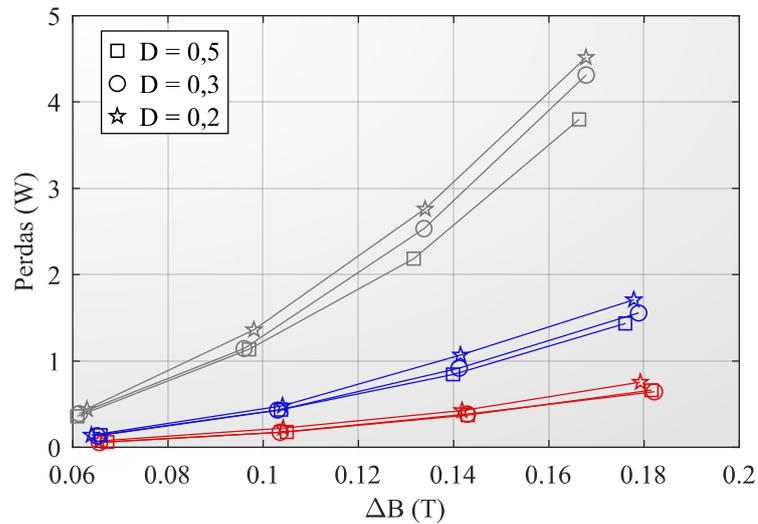


(a) Resultados por nível de premagnetização. (b) Resultados agrupados por média simples.

Fonte: elaborado pelo autor.

A Figura 3.27 compara as perdas obtidas para os diferentes valores de D , com os resultados de B_{CC} agrupados. O comportamento das perdas é o mesmo visto nos resultados de simulação da Seção 3.3.6, em que D influencia no aumento das perdas em função do maior conteúdo harmônico. O impacto é mais visível à medida que as perdas no núcleo aumentam.

Figura 3.27 – Resultado final das medições. 10 kHz (Vermelho), 25 kHz (Azul) e 50 kHz (Cinza).

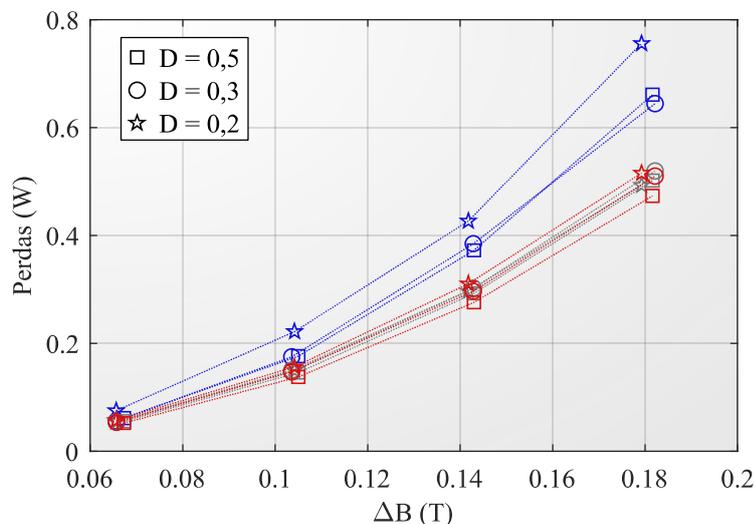


Fonte: elaborado pelo autor.

A fim de demonstrar a exatidão dos modelos analíticos empíricos sobre o material e conversor ensaiado, as Figuras 3.28, 3.29 e 3.30 comparam as perdas medidas com as predições dos modelos IGSE, OSE e FEA. A IGSE, aqui empregada em sua forma PWL (3.32), é uma das expressões analíticas baseadas em Steinmetz mais aceitas (YUE et al., 2018), (VILLAR et al., 2008) e (MUHLETHALER et al., 2011). Já a OSE é o método de cálculo de perdas recomendado pelo fabricante (MAGNETICS, 2015), porém não prevê a influência da razão cíclica no modelo. O modelo FEA foi alimentado com as curvas dadas pelo fabricante.

Ambas expressões analíticas foram implementadas com os mesmos coeficientes de Steinmetz, e foram aplicadas, em cada ensaio, aos valores medidos de B , f_s , e, para o caso da IGSE, D . Os resultados dos modelos analíticos passaram pelo mesmo procedimento de obtenção de valores médios entre os três ensaios.

Figura 3.28 – Comparação dos modelos analíticos com o resultado experimental (EXP) para 10 kHz. IGSE (Vermelho), Experimental (Azul) e OSE (Cinza).

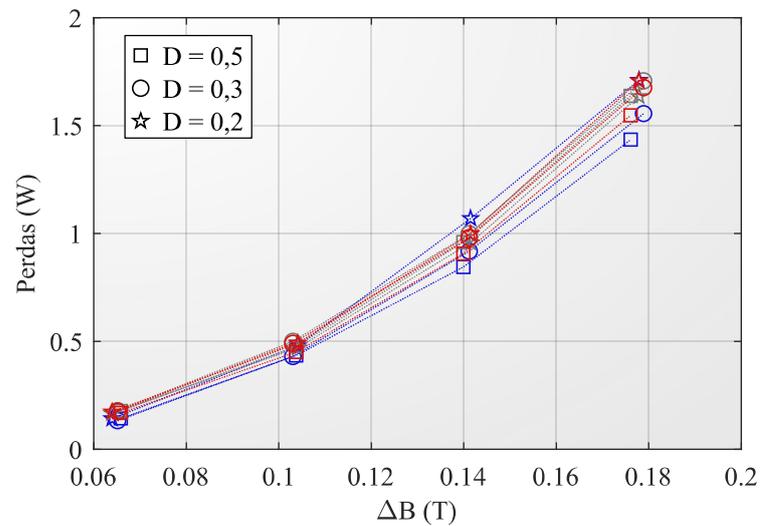


Fonte: elaborado pelo autor.

Para 10 kHz, ambos métodos analíticos estimam as perdas abaixo do valor medido. A OSE não modela para diferenças de razão cíclica, portanto a diferença entre os resultados da OSE, para esta e para as outras frequências, com D a 0,5, 0,3 e 0,2 se dá por pequenas diferenças na medição de B . Já a IGSE modela para variações de D , porém o valor estimado das perdas também é inferior ao da medição. A diferença significativa dos modelos analíticos, com relação à medição das perdas, nesta faixa de f , pode ser atribuída à baixa amplitude das perdas na faixa ante à incertezas de medição.

Para 25 kHz, ambos modelos empíricos estimaram as perdas muito próximo ao valor medido. Como nesta frequência o impacto de D nas perdas não é muito visível, houve pouca diferença entre os modelos.

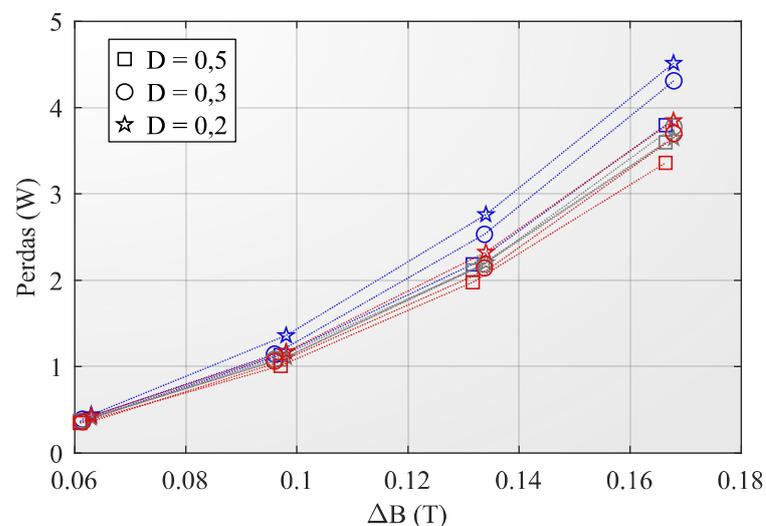
Figura 3.29 – Comparação com os modelos analíticos para 25 kHz. IGSE (Vermelho), Experimental (Azul) e OSE (Cinza).



Fonte: elaborado pelo autor.

À 50 kHz as perdas no núcleo são maiores, portanto os valores medidos e estimados pelos modelos diferenciam-se de forma mais significativa. O método recomendado pelo fabricante (OSE) é correto para $D = 0,5$, uma vez que o método (e os coeficientes) não modela ou pretende exatidão para $D \neq 0,5$. Já a IGSE prevê o impacto da razão cíclica, e faz uma distribuição relativa das perdas, com relação à D , de forma correta, embora para 50 kHz distancie-se levemente do valor medido.

Figura 3.30 – Comparação com os modelos analíticos para 50 kHz. IGSE (Vermelho), Experimental (Azul) e OSE (Cinza).



Fonte: elaborado pelo autor.

Em termos gerais, conclui-se que a influência da premagnetização (B_{CC}) sobre o material *powder* High Flux pode ser considerada desprezível para a faixa analisada. Para a predição das perdas nesse material, o método mais indicado é o do fabricante (OSE), por ser de implementação mais simples e de menor tempo computacional. No entanto, a partir de 50 kHz, faixa em que as perdas tornam-se mais significativas, a razão cíclica não pode ser desconsiderada. Desta maneira, a partir de 50 kHz, para qualquer $D \neq 0,5$, a IGSE é indicada. Trabalhos futuros poderão ser desenvolvidos com o intuito de analisar, fora da região linear, e em frequências mais elevadas, o impacto da premagnetização e da variação da razão cíclica sobre os núcleos *powder*.

3.5 CONCLUSÃO

Diversos temas relacionados à modelagem do comportamento e das perdas de materiais magnéticos foram abordados. Foram apresentados os principais mecanismos físicos de funcionamento dos materiais magnéticos, e uma explicação física das perdas no núcleo foi dada com base no modelo de separação de perdas, em histerese, *eddy currents* e perdas anômalas. Os tipos de materiais magnéticos mais usuais na eletrônica de potência foram apresentados.

Para a modelagem das perdas no núcleo, foram compilados os principais modelos analíticos empíricos, posteriormente fazendo uma análise comparativa entre os mesmos, incluindo à comparação o resultado obtido em FEA para a mesma excitação dos modelos. Na análise comparativa, mostrou-se o comportamento de cada modelo de acordo com o ponto de operação, e como as características de material, através de seus coeficientes, afetam o comportamento do modelo, fazendo com que nem sempre a IGSE preveja as perdas acima da MSE ou OSE, como sugerido por outros autores.

Ao final do capítulo, uma técnica de medição das perdas no núcleo foi apresentada, e empregada em um indutor High Flux, a fim de demonstrar a influência sobre as perdas do ponto de operação em f , D , ΔB e B_{CC} . Com base nos resultados experimentais, conclui-se que para a faixa analisada a premagnetização não influencia as perdas no material High Flux. É mostrado que o modelo do fabricante, baseado na OSE, é válido para $D = 0,5$, e que a IGSE, que prevê variações de razão cíclica, possui boa exatidão para outros D .

4 REPROJETO DE UM TRANSFORMADOR PARA AUMENTO DO RENDIMENTO DE UMA UPS

Este capítulo trata da aplicação dos conhecimentos de modelagem de dispositivos magnéticos, descritos e discutidos até então, aplicados ao reprojeto do transformador de uma *Line Interactive Uninterruptible Power Source* (LI-UPS) de 1 kW. O objetivo deste capítulo é apresentar uma metodologia de análise de perdas para o reprojeto de um transformador, visando, sem impactar significativamente o seu volume e custo, o aumento do rendimento global da LI-UPS no modo bateria.

Para modelagem das perdas no inversor, a metodologia de (PRADO et al., 2019) foi empregada, não sendo detalhada neste trabalho. Não obstante, o resultado final do reprojeto leva em consideração as perdas do sistema como um todo. Em suma, são apresentadas a modelagem das perdas e as diretrizes de reprojeto do transformador, porém o reprojeto é pautado pelo rendimento global da LI-UPS.

Este capítulo está separado em seções para melhor organização. A primeira seção, 4.1, descreve brevemente os modos de operação do equipamento. As seções seguintes, 4.2, 4.3 e 4.4 englobam o procedimento e diretrizes de reprojeto do transformador. Finalmente, os resultados são discutidos na Seção 4.5. O procedimento de reprojeto é separado em diversas etapas, detalhadas a seguir.

1. Modelagem das perdas e impedâncias do transformador (Seção 4.2).
 - (a) A primeira etapa consiste em realizar ensaios de bancada para obtenção da curva de magnetização do transformador e as impedâncias de curto circuito e circuito aberto. Estas grandezas são fundamentais para a reprodução da planta em simulação, e para a elaboração de um modelo do transformador em *software* de análise de elementos finitos (FEA). Em suma, a primeira etapa envolve a caracterização do material do núcleo do transformador na ausência de informações do fabricante.
 - (b) Para modelagem das perdas do transformador, são empregadas expressões analíticas para estimativa das perdas no cobre e no núcleo, com base nas discussões dos Capítulos 2 e 3. A obtenção de expressões analíticas é feita para caracterizar, quantificar e relativizar a contribuição das perdas no transformador às suas perdas totais. Esta etapa é fundamental para identificação dos pontos de vantagem/desvantagem no protótipo original e outros protótipos analisados.
2. Validação das perdas estimadas pelos modelos e construção de uma simulação do sistema que reproduza as formas de onda medidas no equipamento sob ensaio (Seção 4.3).

- (a) Esta etapa representa a validação dos modelos de perdas para diferentes pontos de operação. A partir da leitura das formas de onda no circuito dadas em osciloscópio, os modelos analíticos devem estimar as perdas proximaemente aos valores medidos com o analisador de potência (*power analyzer Yokogawa WT1600* ou *WT1800*), a fim de validá-los.
 - (b) Nesta etapa, faz-se necessária a reprodução fiel da planta original, comprovando os resultados obtidos experimentalmente. No software PSIM a planta é reproduzida a nível de circuito, na qual são comparados aos valores experimentais os sinais de controle, comportamento da modulação, níveis de corrente, tensão e harmônicos, em diversos pontos de operação. Para isso, devem ser modeladas as resistências dos MOSFETs, quedas nos cabos e conectores e impedâncias das baterias.
 - (c) Os modelos validados experimentalmente devem levar aos mesmos resultados quando alimentados pelas formas de onda dadas em simulação. Assim, pode-se concluir que a simulação do sistema em PSIM foi feita de forma correta.
 - (d) Uma vez que a variação da frequência de comutação do inversor é analisada a fim de aumentar o rendimento do transformador, para a co-validação dos modelos em diferentes frequências, o equipamento dSpace MicrolabBox é utilizado, conforme consta na Seção 4.3.2. Além da co-validação dos modelos de perda em diversas frequências, estes também são co-validados para construções diferentes de transformador.
3. Diretrizes de reprojeto e novos protótipos (Seção 4.4).
- (a) Na posse de modelos co-validados de perdas, é feita a identificação de pontos passíveis de melhoria através da caracterização e relativização das perdas, determinando, assim, as diretrizes de reprojeto.
 - (b) Fundamentando-se nestas, novos protótipos de transformador são propostos, cujas impedâncias são dadas através de simulações em FEA, também validadas, conforme apresentado na Seção 4.4.1. O teste de novos protótipos é a motivação para a reprodução do sistema em PSIM e validação dos modelos analíticos de perdas, uma vez que o impacto de cada transformador concebido com base nas diretrizes de reprojeto pode ser analisado, estimando-se seu rendimento e influência no ponto de operação do inversor, sem a necessidade da construção física de novos dispositivos e ensaios de bancada.

4.1 MODOS DE OPERAÇÃO DA LI-UPS

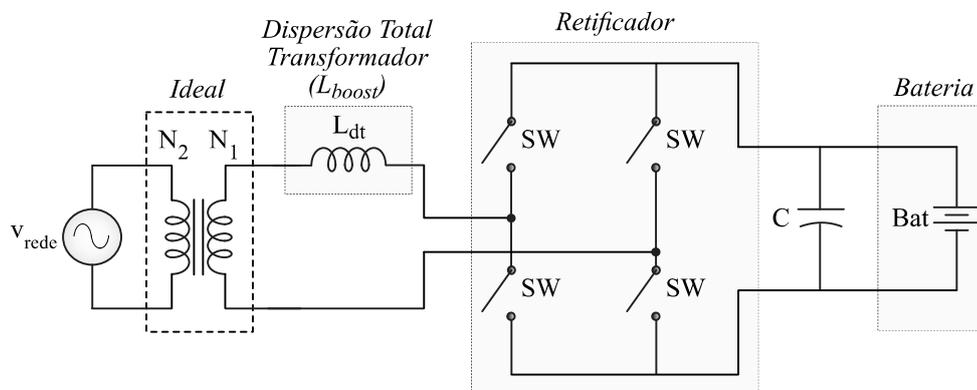
A LI-UPS é um equipamento que funciona como regulador de tensão (estabilizador) quando há presença da rede (*modo rede*), e como fonte de energia quando há uma queda ou desligamento da alimentação (*modo bateria*). Em ambos modos, o transformador é central à operação do equipamento.

4.1.1 Modo rede

Na presença de alimentação da rede, a LI-UPS opera simultaneamente como regulador de tensão de saída e carregador de baterias. A regulação de tensão é feita através dos secundários do transformador, operando como autotransformador, para manter em sua saída uma tensão constante em torno de 120 V. Este valor é mantido na carga através da comutação de relés que conectam os secundários de diferentes formas, podendo elevar ou abaixar a tensão de entrada (rede). Existem 8 combinações de relés possíveis para cada faixa de tensão da rede (220 V ou 110 V).

O carregamento das baterias é feito utilizando o primário do transformador, que está conectado a um conversor *Full-Bridge*, que opera como retificador quando há presença da rede. A tensão da rede, que está conectada ao secundário, é rebaixada para o primário e retificada pelo conversor. A presença da indutância de dispersão do transformador constitui um retificador *Full-Bridge* do tipo *Boost*, como ilustrado pela Figura 4.1. Esta indutância limita a variação di/dt da corrente de carga da bateria, aumentando sua vida útil (Tan; Abe; Akagi, 2010).

Figura 4.1 – Retificador *Full-Bridge* tipo *Boost*.

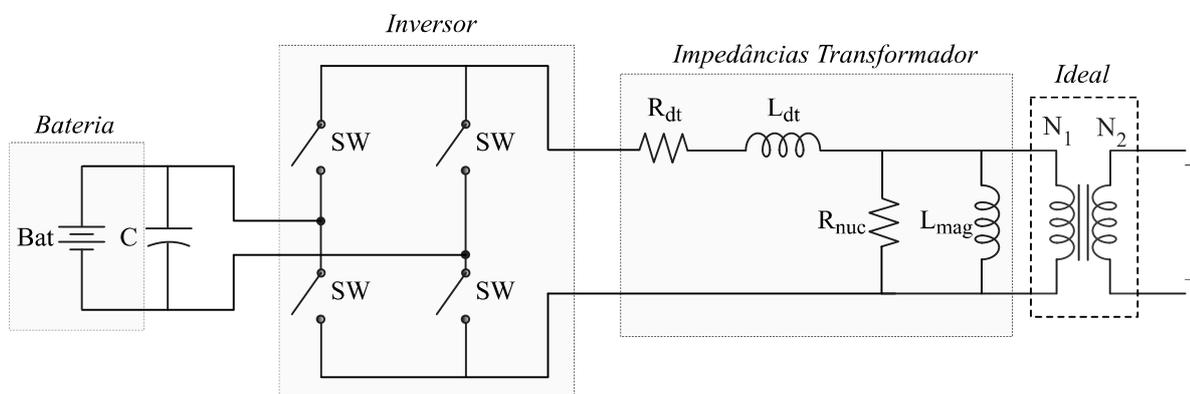


Fonte: elaborado pelo autor.

4.1.2 Modo bateria

Quando há uma queda ou sobretensão na rede que não possa ser compensada pelo regulador de tensão, o equipamento entra no modo bateria. Neste, o conversor *Full-Bridge* opera como inversor com $f_s = 30$ kHz, e o transformador, além do benefício da isolação galvânica, possui dupla função, ganho de tensão, da saída do inversor aos 120 V necessários à carga, e filtro indutivo, através da indutância de dispersão vista pelo primário. A topologia e o circuito modelo do transformador, com as impedâncias referenciadas ao primário, estão ilustrados pela Figura 4.2.

Figura 4.2 – Inversor *Full-Bridge*.



Fonte: elaborado pelo autor.

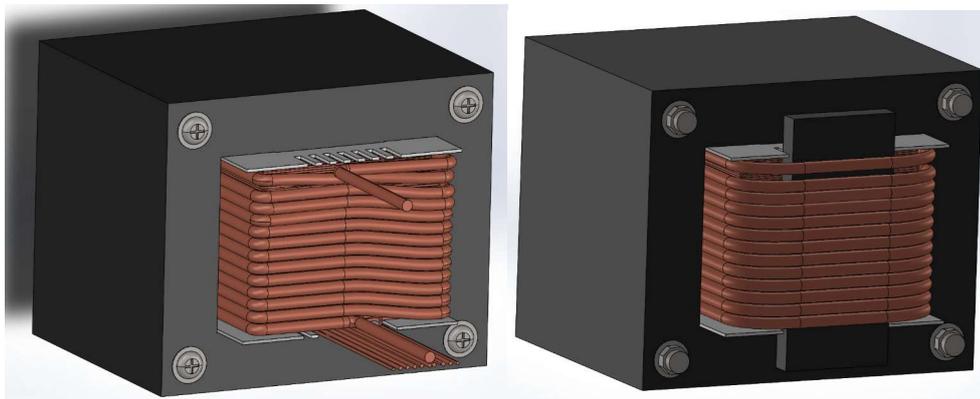
4.2 MODELAGEM DO TRANSFORMADOR

O transformador utilizado na LI-UPS possui um núcleo composto de 180 lâminas de aço-silício GNO, material 50TW470 ($d_{lam} = 0,5$ mm). Construtivamente, este transformador possui a particularidade do emprego de um *shunt* magnético, como o ilustrado pela Figura 4.3. Este *shunt* é um núcleo I, de mesmo material do transformador (14 lâminas), instalado entre o primário e os secundários. O propósito do *shunt* é reduzir o acoplamento entre o primário e o secundário, aumentando a indutância de dispersão e melhorando o filtro de saída do inversor.

Para o modo bateria, somente um secundário do transformador é utilizado. Os condutores dos enrolamento primário e secundário são 7 AWG e 16 AWG, com a relação de espiras,

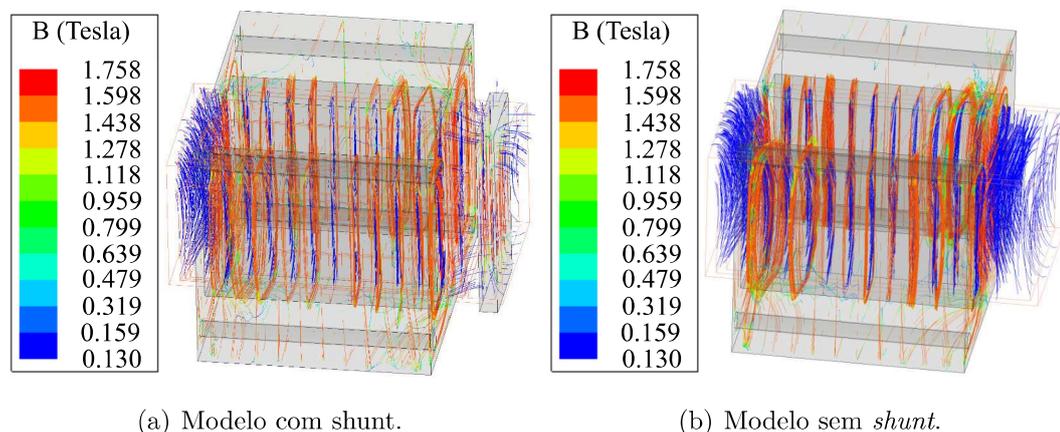
$$n_{esp} = \frac{N_2}{N_1} = \frac{124}{13}. \quad (4.1)$$

Figura 4.3 – Representação do transformador da LI-UPS.



Fonte: elaborado pelo autor.

Através de uma simulação em FEA, Figura 4.4 mostra como o *shunt*, apesar de ser um caminho magnético aberto (núcleo I), estabelece uma região de maior permeabilidade magnética que o ar. Assim, sua presença concatena linhas de fluxo mais fortemente na região, em comparação ao modelo sem shunt. Por consequência, menos linhas de fluxo que saem do enrolamento primário, enrolado por fora do shunt, atingem o núcleo e secundário do transformador, desacoplando-o, e aumentando a sua dispersão.

Figura 4.4 – Linhas de densidade de fluxo B no transformador e *shunt*.

Fonte: elaborado pelo autor. Imagem cortesia de ANSYS, Inc.

4.2.1 Impedâncias do transformador

A caracterização das impedâncias de dispersão e magnetização é fundamental para a reprodução do sistema da LI-UPS em simulação. Ensaio de curto circuito e circuito aberto são executados no transformador para obtenção das indutâncias de dispersão e magnetizante, respectivamente (CHAPMAN, 2013). Ambos ensaios são realizados em

diversos pontos de tensão e corrente no transformador. A excitação na planta sobre o transformador não é uma senoide como nos ensaios, porém a componente de maior amplitude é a fundamental de 60 Hz, portanto as indutâncias magnetizante e de dispersão são modeladas desta forma.

4.2.1.1 *Ensaio de curto circuito*

Para obtenção da indutância de dispersão no transformador, o ensaio de curto circuito é realizado excitando o lado de alta tensão (secundário/rede) com diversos níveis de tensão e corrente, por uma fonte Agilent 6813B. Em todos ensaios, a tensão fornecida é baixa, de forma que uma corrente desprezível circule no ramo de excitação. O arranjo utilizado para estes ensaios está apresentado na Figura 4.5. A resistência R_{dt} e a indutância de dispersão total L_{dt} do transformador, vista pelo inversor (primário), são obtidas através da medição das tensões e correntes de curto circuito que excitam o secundário,

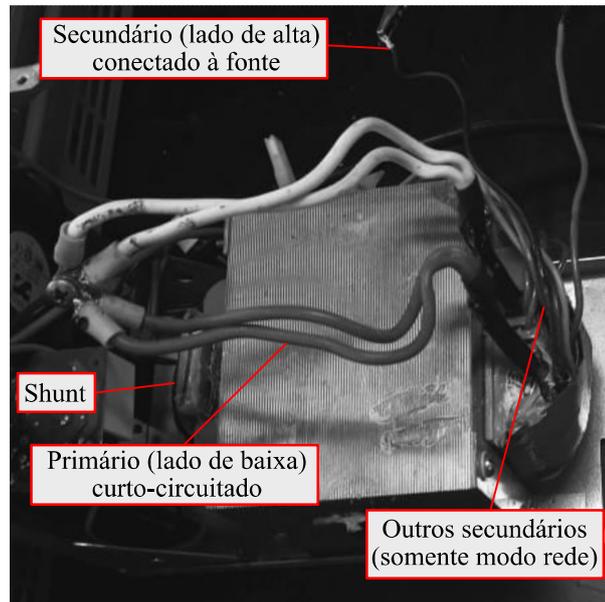
$$|Z_{dt}'| = \frac{V_c}{I_c} \quad (4.2)$$

em que Z_{dt}' é a impedância e V_c e I_c são a tensão e a corrente de curto circuito medidas no lado de alta (secundário). A partir da potência P_c entregue ao secundário, obtém-se a resistência R_{dt} , reatância X_{dt} e indutância L_{dt} , referenciadas ao primário,

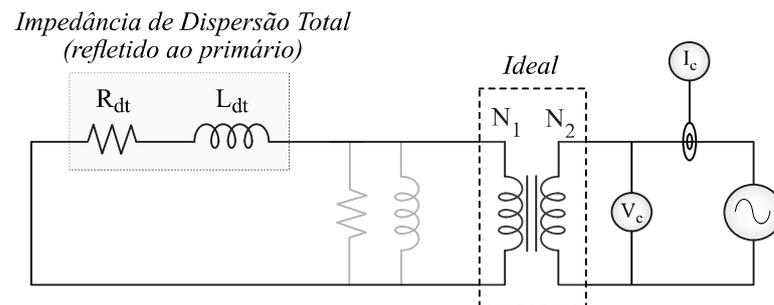
$$R_{dt} = \frac{P_c}{I_c} \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 \quad (4.3)$$

$$L_{dt} = \frac{X_{dt}}{2\pi f} = \left(\sqrt{|Z_{dt}'|^2 - R_{dt}'^2} \right) \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 \frac{1}{2\pi f}. \quad (4.4)$$

Figura 4.5 – Arranjo utilizado para obtenção da dispersão total do transformador.



(a) Fotografia do arranjo.

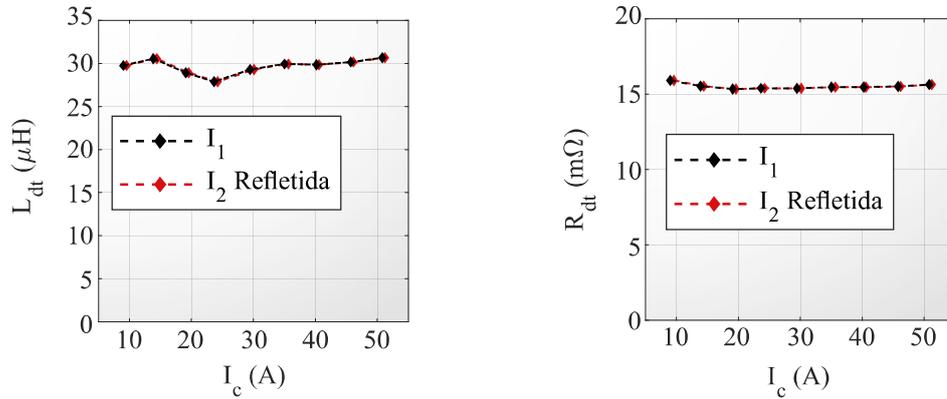


(b) Circuito equivalente do arranjo.

Fonte: elaborado pelo autor.

O resultado experimental obtido está apresentado na Figura 4.6. O valor médio das medições para a indutância total de dispersão do transformador da LI-UPS é de $29,6 \mu\text{H}$. A resistência de dispersão medida é próxima ao valor esperado, uma vez que o ensaio foi realizado a 30°C para excitação senoidal em 60 Hz , e as resistências dos enrolamentos são, vistas do lado primário, $R_1 = 9 \text{ m}\Omega$ e $R_2 = 5,5 \text{ m}\Omega$.

Figura 4.6 – Valores obtidos de dispersão total do transformador.



(a) Indutância de dispersão.

(b) Resistência dos enrolamentos (60 Hz).

Fonte: elaborado pelo autor.

4.2.1.2 Ensaio de circuito aberto

Para obtenção da indutância de magnetização, o primário é excitado, e o secundário é mantido em aberto, como visto na Figura 4.7. Uma vez que as correntes envolvidas no ensaio de circuito aberto são baixas, e a impedância magnetizante é muito maior que a de dispersão, são desprezadas as dispersões do primário, e o ramo de magnetização é equacionado através da impedância e potência de circuito aberto Z_a e P_a ,

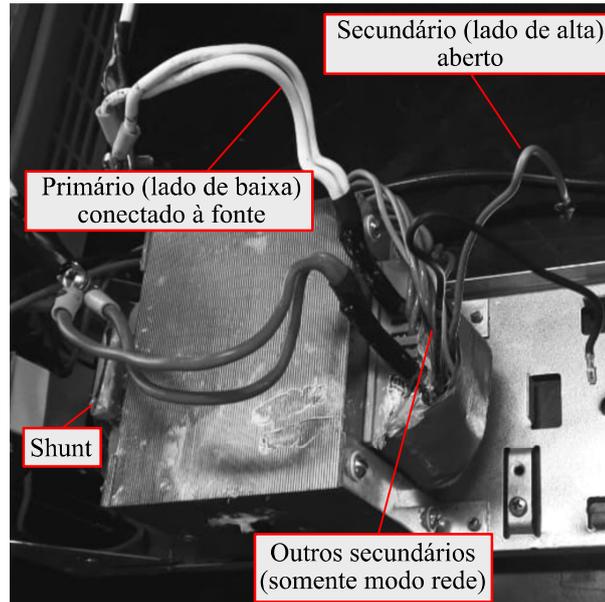
$$R_{nuc} = \frac{V_a^2}{P_a} \quad (4.5)$$

$$Z_a = \frac{V_a}{I_a} \quad (4.6)$$

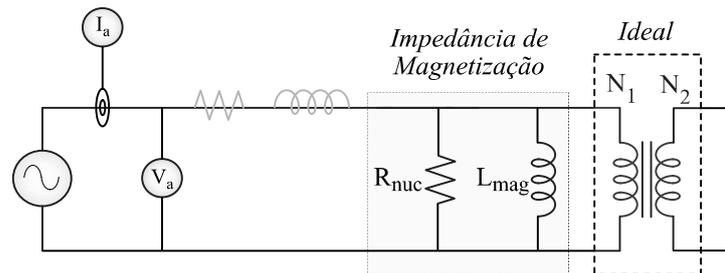
em que V_a e I_a são a tensão e a corrente de circuito aberto medida no lado de baixa (primário), e R_{nuc} a resistência das perdas no núcleo (60 Hz). Estes se relacionam à indutância de magnetização L_{mag} por,

$$L_{mag} = \frac{X_{mag}}{2\pi f} = \frac{1}{2\pi f \sqrt{\frac{1}{Z_a^2} - \frac{1}{R_{nuc}^2}}}. \quad (4.7)$$

Figura 4.7 – Arranjo utilizado para obtenção da impedância de magnetização.



(a) Fotografia do arranjo.

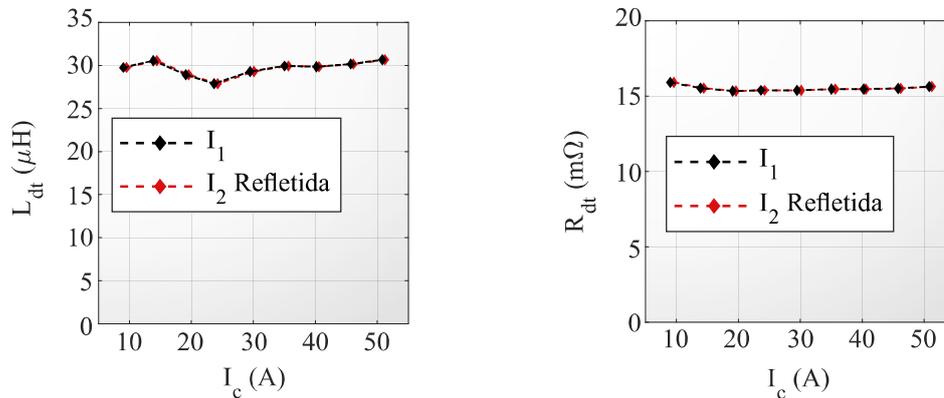


(b) Circuito equivalente do arranjo.

Fonte: elaborado pelo autor.

Os valores obtidos nos ensaios estão apresentados na Figura 4.8. A característica de saturação da L_{mag} é vista, ao passo que aumentam as perdas no núcleo, com a diminuição de R_{nuc} .

Figura 4.8 – Valores obtidos de impedância de magnetização do transformador.



(a) Indutância de magnetização.

(b) Resistência das perdas no núcleo (60 Hz).

Fonte: elaborado pelo autor.

4.2.2 Modelagem das perdas do transformador

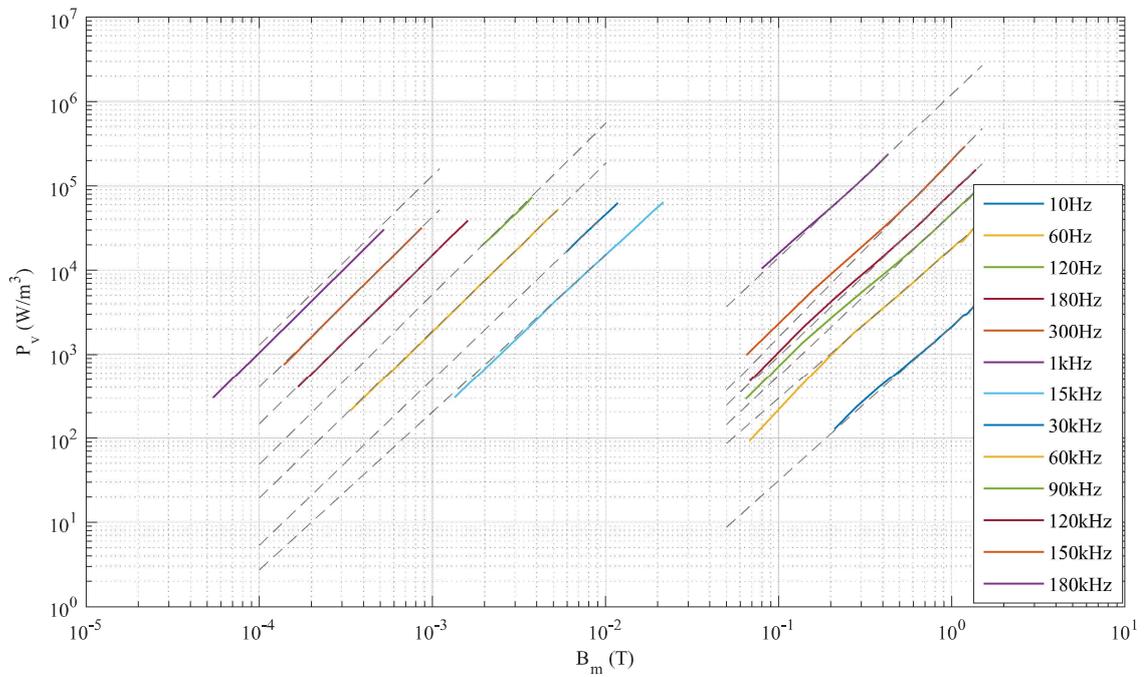
As perdas no cobre do transformador são modeladas pela equação de Dowell (2.31), seguindo os procedimentos da Seção 2.2. Já as perdas no núcleo são modeladas com base na equação de Steinmetz (3.7), para a qual os coeficientes são levantados experimentalmente em uma extensa faixa de frequência. Assim sendo, além do resultado obtido em 60 Hz, outros ensaios de circuito aberto são realizados, excitando o lado de baixa tensão (primário) com vários níveis de tensão a várias frequências. Além da fonte Agilent 6813B, que é limitada a 1 kHz, é utilizada uma fonte de quatro quadrantes Toellner TOE7621, conectada a um gerador de funções, para excitar o núcleo em frequências de até 180 kHz.

As perdas no núcleo são medidas no analisador de potência e, ao mesmo tempo, calculadas com base nas formas de onda em osciloscópio usando a expressão (3.40), na qual os termos da integral i_L e v_L são os mesmos medidos em circuito aberto, I_a e V_a . A expressão (3.40) é apresentada para o cálculo isolado das perdas no núcleo através de um secundário de medição. No entanto, a tensão refletida não é utilizada pois o ganho efetivo do transformador difere do ganho de espiras n_{esp} ideal (Equação (4.1)), em função do alto fluxo disperso. Desta maneira, a medição de V_a é feita no primário, e as perdas no cobre associadas à esta medição, embora pequenas, são estimadas através da equação de Dowell (2.25), e descontadas das perdas medidas em cada ensaio.

O gráfico das perdas e as respectivas regressões de curva estão apresentados na Figura 4.9. Os coeficientes de Steinmetz obtidos com base na regressão destas curvas estão apresentados na Tabela 4.1. Os coeficientes para frequências acima de 180 kHz são estimados de forma a apreciar a diferença restante entre o valor de perdas calculado pelo modelo e o medido com o transformador sem carga ligado ao inversor. Na situação

em que os coeficientes de Steinmetz para frequências acima de 180 kHz terão a maior significância, isto é, na maior frequência de comutação analisada para o inversor, 90 kHz, esta diferença é inferior a 1,3%.

Figura 4.9 – Perdas no núcleo em função de B_m para várias frequências (linhas contínuas), e regressão das curvas (linhas tracejadas).



Fonte: elaborado pelo autor.

Tabela 4.1 – Coeficientes de Steinmetz obtidos para o material do núcleo, 50TW470.

Frequência	k	α	β
10 Hz	10.19	2.328	1.840
60 Hz	3.591	2.083	1.786
120 Hz	2.511	2.054	1.930
180 Hz	2.060	2.042	1.942
300 Hz	1.914	2.029	2.104
1 KHz	1.194	2.003	1.936
15 KHz	0.6931	1.936	1.872
30 KHz	0.564	1.996	1.970
60 KHz	0.04739	2.002	1.988
90 KHz	0.1851	2.002	2.025
120 KHz	0.09905	2.013	2.013
150 KHz	0.388	2.033	2.027
180 KHz	0.500	2.057	2.009
Acima	0.625	2.002	2.01

Fonte: elaborado pelo autor.

4.2.2.1 *Emprego dos modelos analíticos*

Em síntese, os modelos de perdas no cobre e no núcleo do transformador/filtro são empregados a partir de uma expansão de Fourier, fazendo a soma das perdas através de toda a faixa de frequência. Transcrevendo as expressões, têm-se as perdas no núcleo dadas como,

$$P_{nuc} = \sum_{n=0}^{\infty} k_n f_n^{\alpha_n} B_{mn}^{\beta_n} \quad (4.8)$$

em que os coeficientes k_n , α_n e β_n são dados de acordo com a faixa em que f_n está contida, segundo a Tabela 4.1, e B_{mn} é obtido pela lei de Faraday em cada frequência f_n .

De forma semelhante, as perdas no cobre são dadas por,

$$P_{cu} = R_{CC} I_{CC}^2 + \sum_{n=0}^{\infty} R_n I_n^2 \quad (4.9)$$

na qual a R_n é estimada pela expressão (2.31). O cálculo da R_{CC} (2.7), à qual R_n é proporcional, é feito com a resistividade ajustada para a temperatura em que a medição é executada ($T_{cu}(^{\circ}C)$), através da equação,

$$\rho = 1,72 \cdot 10^{-8} (1 + 0,0039 (T_{cu} (^{\circ}C) - 20)). \quad (4.10)$$

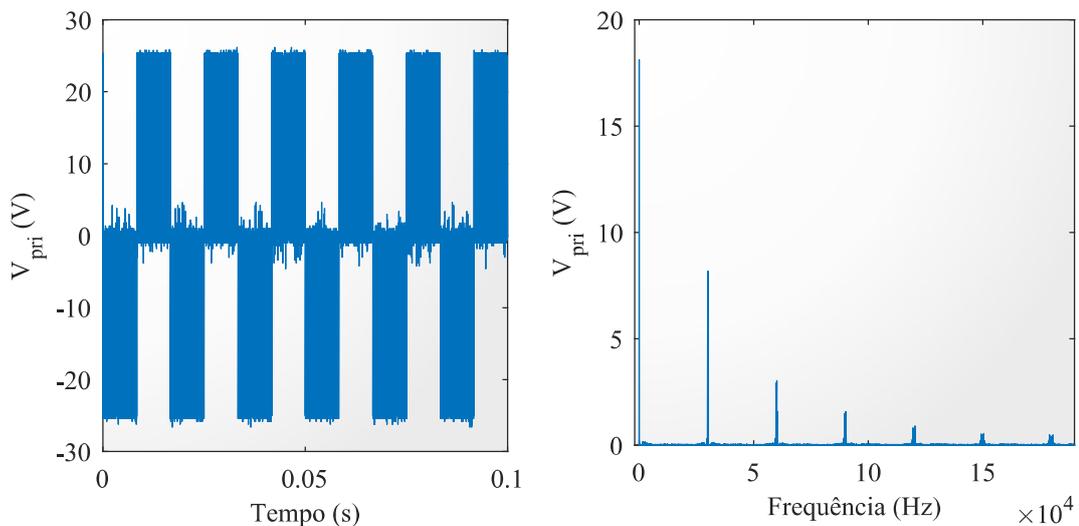
O somatório destas expressões totaliza as perdas no transformador P_{TR} ,

$$P_{TR} = P_{nuc} + P_{cu}. \quad (4.11)$$

A aplicação destas expressões é feita de duas maneiras. A primeira é sobre as formas de onda medidas no produto através de osciloscópio, onde os pontos são exportados para um computador com um programa em Matlab que realiza as FFTs e os cálculos dos modelos analíticos de perdas. A segunda é sobre as formas de onda dadas em simulação (PSIM), exportando-se os pontos das formas de onda para o programa em Matlab para realização das FFTs e aplicação dos modelos analíticos.

Os gráficos das Figuras 4.10 e 4.11 exemplificam as formas de onda e suas expansões de Fourier, a serem processadas nos modelos analíticos. Estas são formas de onda originais do equipamento, com carga resistiva de aproximadamente 100 W. Com a Figura 4.10 visualiza-se a importância da caracterização das perdas do material do núcleo do transformador para uma larga faixa de frequência.

Figura 4.10 – Forma de onda de tensão no primário do transformador original (100 W).

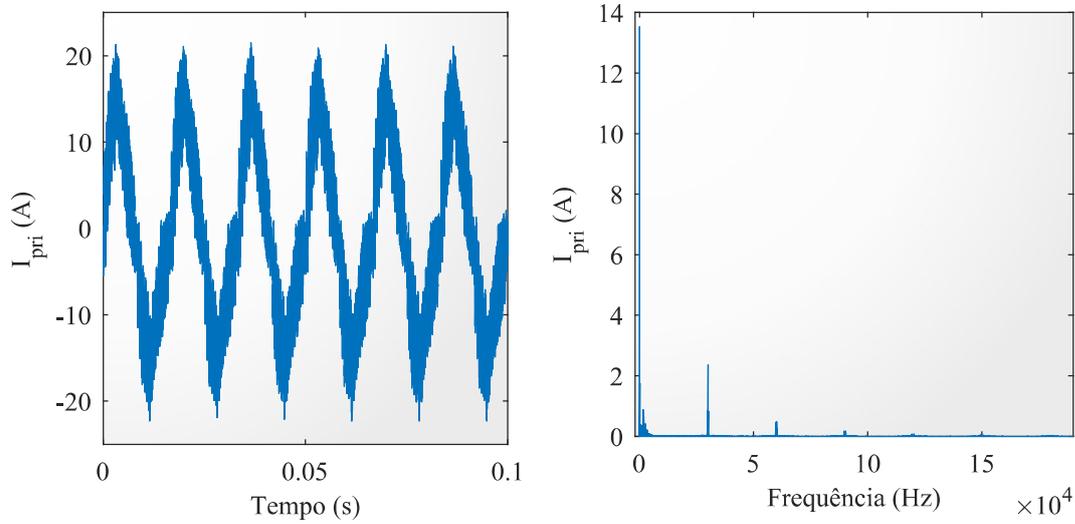


(a) Tensão no domínio do tempo.

(b) Tensão no domínio da frequência.

Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 4.11 – Forma de onda de tensão no primário do transformador original (100 W).



(a) Corrente no domínio do tempo.

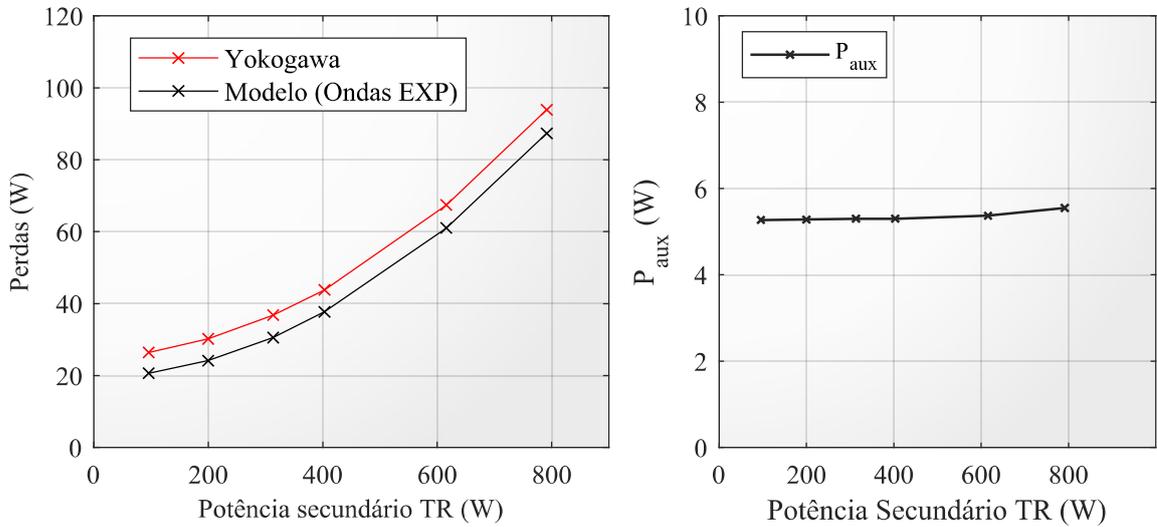
(b) Corrente no domínio da frequência.

Fonte: elaborado pelo autor.

4.3 VALIDAÇÃO DOS MODELOS

A validação é feita através da comparação dos resultados dados pelos modelos analíticos com as medições dadas no analisador de potência Yokogawa WT1600. Para demonstrar a validação dos modelos do transformador, a Figura 4.12 apresenta um comparativo entre a medição do equipamento com as perdas dadas pelo modelo a partir das formas de onda. Neste caso, tanto o osciloscópio quanto o analisador de potência estão conectados ao primário e secundário do transformador, antes do capacitor de filtro da tensão da carga. A discrepância entre as perdas medidas pelo equipamento e as estimadas pelo modelo analítico se devem à alimentação dos circuitos auxiliares, conforme visto na Figura 4.12, em que a potência fornecida à placa, P_{aux} é medida através da conexão do analisador de potência ao secundário correspondente.

Figura 4.12 – Correspondência do modelo ao medido no analisador de potência Yokogawa WT1600.



(a) Perdas modelo (preto) comparadas às perdas no analisador de potência (vermelho). (b) Potência de alimentação dos circuitos auxiliares.

Fonte: elaborado pelo autor.

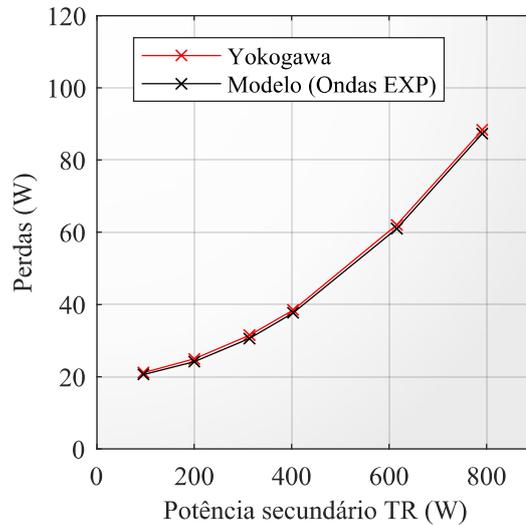
Desta forma, as perdas no transformador de fato são obtidas pela subtração das potências dadas no analisador de potência,

$$P_{TR} = P_{pri} - P_{sec} - P_{aux}. \quad (4.12)$$

Dado que a potência auxiliar de alimentação da placa não é modelada pelas equações analíticas e é praticamente constante, esta pode ser simplesmente somada às perdas totais dadas pelo modelo. Isto é feito para todos os resultados apresentados na Seção 4.5.

Do ponto de vista de validação, a potência auxiliar deve ser subtraída, conforme a Equação (4.12). Feito isso, o modelo mostra-se representativo, conforme mostra a Figura 4.13. Quando da utilização do equipamento *dSpace* para co-validação (Seção 4.3.2), a P_{aux} não precisa ser considerada.

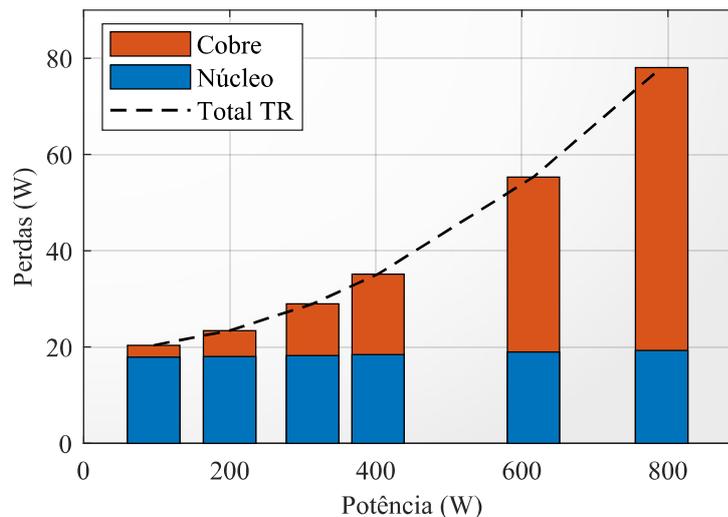
Figura 4.13 – Comparativo das perdas do modelo com a medição do analisador de potência, subtraindo P_{aux} .



Fonte: elaborado pelo autor.

A utilidade fundamental da modelagem analítica das perdas é a possibilidade de relativizá-las, permitindo a sua análise de forma discriminada. A Figura 4.14 apresenta as perdas no transformador original divididas entre cobre e núcleo. Esta identificação auxilia na tomada de decisões de reprojetado, em que pode-se escolher uma abordagem específica visando a diminuição nas perdas no núcleo ou no cobre, a fim de aumentar o rendimento em baixa ou alta potência, respectivamente.

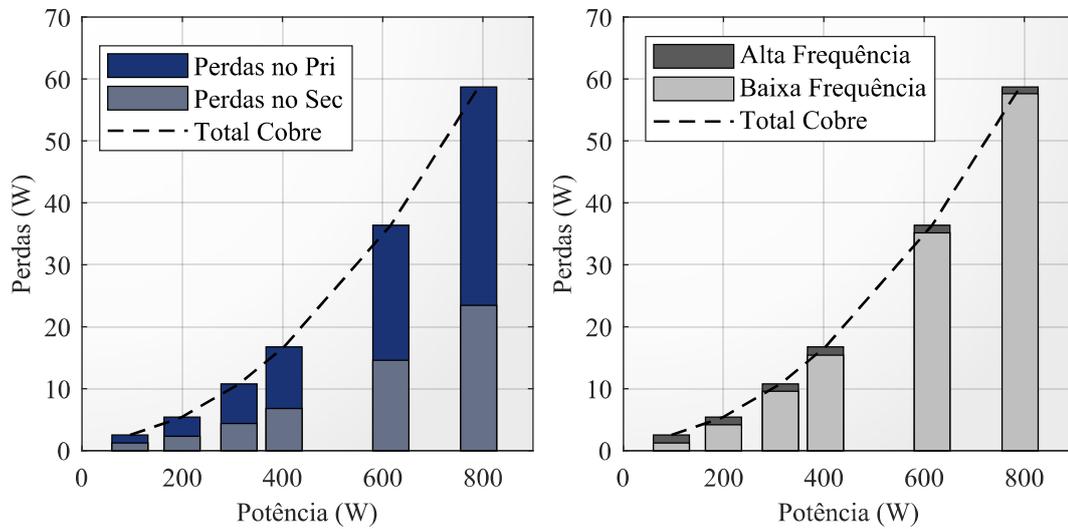
Figura 4.14 – Perdas do transformador discriminadas.



Fonte: elaborado pelo autor.

Ainda, a modelagem pela equação de Dowell (2.31), feita para os enrolamentos primário e secundário, permite identificar a contribuição de cada enrolamento às perdas no cobre, bem como a separação das perdas em parcelas de alta ou baixa frequência, como mostra a Figura 4.15. O critério adotado de distinção entre perdas em baixa e alta frequência é a profundidade de penetração da corrente na n -ésima harmônica com relação ao raio do condutor (r_o). Se $\delta_n \geq r_o$, as perdas no harmônico n são dadas como de baixa frequência. Se $\delta_n < r_o$, as perdas no harmônico n são dadas como de alta frequência, uma vez que, neste último caso, os efeitos pelicular e proximidade passam a afetar a R_{CA} .

Figura 4.15 – Distribuição das perdas no cobre.

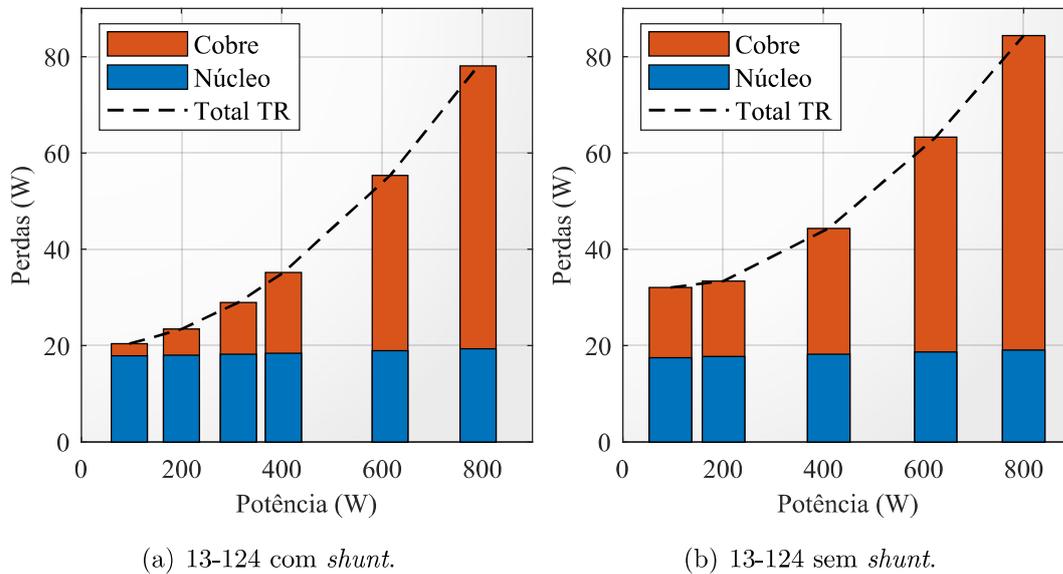


(a) Distribuição das perdas no Cobre (Pri e Sec). (b) Distribuição das perdas no Cobre (AF e BF).

Fonte: elaborado pelo autor.

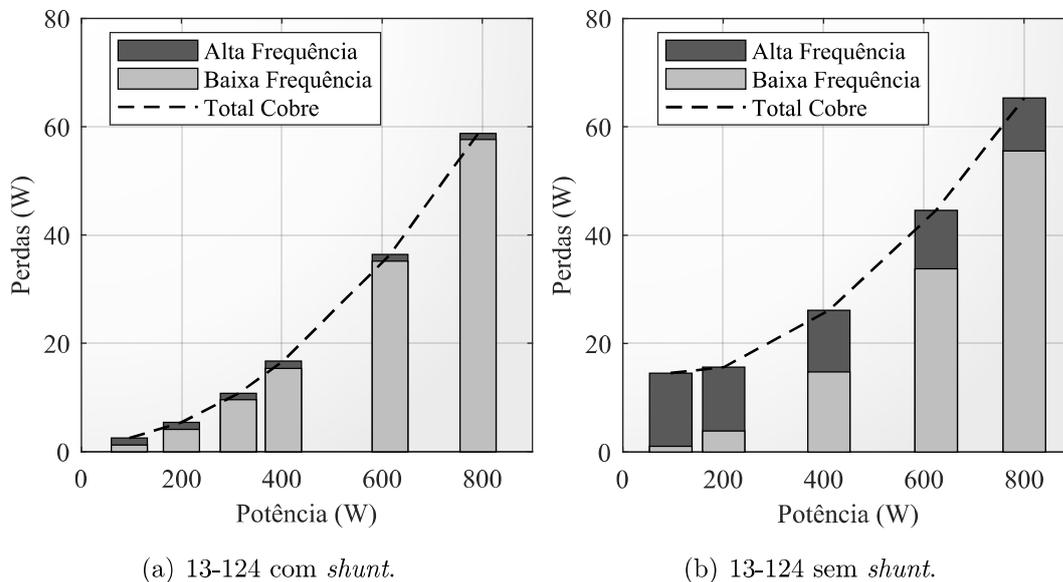
Um exemplo do auxílio trazido pela relativização das perdas está apresentado nas Figuras 4.16 e 4.17, em que estão comparadas as perdas no transformador original 13–124 com *shunt* às perdas no protótipo-teste de mesma montagem e relação de espiras, porém sem *shunt*. Neste caso, a remoção do *shunt* magnético, embora traga uma redução das perdas no núcleo em função da maior indutância de magnetização, aumenta desproporcionalmente as perdas no cobre, devido aos efeitos de alta frequência sobre as mesmas, que ocorre em função da diminuição da indutância de dispersão do transformador em aproximadamente 3 vezes.

Figura 4.16 – Comparativo das perdas discriminadas.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 4.17 – Comparativo da distribuição das perdas no cobre (AF e BF).



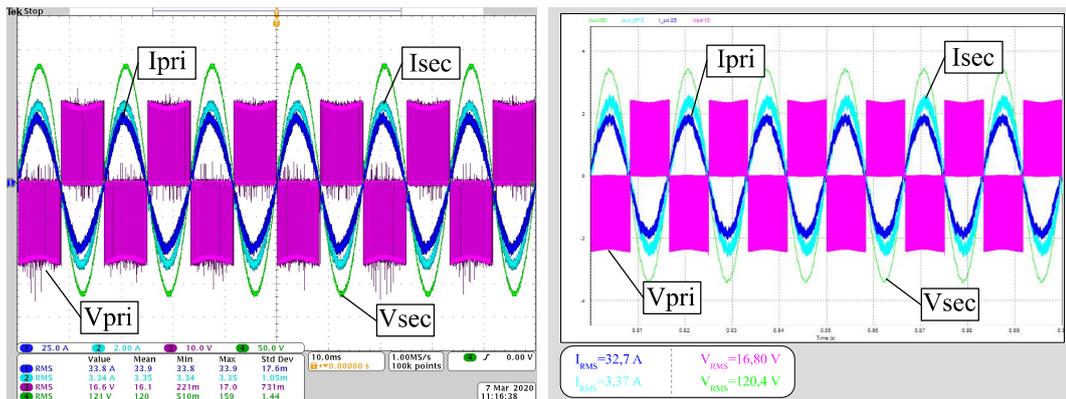
Fonte: elaborado pelo autor.

4.3.1 Reprodução do sistema (PSIM)

No software PSIM a planta é reproduzida a nível de circuito, incluindo a topologia do inversor, o controle e a modulação do sistema, e as impedâncias do transformador. Nesta reprodução, também são incluídas as resistências parasitas que modelam os afun-

damentos de tensão nas baterias e as quedas de tensão nos cabos e conectores, obtidas através de ensaios em bancada, conectando o analisador de potência em diferentes pontos da LI-UPS. A Figura 4.18 apresenta um comparativo das formas de onda da tensão e corrente no primário e secundário do transformador, no equipamento e em simulação, com carga resistiva de 400 W, de modo a demonstrar a proximidade da simulação com o equipamento real.

Figura 4.18 – Comparativo das formas de onda de tensão e corrente no primário e secundário do transformador, obtidas no equipamento e em simulação.



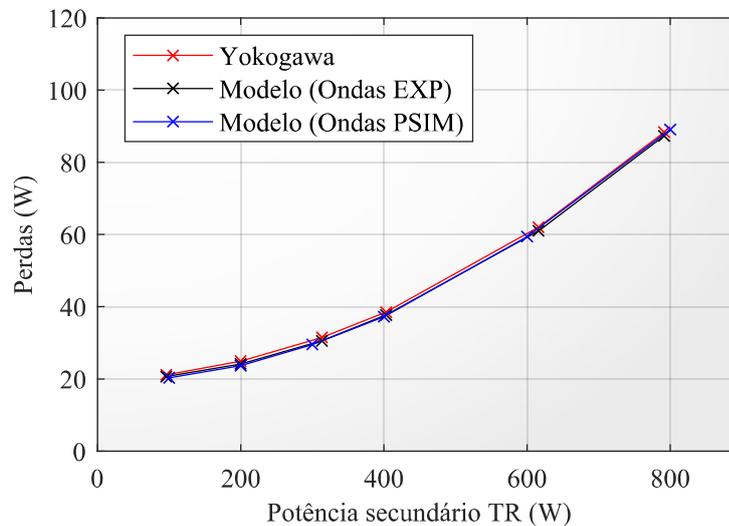
(a) Leitura osciloscópio.

(b) Leitura simulação (PSIM).

Fonte: elaborado pelo autor.

Verificada a proximidade da reprodução da planta em PSIM, as formas de onda podem ser utilizadas para o cálculo de perdas. A Figura 4.19 apresenta um comparativo entre as perdas no transformador medidas no analisador de potência Yokogawa WT1600, as perdas estimadas pelo modelo com base nas formas de onda reais, exportadas do osciloscópio (Ondas EXP), e as perdas estimadas pelo modelo com base nas formas de onda da simulação em PSIM (ondas PSIM). Esta figura mostra a concordância da simulação com a planta através do modelo de perdas do transformador. A boa concordância da simulação com a planta real, através dos modelos, reforça a premissa que a reprodução em PSIM está correta.

Figura 4.19 – Comparativo das perdas no Yokogawa com o modelo analítico, alimentado pelas formas de onda experimentais (Ondas EXP) e de simulação (Ondas PSIM).



Fonte: elaborado pelo autor.

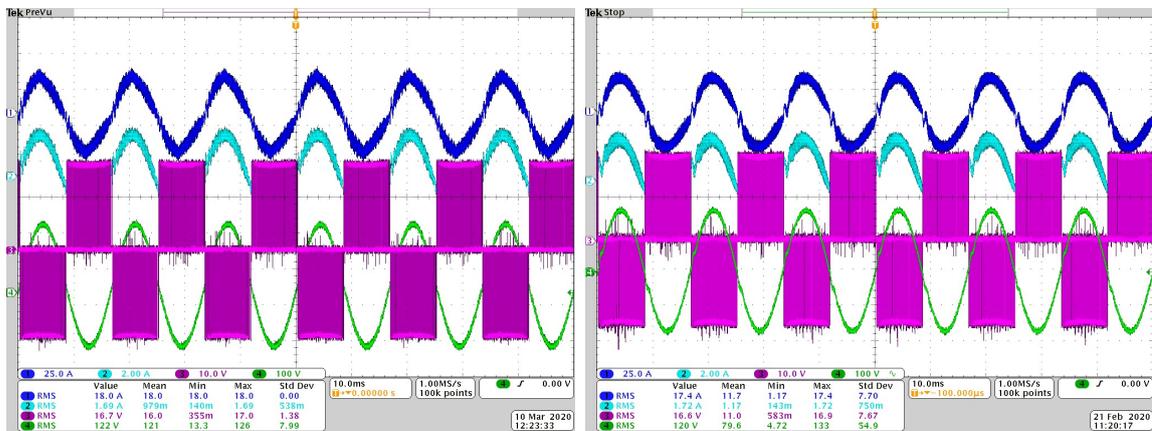
Portanto, a simulação em PSIM pode ser empregada no teste de diferentes construções de transformador. Como visto nos resultados das Figuras 4.16 e 4.17, a remoção do Shunt, embora diminua as perdas no núcleo do transformador em função do maior acoplamento entre o primário e secundário, aumenta desproporcionalmente as perdas no cobre. Com isso, o aumento da frequência é estudado através da simulação em PSIM. A fim de co-validar experimentalmente os resultados obtidos em simulação em frequências diferentes de 30 kHz, o equipamento dSpace é utilizado.

4.3.2 Co-validação extensiva dos modelos

A co-validação da simulação (PSIM) e modelos de perdas nas diferentes faixas de frequência é feita através da geração de novos comandos para os transistores do inversor *Full-Bridge*, através do equipamento dSpace MicroLabBox. A modulação empregada é a mesma da simulação em PSIM.

A Figura 4.20 apresenta um comparativo das formas de onda originais geradas pelo produto com as formas de onda da reprodução via dSpace. No equipamento LI-UPS são utilizados somente os circuitos *gate driver*, e o resto da placa tem comunicação e alimentação interrompida. A alimentação dos circuitos *gate driver* é então feita por uma fonte externa.

Figura 4.20 – Modulação: formas de onda originais do produto comparadas à reprodução com o equipamento dSpace.



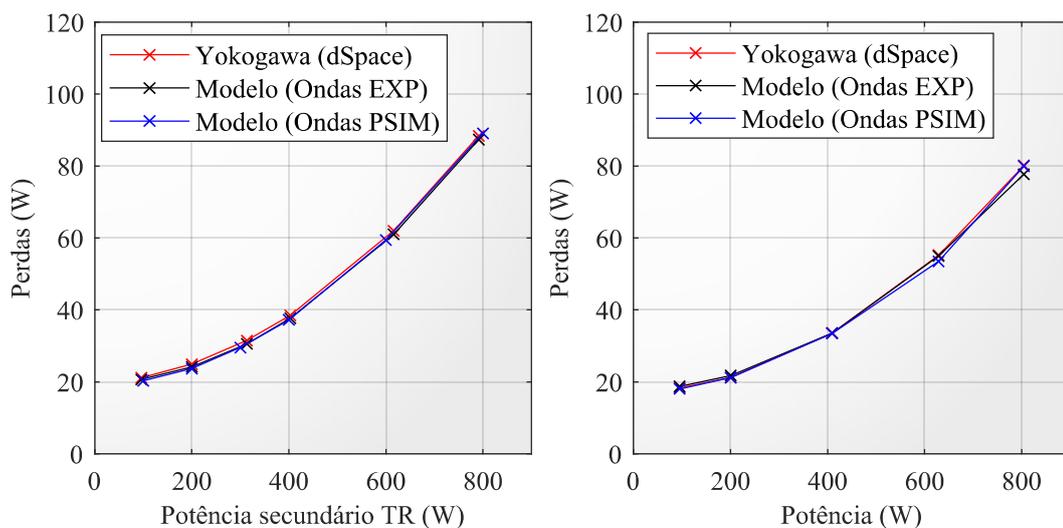
(a) Formas de onda geradas pelo produto.

(b) Formas de onda da reprodução com dSpace.

Fonte: elaborado pelo autor.

Com este esquema, os modelos de perdas podem ser co-validados extensivamente, conforme exemplificado nas Figuras 4.21, 4.22 e 4.23. Nestas estão apresentados, inclusive, os resultados de co-validação dos modelos analíticos para os dois protótipos-teste. Para adicionarem-se pontos às validações, tanto dos modelos em FEA quanto dos modelos analíticos de perdas, foram construídos mais dois transformadores, chamados de protótipos-teste, de montagem idêntica ao transformador original, porém com relação de espiras 13 – 124 e 16 – 124, ambos sem *shunt*.

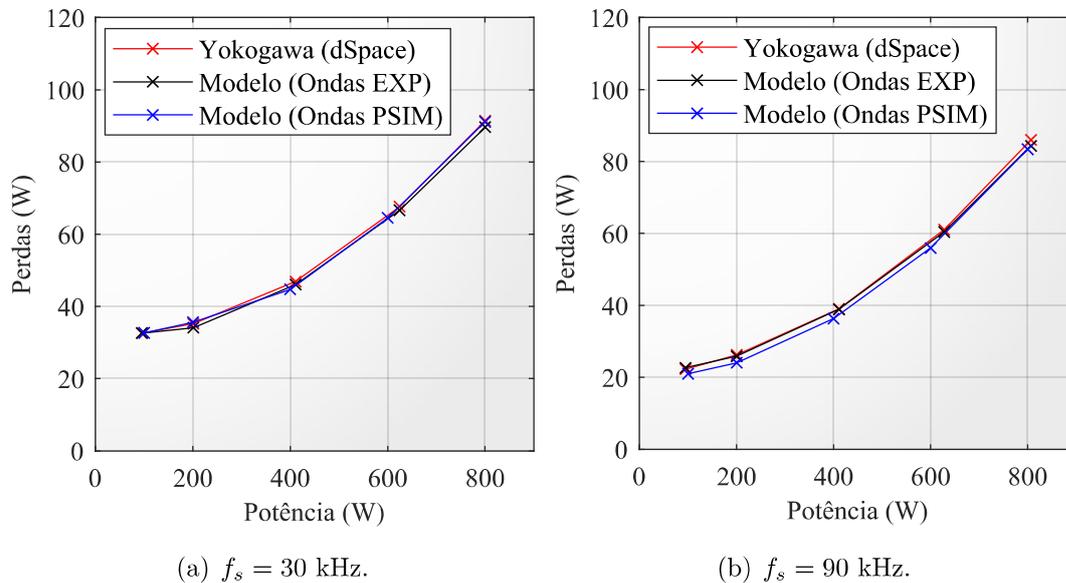
Figura 4.21 – Co-validação dos modelos, transformador original 13-124 (com *shunt*).



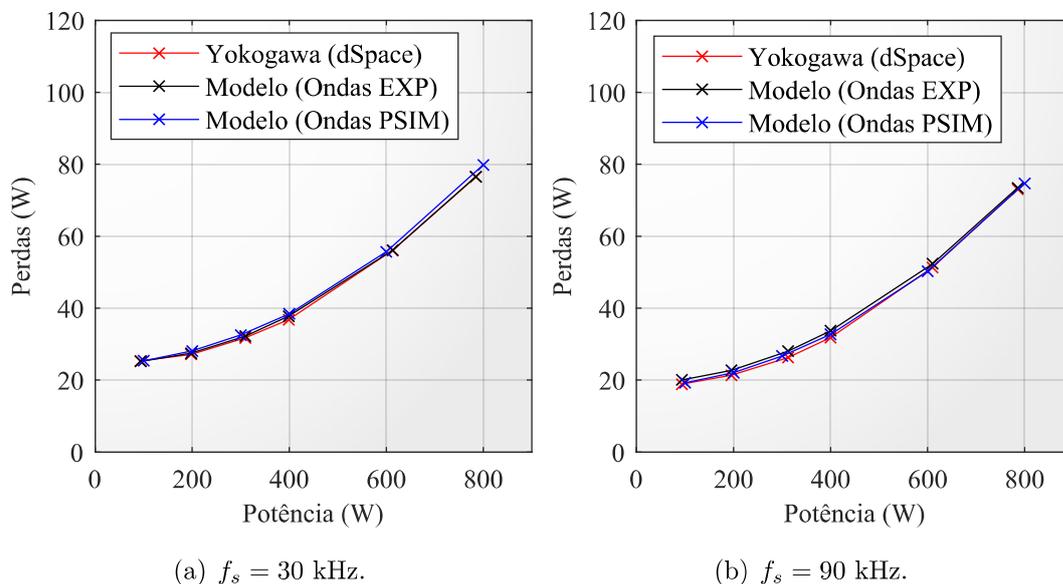
(a) $f_s = 30$ kHz.

(b) $f_s = 90$ kHz.

Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 4.22 – Co-validação dos modelos, protótipo-teste 13-124 (sem *shunt*).

Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 4.23 – Co-validação dos modelos, protótipo-teste 16-124 (sem *shunt*).

Fonte: elaborado pelo autor.

4.4 DIRETRIZES DE REPROJETO

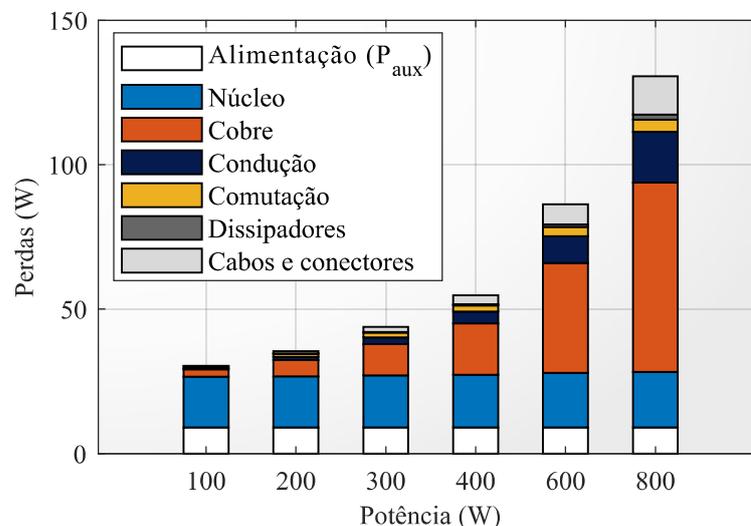
As diretrizes de reprojeto são adotadas com base nos resultados experimentais e modelos de perdas. Uma vez que se busca não alterar significativamente o volume e o

custo do transformador, com base na análise das Figuras 4.16 e 4.17 pode-se inferir que o reprojeto deve considerar:

1. A redução das perdas no cobre, que representam a maior parcela das perdas do transformador nas potências a partir de 400 W. No transformador original da LI-UPS estas perdas se dão majoritariamente nas baixas frequências, como mostra a Figura 4.17(a). Sendo assim, é analisada a redução do ganho de tensão N_2/N_1 através do aumento de N_1 para diminuir-se as correntes no primário. A diminuição de N_2 não é considerada a fim de não afetar o modo rede.
2. A necessidade de um filtro na saída do inversor para evitar o aumento das perdas no cobre por efeitos de alta frequência. No caso da remoção do *shunt*, o aumento da f_s é analisado para compensar a diminuição da dispersão.
3. A redução das perdas no núcleo, que embora representem as maiores perdas nas baixas potências (até 400 W), são um fator de baixo impacto ante às perdas no cobre, e de mitigação mais difícil sem o aumento do custo ou do volume do transformador. Não obstante, a remoção do *shunt* traz uma melhora nestas perdas, conforme visto na Figura 4.16. O aumento de N_1 também contribui com a diminuição destas perdas, aumentando a indutância de magnetização e diminuindo a densidade de fluxo no núcleo.

Ainda, a redução das correntes no primário do transformador também diminui as perdas de condução nos transistores e nos cabos e conectores da LI-UPS, que, apesar de não serem analisadas neste trabalho, contribuem para a métrica adotada de rendimento global. As perdas globais na LI-UPS estão distribuídas conforme a Figura 4.24.

Figura 4.24 – Perdas globais na LI-UPS.



A distinção entre perdas nos cabos e conectores, dissipadores (usados para condução) e inversor é feita com base nos modelos das resistências da simulação em PSIM, que, por sua vez, são obtidas pela leitura do analisador de potência em diferentes pontos da LI-UPS. Já a distinção das perdas no inversor entre condução e comutação é feita utilizando as formas de onda de simulação e seguindo os equacionamentos encontrados em (PRADO et al., 2019). No intuito de manter o menor impacto possível sobre o volume e custo do equipamento, o uso de um indutor como filtro na saída do inversor não é considerado.

4.4.1 Protótipos de transformador

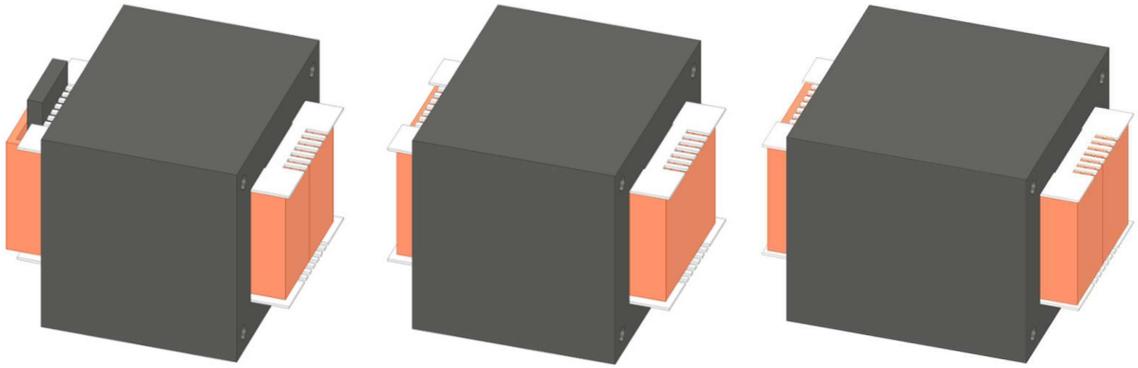
Modelos em FEA são empregados para obtenção das indutâncias de magnetização e dispersão de novos protótipos de transformador. Para a criação destes, é necessário um desenho em CAD, neste caso tridimensional, dos transformadores, além da curva de magnetização obtida em ensaio.

A validação das indutâncias dadas nos modelos em FEA é feita a partir dos resultados obtidos em ensaio de curto circuito e circuito aberto (Seção 4.2), tanto do transformador original quanto dos protótipos-teste. Com a validação do modelo em FEA, as indutâncias de novas propostas para o projeto do transformador podem ser estimadas. Na Figura 4.25 encontram-se exemplos de geometrias simuladas em FEA.

Assim como descrito no início da Seção 2.2, o cálculo em FEA das perdas no cobre por efeitos de alta frequência é muito pesado computacionalmente, e, no caso dos transformadores analisados, se deve à dois fatores. O primeiro é o tempo de simulação, que se dá em função da frequência fundamental de 60 Hz, porém para reprodução das altas frequências o passo de simulação deve ser muitas vezes menor que o período de f_s . Sendo assim, mesmo com geometrias simplificadas como as da Figura 4.25, o tempo necessário para realizar a simulação a tornaria inviável.

Somado a isso, a simulação da geometria completa, isto é, com os condutores desenhados conforme o protótipo real (Figura 4.3), também não é possível em função do tamanho da malha necessária para a representação correta desta geometria. Portanto, os enrolamentos são representados por entidades, e as indutâncias de dispersão e magnetização são obtidas em 60 Hz pelos modelos em FEA, assim como nos ensaios de curto circuito e circuito aberto.

Figura 4.25 – Modelos 3D para simulação em FEA.



(a) Geometria com *shunt* 180 lâminas. (b) Geometria sem *shunt* 180 lâminas. (c) Geometria sem *shunt* 220 lâminas.

Fonte: elaborado pelo autor.

A simulação em FEA calcula a matriz de indutância do dispositivo magnético, a partir da curva BH fornecida e da geometria do núcleo e enrolamentos. A partir da matriz de indutância, as autoindutâncias e as indutâncias mútuas de cada transformador são usadas para o cálculo das indutâncias de dispersão (L_{dt}) e magnetizante (L_{mag}), conforme (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001),

$$L_{mag} = \frac{N_1}{N_2} L_{11} \quad (4.13)$$

$$L_{d1} = L_{11} - \frac{N_1}{N_2} L_{12} \quad (4.14)$$

$$L_{d2} = L_{22} - \frac{N_2}{N_1} L_{12} \quad (4.15)$$

$$L_{dt} = L_{d1} + L_{d2} \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 \quad (4.16)$$

em que L_{12} é a indutância mútua entre o primário e o secundário, L_{11} e L_{22} são as autoindutâncias do primário e secundário, e L_{d1} e L_{d2} são as indutâncias de dispersão do primário e do secundário.

A partir da co-validação das indutâncias obtidas em bancada com os resultados dos modelos em FEA, novos protótipos podem ser simulados sem necessidade de montagem. O impacto das propostas de reprojeto do transformador é então avaliado através da simulação em PSIM em conjunto com os modelos analíticos co-validados.

4.5 REPROJETO DO TRANSFORMADOR E RESULTADOS

Nesta seção estão apresentados os resultados obtidos para diferentes montagens do transformador, considerando as frequências de comutação $f_s = 30$ kHz, 60 kHz e 90

kHz. Em alguns casos outras f_s (15 kHz, 20 kHz) são testadas a fim de encontrar a faixa de menores perdas. Para cada montagem analisada, a frequência de comutação é avaliada buscando-se reduzir as perdas no transformador, observando também as perdas no inversor, a fim de não penalizar o rendimento global.

A metodologia de reprojeto adotada não se trata portanto de uma otimização, mas sim um processo de experimentação digital, em que é aberto um leque de soluções possíveis, analisando as vantagens e desvantagens de cada. Em todos protótipos analisados, há um padrão de comportamento para cada parcela de perdas com o aumento da f_s :

- Alimentação placa (P_{aux}): sem influência.
- Núcleo do transformador (*Núcleo*): pouca influência.
- Cobre do transformador (*Cobre*): redução das perdas em alta frequência, devido à diminuição da exigência de filtro.
- Comutação dos MOSFETs do inversor (*Comutação*): aumento das perdas de comutação.
- Condução nos MOSFETs do inversor (*Condução*): o aumento das perdas de comutação eleva a T_j dos MOSFETs, o que aumenta a R_{DSon} , aumentando levemente as perdas de condução.
- Dissipadores usados na condução de corrente (*Dissipadores*): sem influência.
- Cabos e conectores da bateria ao inversor (*Cabos*): sem influência.

Sendo assim, a análise da melhor faixa de rendimento global torna-se uma questão de quantificar o benefício da diminuição das perdas no cobre do transformador à vista do aumento das perdas de comutação. Isto posto, as demais vantagens e desvantagens decorrentes das particularidades de cada protótipo serão discutidas. Todos os resultados são obtidos com a simulação em PSIM e modelos analíticos co-validados. As perdas globais estão apresentadas de forma discriminada, somando-se o consumo da alimentação da placa (P_{aux}), como discutido na Seção 4.3.

4.5.1 Transformador 13 – 124 com *shunt* (original)

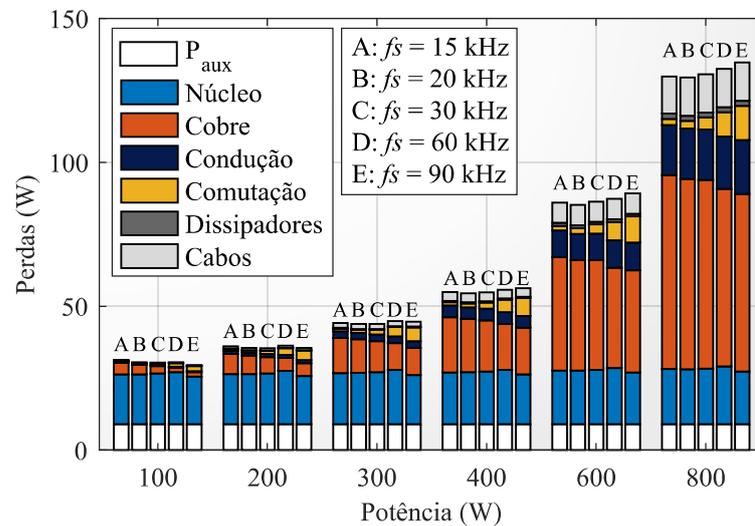
Este protótipo trata do transformador original. Variando-se a frequência, o melhor caso de f_s para o rendimento global ocorre em torno de 20 kHz. Como discutido na introdução aos resultados, o aumento da frequência de comutação diminui as perdas no cobre do transformador, porém para este transformador o aumento das perdas de comutação

nulifica o benefício trazido pelo aumento da frequência. Isto se deve ao fato da amplitude das perdas em alta frequência no cobre já serem baixas, devido à presença do *shunt* magnético (alta dispersão). Os gráficos de perdas discriminadas em função da potência, e THD_v em função da tensão eficaz nas baterias, são mostrados nas Figuras 4.26 e 4.27 respectivamente.

Vantagens: Alta indutância de dispersão (filtro); Melhor desempenho em torno de $f_s = 20$ kHz; Sem THD_v na saída.

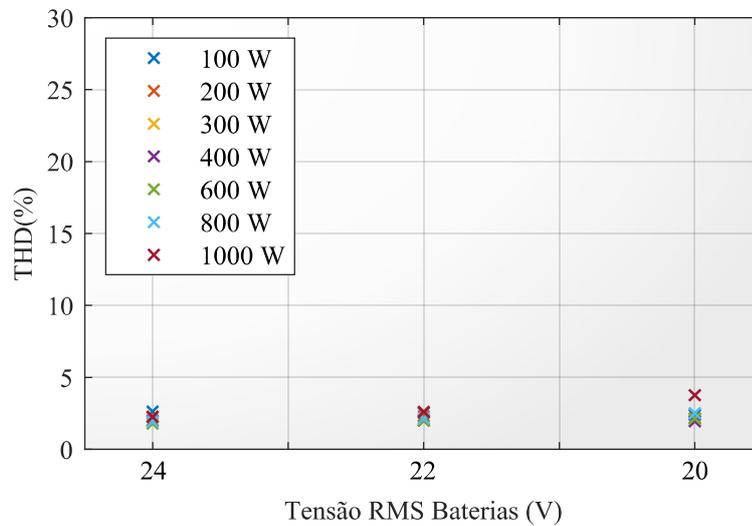
Desvantagens: Altas correntes (alto N_2/N_1); Menor acoplamento do transformador (baixa L_{mag}); Utilização do *shunt* magnético (mais material).

Figura 4.26 – Perdas globais com o transformador original 13 (7AWG) – 124 (16AWG) com *shunt* magnético.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 4.27 – THD com o transformador original 13 (7AWG) – 124 (16AWG) com *shunt* magnético.



Fonte: elaborado pelo autor.

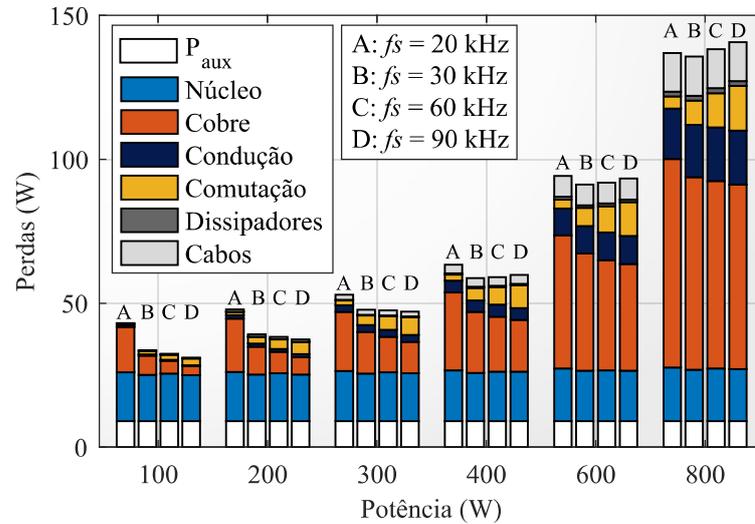
4.5.2 Transformador 13 – 124

Este protótipo é idêntico ao transformador original, porém com a remoção do *shunt*. Discussões acerca do efeito da remoção do *shunt* são feitas na Seção 4.3. Para esta montagem, o melhor caso de f_s para o rendimento global ocorre em torno de 60 kHz, pois o aumento para 90 kHz, apesar de reduzir as perdas no transformador, piora em proporção maior as perdas no inversor. Os gráficos de perdas discriminadas em função da potência, e THD_v em função da tensão eficaz nas baterias, são mostrados nas Figuras 4.28 e 4.29 respectivamente.

Vantagens: Sem *shunt* (menos material); Maior acoplamento do transformador (alta L_{mag}); Menor comprimento de cobre; Sem THD_v na saída.

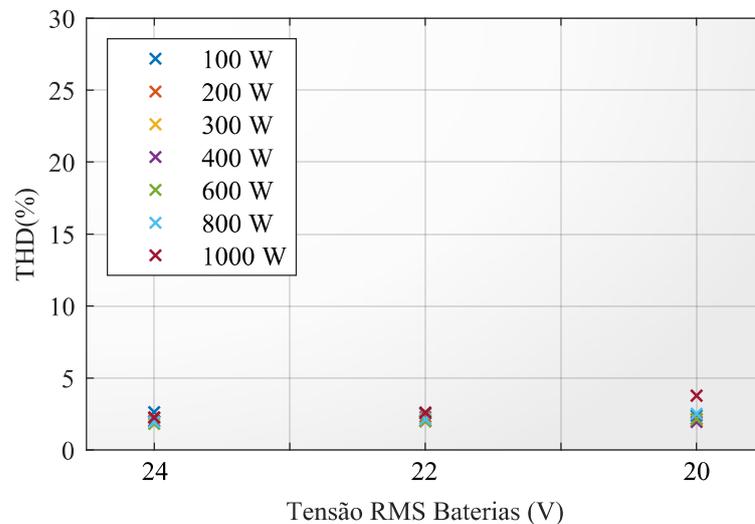
Desvantagens: Baixa indutância de dispersão (filtro); Melhor desempenho em torno de $f_s = 60$ kHz; Altas correntes (alto N_2/N_1);

Figura 4.28 – Perdas globais com o transformador 13 (7AWG) – 124 (16AWG).



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 4.29 – THD com o transformador 13 (7AWG) – 124 (16AWG).



Fonte: elaborado pelo autor.

4.5.3 Transformador 14 – 124

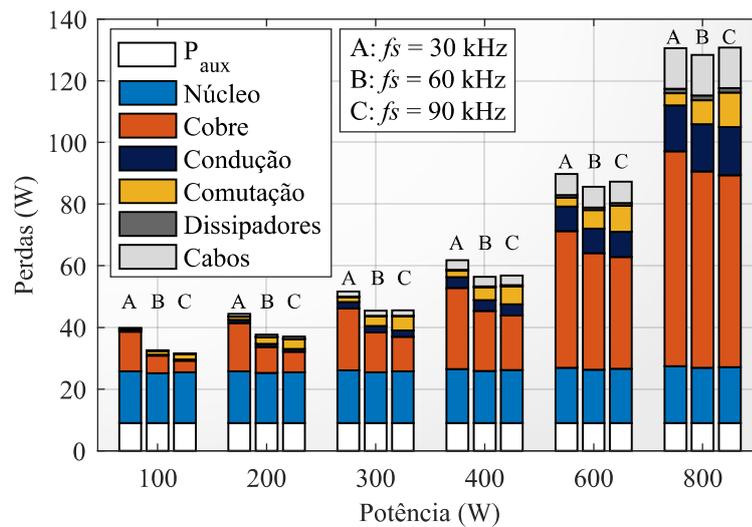
Este protótipo é idêntico ao 13 – 124, porém com a adição de uma espira no primário. Desta forma, há uma diminuição das correntes no primário do transformador, no inversor e cabos e conectores, sem prejudicar em muito a THD_v na saída. Para esta montagem, o melhor caso de f_s para o rendimento global ocorre em torno de 60 kHz, pelo mesmo motivo do transformador 13 – 124. Os gráficos de perdas discriminadas em função

da potência, e THD_v em função da tensão eficaz nas baterias, são mostrados nas Figuras 4.30 e 4.31 respectivamente.

Vantagens: Sem *shunt* (menos material); Menores correntes (diminuição de N_2/N_1); Maior acoplamento do transformador (alta L_{mag}); Boa THD_v na saída.

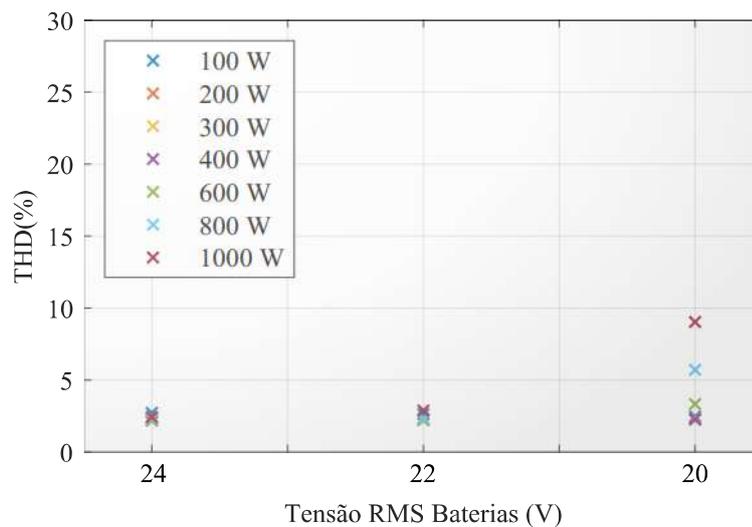
Desvantagens: Baixa indutância de dispersão (filtro), porém maior que o 13 – 124; Melhor desempenho em torno de $f_s = 60$ kHz;

Figura 4.30 – Perdas globais com o transformador 14 (7AWG) – 124 (16AWG).



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 4.31 – THD com o transformador 14 (7AWG) – 124 (16AWG).



Fonte: elaborado pelo autor.

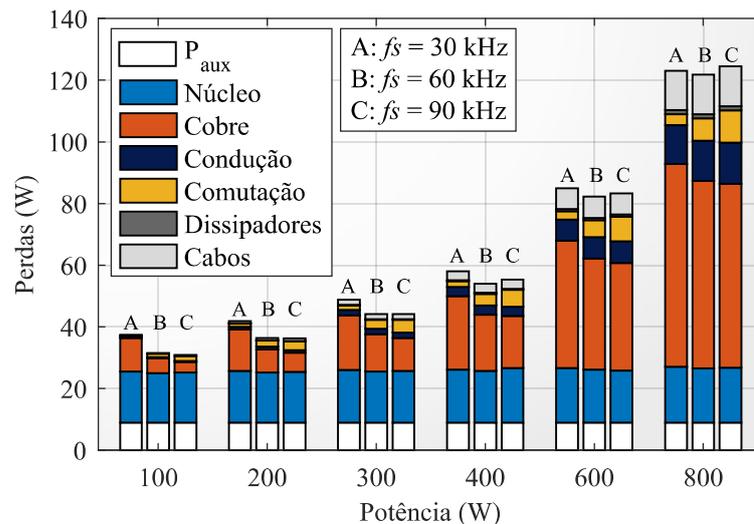
4.5.4 Transformador 15 – 124

Este protótipo é idêntico aos anteriores, com a adição de mais uma espira no primário. Desta forma, há uma diminuição maior das correntes no primário do transformador, no inversor e cabos e conectores, porém começando a agravar a THD_v na saída, em função da sobremodulação no inversor. Para esta montagem, o melhor caso de f_s para o rendimento global ocorre em torno de 60 kHz, pelo mesmo motivo dos transformadores 13–124 e 14–124. Os gráficos de perdas discriminadas em função da potência, e THD_v em função da tensão eficaz nas baterias, são mostrados nas Figuras 4.32 e 4.33 respectivamente.

Vantagens: Sem *shunt* (menos material); Menores correntes (diminuição maior de N_2/N_1); Maior acoplamento do transformador (baixa L_{mag}).

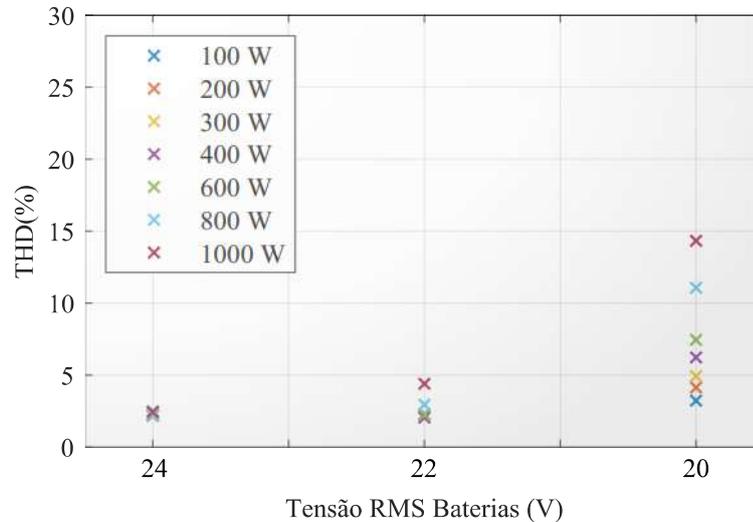
Desvantagens: Baixa indutância de dispersão (filtro), porém maior que o 14–124; Melhor desempenho em torno de $f_s = 60$ kHz; THD_v na saída significativa.

Figura 4.32 – Perdas globais com o transformador 15 (7AWG) – 124 (16AWG).



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 4.33 – THD com o transformador 15 (7AWG) – 124 (16AWG).



Fonte: elaborado pelo autor.

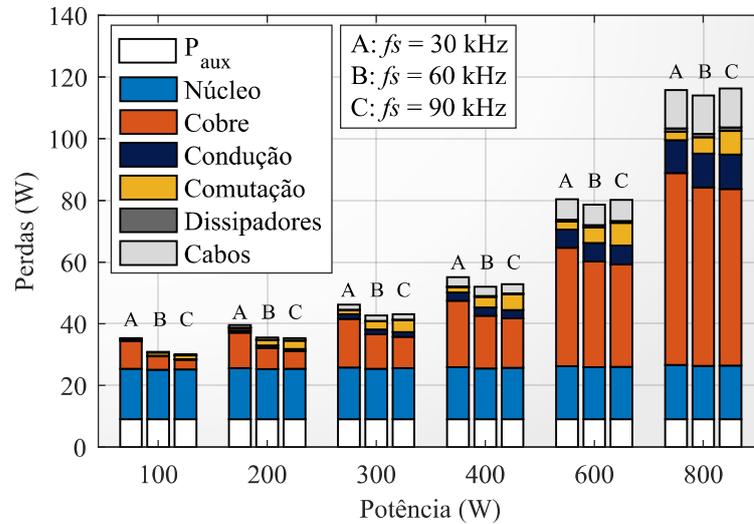
4.5.5 Transformador 16 – 124

Este protótipo é idêntico aos anteriores, com a adição de uma terceira espira no primário. Desta forma, há uma grande diminuição das correntes no primário do transformador, no inversor e cabos e conectores, porém uma piora da THD_v na saída, devido à sobremodulação. Para esta montagem, o melhor caso de f_s para o rendimento global ocorre em torno de 60 kHz, pelo mesmo motivo dos transformadores 13 – 124, 14 – 124 e 15 – 124. A redução ainda maior do ganho de tensão (para 17 – 124, por exemplo) não é considerada, a fim de não prejudicar a carga das baterias durante a operação em modo rede (Seção 4.1). Para o transformador 16 – 124, as perdas discriminadas e THD_v são mostrados nas Figuras 4.34 e 4.35 respectivamente.

Vantagens: Sem *shunt* (menos material); Menores correntes (diminuição ainda maior de N_2/N_1); Maior acoplamento do transformador (alta L_{mag}).

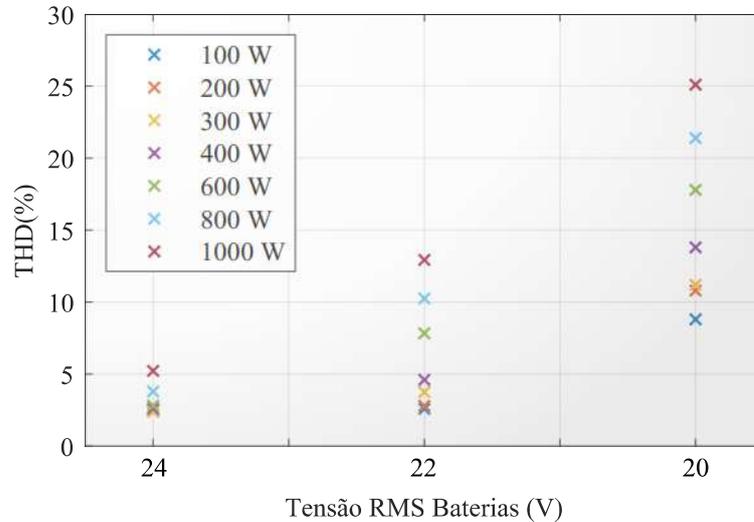
Desvantagens: Baixa indutância de dispersão (filtro), porém maior que o 15 – 124; Melhor desempenho em torno de $f_s = 60$ kHz; THD_v na saída alta.

Figura 4.34 – Perdas globais com o transformador 16 (7AWG) – 124 (16AWG).



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 4.35 – THD com o transformador 16 (7AWG) – 124 (16AWG).



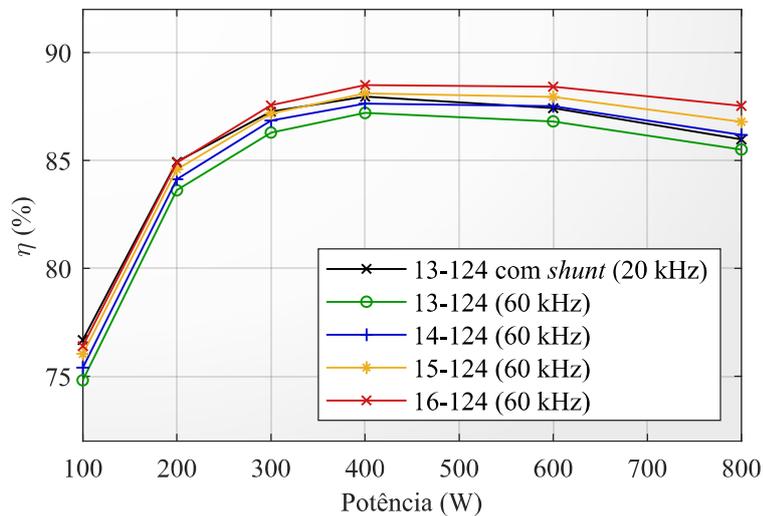
Fonte: elaborado pelo autor.

A Figura 4.36 compara os melhores casos de f_s das construções de transformador apresentadas até este ponto. Dentre estas, o transformador 16 – 124 possui o maior rendimento. Os valores exatos dos rendimentos em cada ponto estão apresentados no fim deste capítulo, na Seção 4.6, Tabela 4.2, juntamente com os outros protótipos.

Ao remover o *shunt*, os protótipos apresentados até então diminuem a quantidade de material magnético no transformador, aumentando o comprimento de cobre do primário. Portanto, estes protótipos são, individualmente, possíveis substitutos do transformador original, a depender da relação pretendida entre as variáveis THD_v , rendimento

e custo. Este último, por sua vez, depende da relação entre o custo do material magnético e do cobre.

Figura 4.36 – Rendimento global com os transformadores 13 – 124 com *shunt* (20 kHz), 13 – 124 (60 kHz), 14 – 124 (60 kHz), 15 – 124 (60 kHz) e 16 – 124 (60 kHz).



Fonte: elaborado pelo autor.

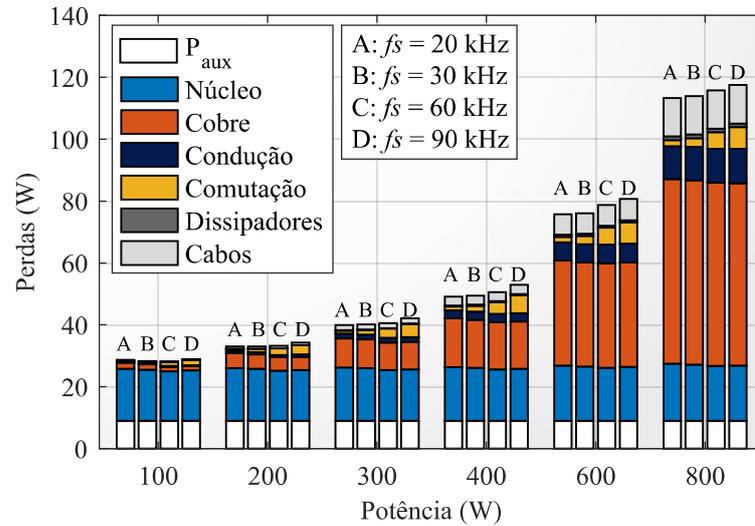
Voltando-se puramente ao rendimento, posto que o melhor caso de ganho ocorre com a relação 16 – 124, cabe portanto a quantificação do benefício obtido, do ponto de vista do rendimento global, com a inclusão do uso do *shunt* magnético e/ou com o emprego de mais lâminas (maior área de seção no núcleo).

4.5.6 Transformador 16 – 124 com *shunt*

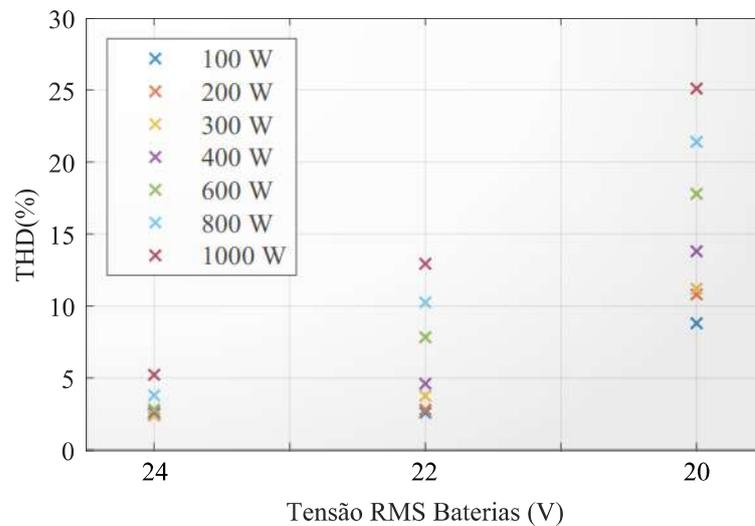
Este transformador une o ganho 16 – 124 com as características do protótipo inicial do equipamento, pela adição do *shunt* magnético de mesmas dimensões do usado no transformador original. As características são as mesmas do transformador anterior, porém como a indutância de dispersão é maior, o melhor caso para o rendimento global ocorre em torno de 20 kHz. Os gráficos de perdas discriminadas em função da potência, e THD_v em função da tensão eficaz nas baterias, são mostrados nas Figuras 4.37 e 4.38 respectivamente.

Vantagens: Alta indutância de dispersão (filtro); Melhor desempenho em torno de $f_s = 20$ kHz; Menores correntes (diminuição ainda maior de N_2/N_1).

Desvantagens: Menor acoplamento do transformador (baixa L_{mag}); THD_v na saída alta; Uso do *shunt* magnético (mais material).

Figura 4.37 – Perdas globais com o transformador 16 (7AWG) – 124 (16AWG) com *shunt*.

Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 4.38 – THD com o transformador 16 (7AWG) – 124 (16AWG) com *shunt*.

Fonte: elaborado pelo autor.

4.5.7 Transformador 13 – 102, 220 lâminas

Este protótipo é simulado para indicar o efeito do aumento do número de lâminas no núcleo, de 180 para 220. Esta abordagem busca uma redução das perdas no cobre penalizando as perdas no núcleo. O ganho 13 – 102 é escolhido a fim de manter o mesmo ganho do protótipo 16 – 124.

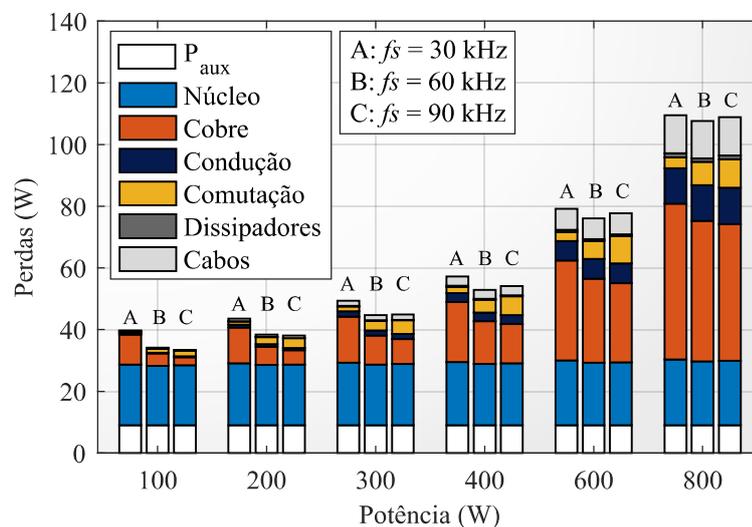
O número de lâminas é aumentado em 22,2%, aumentando a área de seção transversal A_e na mesma proporção, e conseqüentemente diminuindo a densidade de fluxo (B). Com isso, é possível a redução do número de espiras tanto no primário quanto no secundário do transformador, a fim de manter-se o mesmo nível de B da montagem com 180 lâminas. Com a diminuição do número de espiras, o maior espaço na janela do transformador permite o emprego de condutores de seção maior, tanto no primário quanto no secundário, que passam a ser, respectivamente, AWG 6 e AWG 15.

Efetivamente, este transformador está projetado para operação em uma potência mais alta. Para este protótipo, o melhor rendimento global ocorre em torno de 60 kHz, de forma semelhante aos outros transformadores sem *shunt* avaliados. Os gráficos de perdas discriminadas em função da potência, e THD_v em função da tensão eficaz nas baterias, são mostrados nas Figuras 4.39 e 4.40 respectivamente.

Vantagens: Menores correntes, ganho semelhante ao 16 – 124; Menos espiras permite o aumento da seção do primário e do secundário; Curva de rendimento favorável às potências mais elevadas (600 W e acima).

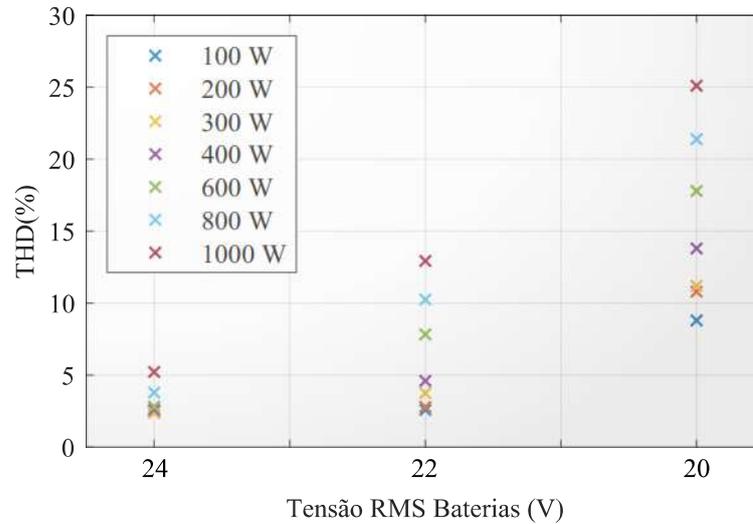
Desvantagens: Baixa indutância de dispersão (filtro); Melhor desempenho em torno de $f_s = 60$ kHz; Volume maior (220 lâminas); THD_v na saída alta.

Figura 4.39 – Perdas globais com o transformador 13 (6AWG) – 102 (15AWG), 220 lâminas.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 4.40 – THD com o transformador 13 (6AWG) – 102 (15AWG), 220 lâminas.



Fonte: elaborado pelo autor.

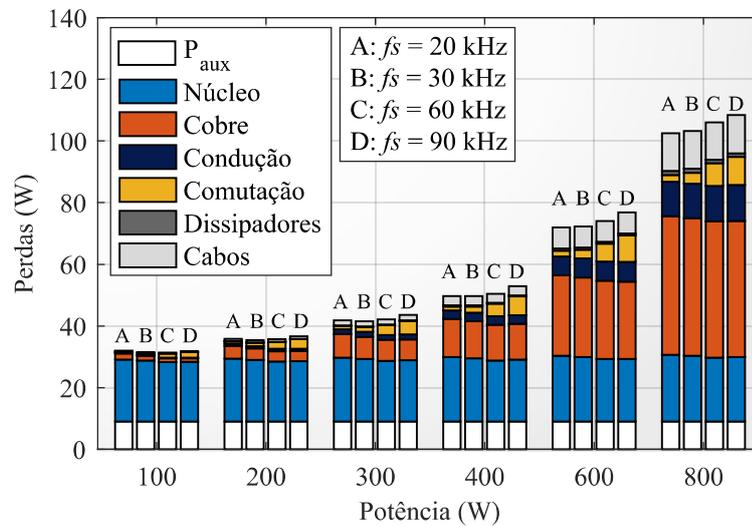
4.5.8 Transformador 13 – 102, 220 lâminas, com *shunt*

Este protótipo é elaborado por motivos semelhantes 16 – 124 com *shunt*, isto é, a fim de unir as características do transformador 13 – 102 ao uso do *shunt* magnético, também de mesmas dimensões do original. Dentre todos avaliados, é o protótipo mais volumoso. O melhor rendimento global ocorre em torno de 30 kHz. Os gráficos de perdas discriminadas em função da potência, e THD_v em função da tensão eficaz nas baterias, são mostrados nas Figuras 4.41 e 4.42 respectivamente.

Vantagens: Alta indutância de dispersão (filtro); Melhor desempenho em torno de $f_s = 30$ kHz; Menores correntes, ganho semelhante ao 16 – 124; Menos espiras permite o aumento da seção do primário e do secundário; Curva de rendimento favorável às potências mais elevadas (600 W e acima).

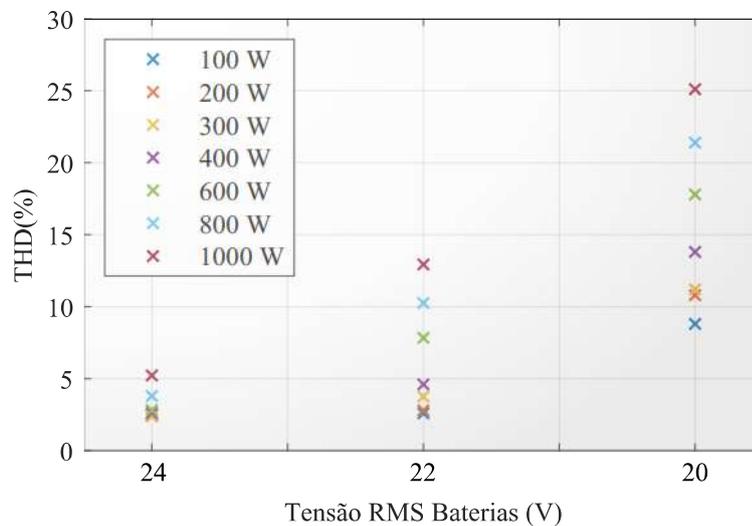
Desvantagens: Volume maior (220 lâminas); Uso do *shunt* magnético (mais material); THD_v na saída alta.

Figura 4.41 – Perdas globais no transformador 13 (6AWG) – 102 (15AWG), 220 lâminas, com *shunt*.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 4.42 – THD no transformador 13 (6AWG) – 102 (15AWG), 220 lâminas, com *shunt*.



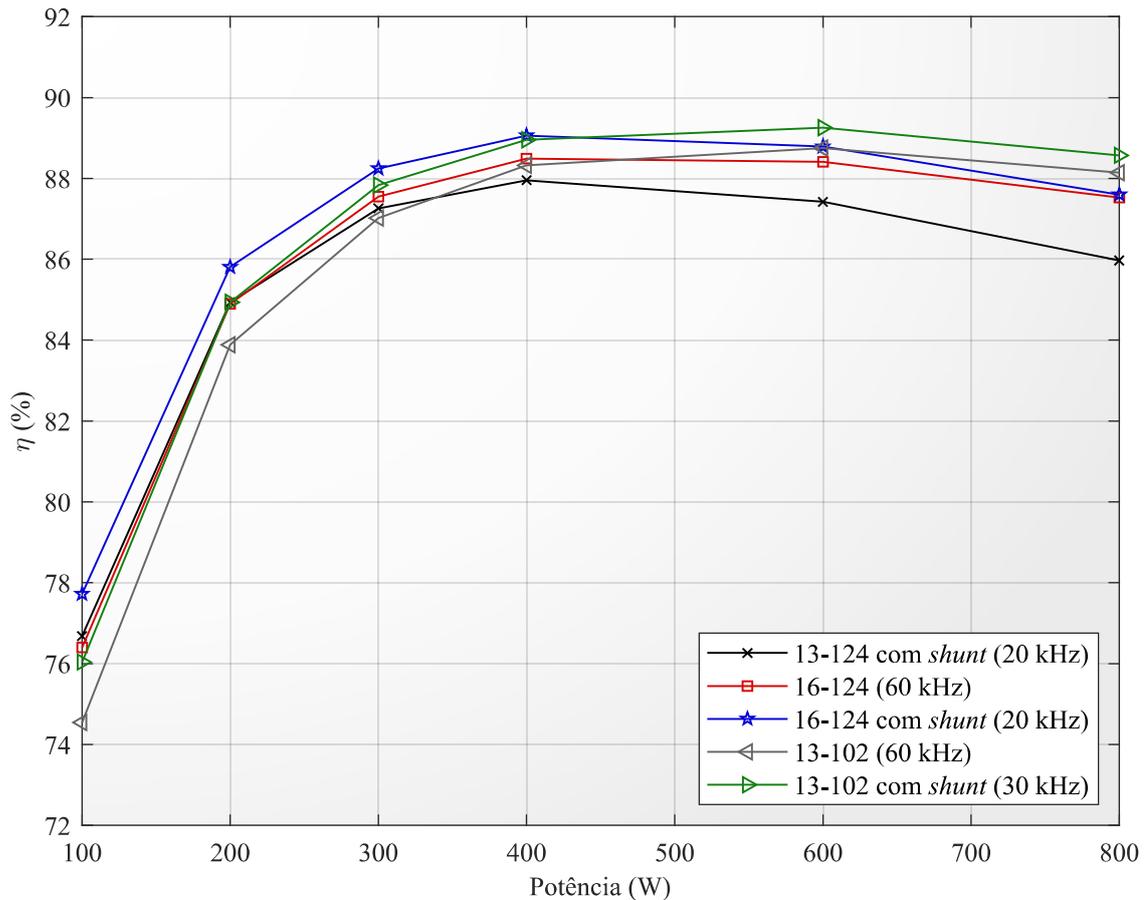
Fonte: elaborado pelo autor.

4.6 RESULTADO FINAL

Selecionando então os protótipos com melhor rendimento em função do ganho de tensão, e comparando-os ao original, a Figura 4.43 apresenta um comparativo dos rendimentos globais obtidos com os transformadores original (13 – 124 com *shunt*), 16 –

124, 16 – 124 com *shunt*, 13 – 102 e 13 – 102 com *shunt*, cada um em seu melhor caso de f_s . Reitera-se que à medida que o ganho é diminuído, o inversor fica mais tempo em sobremodulação, o que pode ou não ser uma desvantagem, a depender do critério adotado, isto é, melhor THD_v ou melhor rendimento.

Figura 4.43 – Rendimento global com os transformadores 13 – 124 com *shunt* (20 kHz), 16 – 124 (60 kHz), 16 – 124 com *shunt* (20 kHz), 13 – 102 (60 kHz) e 13 – 102 com *shunt* (30 kHz).



Fonte: elaborado pelo autor.

Através desta análise gráfica, pode-se identificar que o melhor caso de rendimento global ocorre ao operar o inversor em torno de 20 – 30 kHz, diminuindo o ganho de tensão para 16 – 124/13 – 102 e fazendo uso do *shunt* magnético. O protótipo 16 – 124 com *shunt* possui a melhor curva de rendimento para baixas potências (até 400 W), e o protótipo 13 – 102 com *shunt* possui a melhor curva de rendimento para altas potências (acima de 400 W).

Em síntese, fazendo-se pequenas alterações no projeto, no ponto de maior rendimento do transformador original (400 W), o protótipo 16 – 124 com *shunt* eleva o rendimento em 1,11%, e o protótipo 13 – 102 com *shunt* eleva o rendimento em 1,01%. Já para as potências mais elevadas, de 600 W e 800 W, o protótipo 16 – 124 com *shunt* eleva

o rendimento global em 1,38% e 1,63%, enquanto o protótipo 13 – 102 com *shunt* eleva o rendimento global em 1,83% e 2,60%. A Tabela 4.2 apresenta os valores de rendimento global utilizando cada protótipo analisado.

Tabela 4.2 – Rendimento global com cada protótipo, para o melhor caso de f_s . Entre parênteses, a diferença com relação ao valor original.

Protótipo	100 W	200 W	400 W	600 W	800 W
13 – 124 <i>c/sh.</i>	76,68% _(+0,00%)	84,93% _(+0,00%)	87,95% _(+0,00%)	87,41% _(+0,00%)	85,97% _(+0,00%)
13 – 124	74,82% _(-1,86%)	83,62% _(-1,31%)	87,20% _(-0,75%)	86,80% _(-0,61%)	85,50% _(-0,47%)
14 – 124	75,39% _(-1,29%)	84,13% _(-0,80%)	87,64% _(-0,31%)	87,51% _(+0,10%)	86,17% _(+0,20%)
15 – 124	76,03% _(-0,65%)	84,59% _(-0,37%)	88,11% _(+0,16%)	87,97% _(+0,56%)	86,78% _(+0,81%)
16 – 124	76,39% _(-0,29%)	84,90% _(-0,03%)	88,49% _(+0,54%)	88,41% _(+1,00%)	87,53% _(+1,56%)
16 – 124 <i>c/sh.</i>	77,72% _(+1,04%)	85,81% _(+0,88%)	89,06% _(+1,11%)	88,79% _(+1,38%)	87,60% _(+1,63%)
13 – 102	74,54% _(-2,14%)	83,88% _(-1,05%)	88,32% _(+0,37%)	88,75% _(+1,34%)	88,14% _(+2,17%)
13 – 102 <i>c/sh.</i>	76,04% _(-0,64%)	84,94% _(+0,01%)	88,95% _(+1,00%)	89,25% _(+1,84%)	88,57% _(+2,60%)

Fonte: elaborado pelo autor.

5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Com a visão de possibilitar o aumento da densidade volumétrica de potência, neste trabalho foram abordados dois assuntos pertinentes ao projeto de magnéticos. Foram apresentadas descrições teóricas e matemáticas do funcionamento dos dispositivos magnéticos, bem como técnicas de modelagem. Buscou-se demonstrar de forma experimental, e em simulações de *software* de FEA, as interações eletromagnéticas, suas consequências, e os comportamentos dos modelos existentes apresentados.

Para a modelagem dos condutores, no Capítulo 2 os fenômenos físicos que as causam as perdas no cobre foram descritos, e modelados através da equação de Dowell. A modelagem pela equação de Dowell para condutores circulares mostrou-se precisa, mesmo na presença de um alto fluxo disperso, caso do transformador com *shunt* magnético do Capítulo 4.

Com respeito à modelagem das perdas no núcleo, além da descrição teórica, no Capítulo 3 foram compilados os principais modelos analíticos empíricos de perdas no núcleo, e em uma análise comparativa, seu comportamento foi demonstrado e diferenciado, para três materiais. Um método experimental de medição das perdas no núcleo foi apresentado e implementado, a fim de identificar o efeito da premagnetização sobre as perdas do material High Flux.

Através dos resultados experimentais, foi demonstrado que a premagnetização não possui influência sobre as perdas do material High Flux na faixa analisada, embora outros autores tenham constatado uma influência clara da premagnetização sobre as perdas de outros materiais. Com base nos resultados, concluiu-se que o modelo recomendado pelo fabricante, a OSE, é válido para razões cíclicas de 0,5, e que a IGSE possui boa acurácia, mesmo tendo sido concebida para emprego em ferrites.

Fazendo uso dos modelos apresentados nos Capítulos 2 e 3, de simulações em FEA, e de outros conhecimentos fundamentais de transformadores, o Capítulo 4 apresentou a metodologia de reprojeto do transformador de uma LI-UPS. A metodologia fundamentou-se na modelagem das perdas, reprodução do sistema em simulação e apresentação de diversas soluções. A modelagem das perdas possibilitou a sua caracterização, quantificação e relativização, identificando assim os pontos de melhoria para o reprojeto do dispositivo. A reprodução da planta em simulação, juntamente com os modelos, permitiu a estimativa do rendimento global utilizando cada protótipo de transformador analisado.

Fazendo-se pequenas alterações no projeto do transformador, os protótipos analisados que apresentaram o melhor resultado elevaram o rendimento global do equipamento em até 1,11% no ponto mais alto da curva original, e em até 2,60% nas potências mais elevadas.

Os dois assuntos abordados no trabalho permitem uma visão de projeto de dispositivos magnéticos no âmbito das perdas, tanto de indutores como de transformadores. A

modelagem correta das perdas é fundamental para um projeto ótimo e de alta densidade de potência.

6 TRABALHOS FUTUROS

Com respeito à análise das perdas no núcleo desenvolvida no Capítulo 3, trabalhos futuros poderão ser desenvolvidos com o intuito de analisar o impacto da variação da razão cíclica, da frequência e da premagnetização, dentro e fora da região linear, sobre os núcleos *powder* e em outros materiais. Uma análise mais completa dependerá de uma estratégia de controle em tempo real para a regulação de ΔB . Ainda não foi proposta uma equação que modele o impacto da premagnetização sobre as perdas no núcleo, baseada somente na forma de onda de excitação, nos coeficientes senoidais de Steinmetz e outros parâmetros físico-químicos do material.

Para o tema do Capítulo 4, diversas questões externas ao transformador que poderiam afetar positivamente o rendimento global da LI-UPS não foram abordadas, como o uso de novas tecnologias de semicondutores para redução das perdas de comutação e condução, a substituição dos cabos e conectores por outros de seção maior para melhora de suas perdas resistivas, o emprego de um indutor para filtragem da forma de onda de saída do inversor, e o uso de outras geometrias de condutor no transformador.

7 PUBLICAÇÕES

As seguintes publicações foram realizadas em anais de congressos a partir dos temas abordados no presente trabalho:

- BOLSI, P. C.; PRADO, E. O. ; PINHEIRO, J. R. ; SARTORI, H. C. Influência do Ponto de Operação de Conversores Estáticos no Volume e Perdas de Diferentes Tecnologias de Materiais Magnéticos. In: **11th Seminar on Power Electronics and Control**, 2018, Santa Maria, RS. 11th Seminar on Power Electronics and Control, 2018.
- BOLSI, P. C.; SARTORI, H. C.; PINHEIRO, J. R. Comparison of Core Technologies Applied to Power Inductors. In: **2018 13th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)**, 2018, São Paulo. 2018 13th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON), 2018. p. 1100.
- BOLSI, P. C.; SARTORI, H. C. ; PINHEIRO, J. R. Comparison of Core Technologies Applied to Power Inductors. In: **10th Seminar on Power Electronics and Control**, 2017, Santa Maria, RS. 10th Seminar on Power Electronics and Control, 2017.
- PRADO, E. O. ; BOLSI, P. C. ; SARTORI, H. C. ; PINHEIRO, J. R. . Influência dos parâmetros do conversor em diferentes tecnologias de transistores de potência. In: **11th Seminar on Power Electronics and Control**, 2018, Santa Maria, RS. 11th Seminar on Power Electronics and Control, 2018.

Os trabalhos publicados em capítulos de livros são:

- TIBURSKI, M. J.; BRIDI, É. ; PRADO E. ; BOLSI, P. C. ; SARTORI, H. C. ; PINHEIRO, J. R. **Metodologia de projeto de conversores Boost para aplicações de alta eficiência e elevado ganho de tensão**. In: João Dallamuta; Henrique Ajuz Holzmann. (Org.). A Aplicação do Conhecimento Científico na Engenharia Elétrica. 1ed.Ponta Grossa: Atena Editora, 2020, v. 1, p. 190-202.
- BRIDI, É. ; TIBURSKI, M. J. ; PRADO E. ; BOLSI, P. C. ; SARTORI, H. C. ; PINHEIRO, J. R. . **Otimização de conversores Boost intercalado de alto ganho de tensão e alta eficiência**. In: João Dallamuta; Henrique Ajuz Holzmann. (Org.). A Aplicação do Conhecimento Científico na Engenharia Elétrica. 1ed.Ponta Grossa: Atena Editora, 2020, v. 1, p. 248-261.
- PRADO E. ; BOLSI, P. C. ; TIBURSKI, M. J. ; BRIDI, É. ; SARTORI, H. C. ; PINHEIRO, J. R. **Como selecionar transistores de potência para aplicações em conversores estáticos?.** In: João Dallamuta; Henrique Ajuz Holzmann.

(Org.). A Aplicação do Conhecimento Científico na Engenharia Elétrica. 1ed.Ponta Grossa: Atena Editora, 2020, v. 1, p. 175-189.

- BOLSI, P. C. ; PRADO E. ; TIBURSKI, M. J. ; BRIDI, É. ; SARTORI, H. C. ; PINHEIRO, J. R. **Influência do ponto de operação de conversores estáticos no volume e perdas de diferentes materiais magnéticos.** In: João Dallamuta; Henrique Ajuz Holzmann. (Org.). A Aplicação do Conhecimento Científico na Engenharia Elétrica. 1ed.Ponta Grossa: Atena Editora, 2020, v. 1, p. 203-217.

REFERÊNCIAS

- ANSYS. **Maxwell Help**. [S.l.]: ANSYS, 2018.
- ARFKEN, G. B.; WEBER, H. J. **Mathematical methods for physicists**. [S.l.]: AAPT, 1999.
- BAGULEY, C.; CARSTEN, B.; MADAWALA, U. The effect of dc bias conditions on ferrite core losses. **IEEE transactions on Magnetics**, IEEE, v. 44, n. 2, p. 246–252, 2008.
- BARRIOS, E. L. Analytical design methodology for litz-wired high-frequency power transformers. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 62, n. 4, p. 2103–2113, 2015.
- BARTOLI, M. et al. Modeling litz-wire winding losses in high-frequency power inductors. In: IEEE. **PESC Record. 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference**. [S.l.], 1996. v. 2, p. 1690–1696.
- BENNET, E.; LARSON, S. C. Effective resistance of alternating currents of multilayer windings. **Electrical Engineering**, IEEE, v. 59, n. 12, p. 1010–1016, 1940.
- BERTOTTI, G. Physical interpretation of eddy current losses in ferromagnetic materials. i. theoretical considerations. **Journal of applied Physics**, AIP, v. 57, n. 6, p. 2110–2117, 1985.
- BERTOTTI, G. General properties of power losses in soft ferromagnetic materials. **IEEE Transactions on Magnetics**, IEEE, v. 24, p. 621–630, 1988.
- BOLSI, P. et al. Influência do ponto de operação de conversores estáticos no volume e perdas de diferentes tecnologias de materiais magnéticos. In: IEEE. **2018 Seminar on Power Electronics and Control (SEPOC)**. [S.l.], 2018.
- BOLSI, P. C.; SARTORI, H. C.; PINHEIRO, J. R. Comparison of core technologies applied to power inductors. In: IEEE. **2018 13th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)**. [S.l.], 2018. p. 1100–1106.
- BOOTH, K. Challenges of implementing higher-frequency magnetics in wide-bandgap converters [women in engineering]. **IEEE Power Electronics Magazine**, IEEE, v. 6, n. 3, p. 52–54, 2019.
- BOSSCHE, A. Van den; VALCHEV, V. C.; GEORGIEV, G. B. Measurement and loss model of ferrites with non-sinusoidal waveforms. In: IEEE. **2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No. 04CH37551)**. [S.l.], 2004. v. 6, p. 4814–4818.

- BROCKMEYER, A. Experimental evaluation of the influence of dc-premagnetization on the properties of power electronic ferrites. In: IEEE. **Proceedings of Applied Power Electronics Conference. APEC'96**. [S.l.], 1996. v. 1, p. 454–460.
- BUTTERWORTH, S. Eddy current losses in cylindrical conductors, with special applications to the ac resistances of short coils. **Phil. Trans**, p. 57–100, 1920.
- CHAPMAN, S. J. **Fundamentos de máquinas elétricas**. [S.l.]: AMGH Editora, 2013.
- DIXON, L. H. J. Eddy current losses in transformer windings and circuit wiring. In: TEXAS INSTRUMENTS. [S.l.], 2000.
- DOWELL, P. L. Effects of eddy currents in transformer windings. In: IET. [S.l.], 1966. p. 1387 – 1394.
- ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics, 2nd ed.** [S.l.]: Kluwer Academic Publishers, 2001.
- FERREIRA, J. A. Improved analytical modeling of conductive losses in magnetic components. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 9, n. 1, p. 127–131, 1994.
- GRAHAM, C. J. Physical origin of losses in conducting ferromagnetic materials. **Journal of Applied Physics**, AIP, v. 53, n. 11, p. 8276–8280, 1982.
- HU, J. Robustness nad balancing of parallel-connected power devices: Sic versus coolmos. **IEEE Transactions on Inudstrial Eletronics**, v. 63, n. 4, p. 2092–2102, 2016.
- KAZIMIERCZUK, M. K. **High Frequency Magnetic Components, 2nd ed.** [S.l.]: Wiley, 2014.
- KOSAI, H.; TURGUT, Z.; SCOFIELD, J. Experimental investigation of dc-bias related core losses in a boost inductor. **IEEE Transactions on Magnetics**, IEEE, v. 49, n. 7, p. 4168–4171, 2013.
- LAMMERANER, M. S. J. **Eddy Currents**. [S.l.]: Iliffe Books LTD., 1966.
- LI, J.; ABDALLAH, T.; SULLIVAN, C. R. Improved calculation of core loss with non-sinusoidal waveforms. In: IEEE. **Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting (Cat. No. 01CH37248)**. [S.l.], 2001. v. 4, p. 2203–2210.
- LIU, J. et al. A method for inductor core loss estimation in power factor correction applications. In: IEEE. **APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No. 02CH37335)**. [S.l.], 2002. v. 1, p. 439–445.
- LONG, T. Eddy-current resistance of multilayer coils. **Electrical Engineering**, IEEE, v. 64, n. 10, p. 712–718, 1945.

- LOTFI, A. W.; WILKOWSKI, M. A. Issues and advances in high-frequency magnetics for switching power supplies. **Proceedings of the IEEE**, IEEE, v. 89, n. 6, p. 833–845, 2001.
- MAGMATTEC. **Núcleos Nanocristalinos**. [S.l.]: Magmattec Tecnologia em Materiais Magnéticos, 2015.
- MAGNETICS. **Powder Cores Catalog**. [S.l.]: Magnetics INC., 2015.
- MARAGAÑO-SCHMIDT, J. C.; PINHEIRO, J. R. Comparative study of full-bridge and double half-bridge converters. In: IEEE. **2015 CHILEAN Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information and Communication Technologies (CHILECON)**. [S.l.], 2015. p. 453–460.
- MCLYMAN, C. W. T. **Transformer and inductor design handbook**. [S.l.]: CRC press, 2016.
- MICROMETALS. **Iron Powder Cores**. [S.l.]: Magnetics INC., 2007.
- MOORE, G. E. et al. **Cramming more components onto integrated circuits**. [S.l.]: McGraw-Hill New York, NY, USA, 1965.
- MU, M. **High frequency magnetic core loss study**. Tese (Doutorado) — Virginia Tech, 2013.
- MUHLETHALER, J. et al. Core losses under the dc bias condition based on steinmetz parameters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 27, n. 2, p. 953–963, 2011.
- PERRY, M. P. Multiple layer series connected winding design for minimum losses. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, IEEE, PAS-98, n. 1, p. 116–123, 1979.
- PIVETTA, L. C.; SARTORI, H. C.; PINHEIRO, J. R. Pre-sizing of power converters using genetic algorithms. **IEEE Latin America Transactions**, IEEE, v. 16, n. 2, p. 654–661, 2018.
- PRADO, E. de O.; SARTORI, H. C.; PINHEIRO, J. R. How to select power transistors for static converters applications? In: IEEE. **2018 13th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)**. [S.l.], 2018. p. 138–143.
- PRADO, E. de O. et al. Modelo de cálculo de perdas em mosfets de potência de alta tensão. In: IEEE. **2019 Seminar on Power Electronics and Control (SEPOC)**. [S.l.], 2019.
- REINERT, J.; BROCKMEYER, A.; DONCKER, R. W. D. Calculation of losses in ferro- and ferrimagnetic materials based on the modified steinmetz equation. **IEEE Transactions on Industry applications**, IEEE, v. 37, n. 4, p. 1055–1061, 2001.

- SADIKU, M. N. **Elements Of Electromagnetics**. [S.l.]: Saunders College Publishing, 1989.
- SARTORI, H. C.; BAGGIO, J. E.; PINHEIRO, J. R. A comparative design of an optimized boost inductor taking into account three magnetic materials technologies: Volume, cost and efficiency analysis. In: IEEE. **2012 10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications**. [S.l.], 2012. p. 1–6.
- SARTORI, H. C.; HEY, H. L.; PINHEIRO, J. R. An optimum design of pfc boost converters. In: IEEE. **2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications**. [S.l.], 2009. p. 1–10.
- SHEN, W. **Design of high-density transformers for high-frequency high-power converters**. Tese (Doutorado) — Virginia Tech, 2006.
- SHIMIZU, T.; ISHII, K. An iron loss calculating method for ac filter inductors used on pwm inverters. In: IEEE. **2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference**. [S.l.], 2006. p. 1–7.
- STD., E. **Harmonized system of quality assessment for electronic components: magnetic oxide cores for power applications**. [S.l.]: EUROPEAN STANDARD, 1981.
- STEINMETZ, C. P. On the law of hysteresis. **Proceedings of the IEEE**, IEEE, v. 72, n. 2, p. 197–221, 1984.
- SULLIVAN, C. Overview of core loss prediction (and measurement techniques) for non-sinusoidal waveforms. In: **APEC**. [S.l.: s.n.], 2012.
- SULLIVAN, C. R. Optimal choice for number of strands in a litz-wire transformer winding. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 14, n. 2, p. 283–291, 1999.
- SULLIVAN, C. R. et al. Accurate prediction of ferrite core loss with nonsinusoidal waveforms using only steinmetz parameters. In: IEEE. **2002 IEEE Workshop on Computers in Power Electronics, 2002. Proceedings**. [S.l.], 2002. p. 36–41.
- SWIHART, M. A. Inductor cores—material and shape choices. **Magnetics®-www. mag-inc. com**, 2004.
- Tan, N. M. L.; Abe, T.; Akagi, H. A 6-kw, 2-kwh lithium-ion battery energy storage system using a bidirectional isolated dc-dc converter. In: **The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA -**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 46–52. ISSN null.
- TANG, X.; SULLIVAN, C. R. Optimization of stranded-wire windings and comparison with litz wire on the basis of cost and loss. In: IEEE. **2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No. 04CH37551)**. [S.l.], 2004. v. 2, p. 854–860.

TENANT, P.; ROUSSEAU, J. J. Dynamic model of magnetic materials applied on soft ferrites. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 13, n. 2, p. 372–379, 1998.

THORNTON. **Catálogo de Ferrite**. [S.l.]: Thornton Eletrônica Ltda., 2015.

VILLAR, I. et al. Analysis of empirical core loss evaluation methods for non-sinusoidally fed medium frequency power transformers. In: IEEE. **2008 IEEE International Symposium on Industrial Electronics**. [S.l.], 2008. p. 208–213.

WOJDA, R. P.; KAZIMIERCZUK, M. Winding resistance and power loss of inductors with litz and solid-round wires. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IEEE, v. 54, n. 4, p. 3548 – 3557, 2018.

YUE, S. et al. Comparative analysis of core loss calculation methods for magnetic materials under nonsinusoidal excitations. **IEEE Transactions on Magnetics**, IEEE, v. 54, n. 11, p. 1–5, 2018.