



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
CENTRO TECNOLÓGICO  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Ricardo de Araujo Elias

**Comportamento das Perdas por Histerese em Dispositivos Eletromagnéticos Sob  
Regime de Alimentação PWM**

Florianópolis  
2023

Ricardo de Araujo Elias

**Comportamento das Perdas por Histerese em Dispositivos Eletromagnéticos Sob  
Regime de Alimentação PWM**

Tese submetida ao Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa  
Catarina para a obtenção do título de Doutor em  
Engenharia Elétrica

Orientador: Prof. Nelson Jhoe Batistela, Dr.

Coorientador: Prof. Nelson Sadowski, Dr.

Florianópolis

2023

### Ficha de identificação da obra

Elias, Ricardo de Araujo  
Comportamento das Perdas por Histerese em Dispositivos  
Eletromagnéticos Sob Regime de Alimentação PWM / Ricardo de Araujo  
Elias ; orientador, Nelson Jhoe Batistela, coorientador, Nelson  
Sadowski, 2023.  
162 p.

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Santa Catarina,  
Centro Tecnológico, Programa de Pós-Graduação em Engenharia  
Elétrica, Florianópolis, 2023.

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Materiais ferromagnéticos. 3. Perdas  
magnéticas. 4. Laços menores de histerese. 5. Regimes de excitação  
pulsados. I. Batistela, Nelson Jhoe . II. Sadowski, Nelson . III.  
Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação  
em Engenharia Elétrica. IV. Título.

Ricardo de Araujo Elias

**Comportamento das Perdas por Histerese em Dispositivos Eletromagnéticos  
Sob Regime de Alimentação PWM**

O presente trabalho em nível de doutorado foi avaliado e aprovado por banca examinadora composta pelos seguintes membros:

Prof. Pedro Armando da Silva Júnior, Dr.  
Instituto Federal de Santa Catarina

Prof. Walter Pereira Carpes Júnior, Dr.  
Universidade Federal de Santa Catarina

Prof. Jean Viane Leite, Dr.  
Universidade Federal de Santa Catarina

Certificamos que esta é a **versão original e final** do trabalho de conclusão que foi julgado adequado para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

---

Prof. Telles Brunelli Lazzarin, Dr.  
Coordenação do Programa de Pós-Graduação

---

Prof. Nelson Jhoe Batistela, Dr.  
Orientador

---

Prof. Nelson Sadowski, Dr.  
Coorientador

Florianópolis, 2023.

À minha família. Passado, presente e futuro.

## AGRADECIMENTOS

Agradeço aos meus pais, Jorge e Teresinha, incentivadores da jornada acadêmica e maiores exemplos de dedicação e amor à família. Agradeço à vó Toninha, aos meus tios, tias, primos e primas pelo apoio dado à continuidade dos estudos. Família é a base de tudo, obrigado.

Agradeço imensamente aos meus irmãos, Camila e Tiago, por compartilharem os sonhos e a vida na cidade grande, por serem exemplo de resiliência e dedicação, por estarem sempre a postos para uma conversa simples e sincera, o que me segurou em diversos momentos.

À minha esposa Raíssa, o imenso amor e dedicação que temos um pelo outro foi essencial. Te agradeço por diversos motivos, e talvez o principal seja o presente que recebemos em meio ao doutorado, nosso filho Ravi. Obrigado, meu amor, você foi a dose de inspiração diária que eu precisei para chegar aqui. Agradeço à minha sogra, Dona Mara, pelo apoio e confiança que demonstrou em momentos que eu mesmo não tinha clareza.

Agradeço aos meus orientadores, professor Nelson Jhoe Batistela e professor Nelson Sadowski, pela sutileza na definição do tema e pela dedicação ao desenvolvimento do trabalho, juntos fomos mais longe, obrigado.

Agradeço aos professores que fizeram parte da banca da qualificação e da tese, que contribuíram para a discussão, aprofundamento do tema e conclusão deste trabalho.

Agradeço aos meus amigos e colegas de laboratório: Helton, Carlos, Indiara, André, Cristian, Fábio, Benjamin, Alexandre, Danilo e Rodrigo Miranda. A jornada acadêmica foi leve com a companhia de vocês.

Agradeço também aos colegas de pesquisa em Engenharia de Materiais, Leandro e Antônio, pois as conversas e explicações sobre o tema sempre foram relevantes para o esclarecimento dos conceitos.

Agradeço aos alunos de iniciação científica que ajudaram imensamente nas atividades do dia a dia e me fizeram aprender, de diversas maneiras, como cuidar de uma equipe: Gabriel Biage, Pedro Costa, Rodrigo Medeiros, Oliver, Guilherme dos Santos, Guilherme Hosoda e demais alunos com menos tempo de interação.

A publicação deste trabalho tem participação direta da Dra. Jaqueline e da Dra. Bárbara, profissionais da saúde que prestaram o apoio necessário no momento certo. Agradeço-as imensamente e deixo aqui a mensagem de que cuidar da saúde mental é fundamental.

Agradeço aos técnicos administrativos da UFSC – secretaria do PPGEEL, pelo apoio prestado nas necessidades do curso e pela relação de amizade criada ao longo dos anos: Lis, Wilson e Marcelo.

Agradeço ao CNPq – Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico – pelo suporte financeiro através da bolsa de doutorado.

Agradeço a todos que não foram citados e que de maneira direta ou indireta contribuíram para a realização deste trabalho.

Por fim, agradeço à Deus por estar ao meu lado durante a caminhada.

## RESUMO

A presente tese de doutorado tem como objetivo investigar o comportamento de materiais ferromagnéticos, especialmente a formação de laços menores de magnetização, ao excitar dispositivos eletromagnéticos com formas de onda de tensão pulsadas. É abordado o desenvolvimento de testes para avaliação de dispositivos eletromagnéticos alimentados com tensão do tipo PWM (*Pulse Width Modulation*), em vazio e transferindo energia da fonte para uma carga. O trabalho apresenta um levantamento bibliográfico sobre perdas em materiais ferromagnéticos moles sob excitações na forma de onda senoidal, trapezoidal e PWM, e um estudo de trabalhos que tratam das perdas sob regimes de excitação que formam ou não laços internos de magnetização. Um dispositivo de testes é definido e ensaios experimentais são realizados, comparando bancadas de ensaios de caracterização magnética dos materiais empregados, efetuando separação de perdas sob regime de excitação senoidal e realizando ensaios com excitação PWM do tipo a três níveis com o dispositivo operando em vazio e transferindo energia para uma carga. O comportamento de dispositivos com diferentes valores de resistência do enrolamento primário, do número de espiras e caminho magnético é avaliado sob o aspecto do surgimento e tamanho de laços menores de magnetização, e consequentemente da evolução das perdas magnéticas, em função de aspectos da forma de onda da tensão de alimentação. Um dispositivo com núcleo confeccionado com um material do tipo SMC (*Soft Magnetic Composite*) é avaliado sob o regime de alimentação PWM a três níveis em vazio e transferindo energia para uma carga, evidenciando a contribuição da permeabilidade magnética do material nas perdas por laços internos.

**Palavras-chave:** Materiais ferromagnéticos. Perdas magnéticas. Laços menores de histerese. Regimes de excitação pulsados.

## ABSTRACT

The purpose of this thesis is to evaluate the behavior of ferromagnetic materials, especially the formation of minor magnetization loops, when exciting electromagnetic devices with pulsed voltage waveforms. It addresses the development of tests for evaluating electromagnetic devices powered by a source with PWM (Pulse Width Modulation) waveform type, with no load and transferring energy from the source to a load. The text presents a literature review on losses in soft magnetic materials under sinusoidal, trapezoidal and PWM excitation, and a review about losses under excitation regimes that form or not minor magnetization loops. A test device is defined, and experimental tests are performed comparing two magnetic test benches. The magnetic losses are separated under a sinusoidal excitation regime and tests are conducted with PWM excitation of the three-level type with the device operating with no load and transferring energy to a load. The behavior of the device with different values of primary winding resistance, number of turns and magnetic path is evaluated in terms of the appearance and size of minor magnetization loops and consequently the evolution of magnetic losses, as a function of aspects of the form of supply voltage waveform. An electromagnetic device whose core is formed by a SMC (Soft Magnetic Composite) type material is evaluated under the three-stage PWM power supply with no load and when transferring energy to a load, showing the contribution of the magnetic permeability of the material in the losses by minor loops.

**Keywords:** Ferromagnetic materials. Magnetic losses. Minor hysteresis loops. Pulsed waveform excitation regimes.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1: Perdas magnéticas em vazio para MIT de 5 cv alimentado por fonte senoidal e por inversor de frequência. ....	24
Figura 2: Perdas magnéticas em vazio para MIT de 75 cv alimentado por fonte senoidal e inversor de frequência. ....	24
Figura 3: Relação entre laços de magnetização para diferentes frequências e perdas magnéticas. ....	30
Figura 4: Lâmina de material condutor sob efeito de correntes induzidas. ....	32
Figura 5: Forma de onda da indução trapezoidal e tensão no enrolamento secundário. ....	35
Figura 6: Topologia básica de um inversor de tensão monofásico. ....	42
Figura 7: Exemplo de geração de sinal PWM a dois níveis. ....	43
Figura 8: Exemplo de sinal PWM a três níveis com portadora triangular. ....	44
Figura 9: Geração analógica de sinal PWM a três níveis. ....	45
Figura 10: Exemplo de forma de onda de indução magnética distorcida com quatro variações extremas de indução em um período. Laço de magnetização simulado para este caso. ....	50
Figura 11: Exemplo de tensão induzida que implica na formação de laços internos. ....	51
Figura 12: Exemplo de formação de laços internos para tensão PWM a dois níveis. ....	51
Figura 13: a) Tensão de excitação PWM a três níveis e b) Laço de magnetização correspondente. ....	52
Figura 14: Transformador com núcleo toroidal. ....	53
Figura 15: Modelo elétrico equivalente do transformador de três enrolamentos. ....	55
Figura 16: Circuito elétrico equivalente do dispositivo. ....	56
Figura 17: Circuito elétrico equivalente do toróide com carga no trabalho de Sasayama. ....	59
Figura 18: Perdas magnéticas totais para excitação senoidal. ....	61
Figura 19: Perdas magnéticas para excitação PWM com diferentes frequências de chaveamento e diferentes cargas $R_L$ . ....	62
Figura 20: Tensão de alimentação e tensão na bobina-B para: a) dispositivo com carga de $10 \Omega$ conectada no enrolamento secundário, e b) dispositivo em vazio. Indução de pico 1,0 T, frequência fundamental 50 Hz e frequência da portadora 10 kHz. ....	62
Figura 21: Circuito elétrico equivalente de dispositivos magnéticos com núcleo de material ferromagnético e carga resistiva no enrolamento secundário. ....	64
Figura 22: Circuito elétrico equivalente com simplificações adotadas. ....	65

Figura 23: Constante de tempo normalizada em função de $\alpha$ .	68
Figura 24: Ilustração de corte transversal do circuito magnético de três enrolamentos.	71
Figura 25: Foto do circuito magnético com três enrolamentos.	72
Figura 26: Ilustração da medição líquida das correntes primária e secundária com sensor único.	73
Figura 27: Laço de magnetização para o toróide grande 16 lâminas, em 1,0 T @ 10 Hz, em vazio e com carga de 10 $\Omega$ no enrolamento secundário. Circuito magnético não ideal.	74
Figura 28: Campo magnético para o circuito magnético transferindo energia para uma carga. Circuito magnético não ideal.	75
Figura 29: Corrente de magnetização e corrente na carga para caso 1.	75
Figura 30: Circuito magnético em vazio e com carga em dois casos de utilização dos enrolamentos primário e secundário.	76
Figura 31: Dispositivo eletromagnético simulado com excitação no enrolamento da camada interna.	77
Figura 32: Curva de indução no núcleo em função do tempo. Enrolamentos sobrepostos.	78
Figura 33: Corrente no primário e no secundário para o circuito em vazio e com carga. Enrolamentos sobrepostos.	78
Figura 34: Corrente de magnetização para o circuito em vazio e com carga. Enrolamentos sobrepostos.	79
Figura 35: Circuito magnético simulado com enrolamento primário alternado com enrolamento secundário.	79
Figura 36: Indução no núcleo em função do tempo. Enrolamentos alternados.	80
Figura 37: Corrente de magnetização para o circuito em vazio e com carga. Enrolamentos alternados.	80
Figura 38: Laços de magnetização para o dispositivo com enrolamentos trançados em vazio e com diferentes condições de carga.	82
Figura 39: Perdas totais medidas em 50 Hz pelas duas bancadas: Brockhaus MPG 200D e GRUCAD.	83
Figura 40: Permeabilidade relativa em função da indução magnética para 50 Hz.	84
Figura 41: Curva de magnetização inicial a 50 Hz e valores de diferença relativa para $B_p$ e $H_p$ entre as duas bancadas.	84
Figura 42: Diferença relativa percentual do fator de forma da tensão $v_s(t)$ .	85
Figura 43: Laço BH para frequência de 50 Hz e indução máxima de 1,0 T.	86

Figura 44: Perdas magnéticas para a amostra de testes em 50 Hz com excitação senoidal. Separação de perdas tradicional. ....	87
Figura 45: Perdas magnéticas para a amostra de testes em 50 Hz com excitação senoidal. Separação de perdas por meio de estimação ótima de parâmetros utilizando dados experimentais em três frequências. ....	88
Figura 46: Curva de perdas totais medidos através da MPG200G para frequências entre 1 Hz e 100 Hz e valores de diferença relativa percentual entre dados experimentais e valores obtidos pelos modelos. ....	89
Figura 47: Foto do Dispositivo C com núcleo de diâmetro externo de 100 mm e diâmetro interno de 40 mm. Dispositivo com enrolamentos de 250 espiras. ....	93
Figura 48: Corrente de magnetização e tensão na bobina-B para excitação senoidal. ....	93
Figura 49: Corrente de magnetização e tensão na bobina-B para excitação PWM a três níveis. ....	94
Figura 50: Corrente de magnetização e tensão na bobina-B para excitação PWM a dois níveis. ....	94
Figura 51: Grandezas magnéticas para excitação senoidal em 1 Hz. ....	95
Figura 52: Grandezas magnéticas para excitação PWM a três níveis em 1 Hz e frequência de comutação 13 Hz. ....	95
Figura 53: Grandezas magnéticas para excitação PWM a dois níveis, frequência fundamental de 1 Hz e frequência de chaveamento de 13 Hz. ....	96
Figura 54: Laços de magnetização para diferentes tensões na bobina-B. ....	96
Figura 55: Laços de magnetização do circuito magnético excitado com tensão PWM a três níveis. Frequência de comutação de $f_c = 13$ Hz. ....	98
Figura 56: Grandezas elétricas para tensão PWM a três níveis imposta no enrolamento primário. ....	99
Figura 57: Grandezas magnéticas para tensão PWM a três níveis imposta no enrolamento primário. ....	99
Figura 58: Procedimento adotado para aquisição de sinais elétricos provenientes dos ensaios com controle da tensão na bobina-B, em vazio e com carga. ....	100
Figura 59: Perdas magnéticas para o dispositivo alimentando carga de 5 $\Omega$ . Tensão senoidal na bobina-B. ....	102
Figura 60: Perdas magnéticas para o dispositivo alimentando carga de 2,5 $\Omega$ . Tensão senoidal na bobina-B. ....	103

Figura 61: Perdas magnéticas para o dispositivo alimentando carga de 1,67 Ω. Tensão senoidal na bobina-B. ....	103
Figura 62: Laços de magnetização para 0,6 T @ 10 Hz com excitação senoidal na bobina-B. Circuito em vazio e com três cargas diferentes. ....	104
Figura 63: Laços de magnetização para 1,0 T @ 10 Hz com excitação senoidal na bobina-B. Circuito em vazio e com três cargas diferentes. ....	104
Figura 64: Laços de magnetização para 1,4 T @ 10 Hz com excitação senoidal na bobina-B. Circuito em vazio e com três cargas diferentes. ....	105
Figura 65: Perdas totais no ferro para diferentes tensões de alimentação em 10 Hz. ....	106
Figura 66: Laço de magnetização para 0,6 T @ 10 Hz. Excitação senoidal e alimentação PWM3. ....	107
Figura 67: Laço de magnetização para 1,0 T @ 10 Hz. Excitação senoidal e alimentação PWM3. ....	107
Figura 68: Procedimento adotado para aquisição de sinais elétricos provenientes dos ensaios com alimentação PWM a três níveis, em vazio e com carga. ....	108
Figura 69: Perdas totais no ferro para o circuito alimentado com tensão PWM a três níveis, carga de 5 Ω conectada no enrolamento secundário. ....	109
Figura 70: Perdas totais no ferro para o circuito alimentado com tensão PWM a três níveis, carga de 2,5 Ω conectada no enrolamento secundário. ....	109
Figura 71: Perdas totais no ferro para o circuito alimentado com tensão PWM a três níveis, carga de 1,67 Ω conectada no enrolamento secundário. ....	110
Figura 72: Curva de perdas magnéticas em vazio (legenda Vazio) e valores de diferença relativa percentual entre valores de perdas magnéticas para o dispositivo com carga em relação às perdas para o dispositivo em vazio (legenda: Carga 5 Ω, Carga 2,5 Ω e Carga 1,67 Ω). ....	111
Figura 73: Laços de magnetização para $B_p = 1,4$ T em 10 Hz, alimentação PWM a três níveis. Dispositivo em vazio (legenda Vazio) e com três valores de carga (legenda: Carga 5 Ω, Carga 2,5 Ω e Carga 1,67 Ω). ....	111
Figura 74: Detalhe no laço de magnetização da Figura 73. ....	112
Figura 75: Laços de magnetização para $B_p = 0,6$ T em 10 Hz, alimentação PWM a três níveis. Dispositivo em vazio (legenda Vazio) e com três valores de carga (legenda: Carga 5 Ω, Carga 2,5 Ω e Carga 1,67 Ω). ....	112
Figura 76: Detalhe do laço de magnetização da Figura 75. ....	113

Figura 77: Laços de magnetização para o circuito com diferentes valores de resistência do primário, dispositivo em vazio. ....	114
Figura 78: Laços de magnetização para o circuito com diferentes valores de resistência do primário, dispositivo em vazio. Detalhe do laço interno. ....	114
Figura 79: Perdas magnéticas para diferentes valores de resistência do primário, dispositivo em vazio. ....	115
Figura 80: Curvas de corrente de magnetização para três valores de $R_p$ . Ponto de operação 1,0 T @ 10 Hz. Dispositivo em vazio. ....	116
Figura 81: Curvas de tensão de alimentação para três valores de $R_p$ . Ponto de operação 1,0 T @ 10 Hz. Dispositivo em vazio. ....	116
Figura 82: Tensão induzida para três valores de $R_p$ . Ponto de operação 1,0 T @ 10 Hz. Dispositivo em vazio. ....	117
Figura 83: Indução magnética para três valores de $R_p$ . Ponto de operação 1,0 T @ 10 Hz. Dispositivo em vazio. ....	117
Figura 84: Detalhe no comportamento da indução magnética da Figura 83. ....	117
Figura 85: Perdas magnéticas totais a 10 Hz, Dispositivo B em vazio, diferentes valores de $R_p$ . ....	118
Figura 86: Diferença percentual relativa às perdas magnéticas em vazio no Dispositivo B com diferentes valores de $R_p$ . ....	119
Figura 87: Laços de magnetização para o Dispositivo B com diferentes valores de $R_p$ . ....	119
Figura 88: Perdas magnéticas totais a 10 Hz, Dispositivo A em vazio e com carga para diferentes valores de $R_p$ . ....	120
Figura 89: Indutância de magnetização para os dispositivos A e B sob excitação senoidal em 10 Hz. ....	121
Figura 90: Perdas magnéticas totais para os dispositivos A e B sob excitação senoidal a 10 Hz. ....	122
Figura 91: Diferença relativa percentual em valores de perdas magnéticas para ambos os dispositivos com excitação PWM em relação à excitação senoidal. ....	123
Figura 92: Grandezas elétricas e magnéticas para três índices de modulação. ....	124
Figura 93: forma de onda da tensão induzida e da indução magnética em um período. Caso com $m = 0,7$ , $B_p = 1,0$ T e $f = 5$ Hz. Definição das regiões de máxima variação $\Delta B_{m\acute{a}x}$ e $\Delta t_{m\acute{a}x}$ . ....	125
Figura 94: Laços de magnetização para $B_p = 1,0$ T. ....	127

Figura 95: Laços de magnetização para $B_p = 1,2$ T. ....	128
Figura 96: Disposição das lâminas no Quadro de Epstein para inserção de entreferro - a) montagem sem entreferro, b) montagem com entreferro. ....	129
Figura 97: Laços de magnetização para frequência fundamental de 10 Hz e diferentes condições do dispositivo.....	130
Figura 98: Perdas magnéticas sob regime de excitação senoidal e diferença relativa para as perdas com alimentação PWM e dispositivo com e sem entreferro. Frequência fundamental 10 Hz. ....	131
Figura 99: Comparação do aumento nas perdas magnéticas para três valores de frequência fundamental no dispositivo com entreferro. ....	131
Figura 100: Laço de magnetização do SMC Somaloy em 10 Hz. Dispositivo em vazio e com carga de $5 \Omega$ .....	133
Figura 101: Detalhe no laço de magnetização do SMC Somaloy em 10 Hz. Dispositivo em vazio e com carga de $5 \Omega$ . ....	133
Figura 102: Perdas totais para o SMC Somaloy. Ensaio em vazio e com carga de $5 \Omega$ .....	134

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Perdas magnéticas calculadas para motores de 5,5 kW e 30 kW.....	24
Tabela 2: Estado das chaves ideais do inversor e tensão sobre a carga.....	43
Tabela 3: Estado das chaves ideais do inversor e tensão sobre a carga para sinal PWM a três níveis.....	44
Tabela 4: Relação entre carga e variação de indução magnética $\Delta B$ .....	68
Tabela 5: Dados do circuito magnético utilizado para ensaios. ....	81
Tabela 6: Valores dos parâmetros de perdas obtidos por meio das duas estratégias de separação de perdas para frequência de 50 Hz.....	88
Tabela 7: Parâmetros dos dispositivos utilizados nos ensaios.....	90
Tabela 8: Perdas totais para diferentes formas de onda de tensão de excitação. Dispositivo de dois enrolamentos sem imposição de carga.....	97
Tabela 9: Perdas totais para diferentes controles de tensão PWM a três níveis. Dispositivo de dois enrolamentos sem imposição de carga.....	98
Tabela 10: Constante de tempo para o dispositivo com diferentes níveis de indução de pico. ....	124
Tabela 11: Perdas magnéticas para fundamental de 5 Hz, portadora de 35 Hz e indução máxima de 1,0 T.....	125
Tabela 12: Valores de intervalo máximo de tensão nula com diferentes índices de modulação. ....	126
Tabela 13: Resumo dos ensaios realizados e conclusões obtidas.....	135
Tabela 14: Dependência paramétrica na composição e no processo de fabricação. ....	151

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CDM	<i>Current Difference Method</i>
EFCAD	<i>Electromagnetic Fields Computer Aided Design</i>
<i>fem</i>	força eletromotriz
FF	Fator de Forma
FUND	Fundamental
GNO	Aço para fins elétricos de grão não orientado
GO	Aço para fins elétricos de grão orientado
GRG	Gradiente Reduzido Generalizado
GRUCAD	Grupo de Concepção e Análise de Dispositivos Eletromagnéticos
MIT	Motor de Indução Trifásico
PDM	<i>Power Difference Method</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i>
SEN	Senoidal
SMC	<i>Soft Magnetic Composite</i>

## LISTA DE SÍMBOLOS

$A$	Amplitude do sinal de referência	[V]
$\lambda$	Intervalo de tempo	[s]
$\mu$	Permeabilidade magnética	[H/m]
$\mu_0$	Permeabilidade magnética no espaço livre	[H/m]
$\mu_r$	Permeabilidade magnética relativa	Adimensional
$B$	Indução magnética	[T]
$B_p$	Indução magnética de pico	[T]
$C$	Constante de proporcionalidade	Adimensional
$d$	Espessura da amostra/material	[m]
$f$	Frequência fundamental de operação	[Hz]
$f_s, f_p$	Frequência de comutação, frequência da portadora	[Hz]
$G$	Constante adimensional	Adimensional
$H$	Campo magnético	[A/m]
$H_p$	Campo magnético de pico	[A/m]
$m$	Índice de modulação	Adimensional
$m_v$	Densidade volumétrica	[kg/m <sup>3</sup> ]
$N_1, N_p$	Número de espiras do enrolamento primário, de excitação	Adimensional
$N_2, N_s$	Número de espiras do enrolamento secundário, de carga	Adimensional
$P_e$	Perdas magnéticas excedentes	[W/kg]
$P_f$	Perdas magnéticas devido a correntes induzidas	[W/kg]
$P_h$	Perdas magnéticas devido à histerese	[W/kg]
$P_T$	Perdas magnéticas totais	[W/kg]
$R_1, R_p$	Resistência equivalente do enrolamento primário	[ $\Omega$ ]
$R_2, R_s$	Resistência equivalente do enrolamento secundário	[ $\Omega$ ]
$R_c, R_{fe}$	Resistência equivalente às perdas no núcleo	[ $\Omega$ ]
$S$	Seção transversal	[m <sup>2</sup> ]
$V_0$	Parâmetro relacionado à distribuição de campos locais	Adimensional
$V_{av}$	Valor médio da tensão retificada	[V]
$V_{av,fund}$	Valor médio da tensão fundamental retificada	[V]
$V_p$	Amplitude do sinal da portadora	[V]
$V_{rms}$	Valor eficaz da tensão	[V]
$V_{rms,fund}$	Valor eficaz da tensão fundamental retificada	[V]
$W_e$	Perdas energéticas excedentes	[J/kg]
$W_f$	Perdas energéticas devido à correntes induzidas	[J/kg]
$W_h$	Perdas magnéticas devido à histerese	[J/kg]
$W_T$	Perdas magnéticas totais	[J/kg]

$X_1$	Reatância de dispersão do enrolamento primário	[ $\Omega$ ]
$X_2$	Reatância de dispersão do enrolamento secundário	[ $\Omega$ ]
$X_m$	Reatância referente à magnetização do núcleo	[ $\Omega$ ]
$\alpha$	Constante de carga	Adimensional
$\mu$	Permeabilidade magnética	[H/m]
$\nu$	Relutividade magnética	[m/H]
$\rho$	Resistividade elétrica do material	[ $\Omega.m$ ]
$\sigma$	Condutividade elétrica do material	[( $\Omega.m$ ) <sup>-1</sup> ]
$\tau$	Constante de tempo	[s]

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO .....</b>	<b>22</b>
1.1	MOTIVAÇÃO E LOCALIZAÇÃO DO TEMA .....	22
1.2	OBJETIVOS GERAIS .....	26
1.3	OBJETIVOS METODOLÓGICOS E ESPECÍFICOS .....	26
1.4	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO .....	27
<b>2</b>	<b>REVISÃO BIBLIOGRÁFICA .....</b>	<b>28</b>
2.1	<b>PERDAS EM MATERIAIS FERROMAGNÉTICOS E SEUS MODELOS .....</b>	<b>28</b>
2.1.1	Perdas devido ao fenômeno da histerese .....	30
2.1.2	Perdas por histerese na presença de laços menores .....	31
2.1.3	Perdas por correntes induzidas .....	31
2.1.4	Perdas excedentes .....	33
2.1.5	Metodologia adotada para o cálculo das perdas magnéticas .....	34
2.2	<b>PERDAS MAGNÉTICAS SOB REGIME DE INDUÇÃO TRAPEZOIDAL .....</b>	<b>35</b>
2.2.1	Perdas sob indução trapezoidal segundo Brissoneau e Lebouc .....	36
2.2.2	Perdas sob indução trapezoidal segundo Fiorillo e Novikov .....	37
2.2.3	Perdas sob indução trapezoidal segundo Akyoune et al. ....	38
2.2.4	Perdas sob indução trapezoidal segundo Chen et. al .....	38
2.2.5	Perdas sob indução trapezoidal segundo Amar e Kaczmarek .....	39
2.2.6	Conclusões sobre os modelos de perdas sob indução trapezoidal .....	41
2.3	<b>CONCEITOS SOBRE MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSOS .....</b>	<b>42</b>
2.4	<b>TRABALHOS SOBRE PERDAS SOB REGIME DE EXCITAÇÃO PWM .....</b>	<b>47</b>
2.5	<b>SOBRE A FORMAÇÃO DE LAÇOS INTERNOS .....</b>	<b>50</b>
<b>3</b>	<b>MODELAGEM MATEMÁTICA DO DISPOSITIVO ELETROMAGNÉTICO</b>	
	<b>53</b>	
3.1	<b>DESENVOLVIMENTO ANALÍTICO .....</b>	<b>53</b>
3.2	<b>BALANÇO ENERGÉTICO .....</b>	<b>56</b>
3.2.1	Trabalho de Sasayama et al. ....	57
3.3	<b>ESTUDO DA CONSTANTE DE TEMPO DO CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE .....</b>	<b>64</b>
<b>4</b>	<b>DENSENVOLVIMENTOS EXPERIMENTAIS .....</b>	<b>70</b>
4.1	<b>ESTUDOS PRELIMINARES .....</b>	<b>70</b>
4.1.1	Definição do dispositivo eletromagnético de teste .....	70
4.1.2	Simulação do circuito magnético em elementos finitos .....	77

4.1.3	Resultados experimentais com o dispositivo de enrolamentos com condutores trançados .....	81
4.1.4	Comparação de resultados obtidos por duas bancadas .....	82
4.1.5	Processo de separação de perdas .....	86
<b>4.2</b>	<b>RESULTADOS OBTIDOS PARA VALIDAÇÃO .....</b>	<b>90</b>
4.2.1	Introdução.....	90
4.2.2	Planejamento dos experimentos .....	91
4.2.3	Laços de magnetização para diferentes tensões induzidas.....	92
4.2.4	Comparação entre tensão de alimentação e tensão induzida .....	97
4.2.5	Ensaio com tensão senoidal e variação da carga no enrolamento secundário.....	99
4.2.6	Ensaio com alimentação PWM a três níveis .....	105
4.2.7	Variação da resistência do enrolamento primário, dispositivo em vazio.....	113
4.2.8	Variação da resistência do enrolamento primário, dispositivo com carga.....	120
4.2.9	Variação do número de espiras do primário .....	121
4.2.10	Variação do índice de modulação.....	123
4.2.11	Variação da frequência fundamental do sinal modulante .....	127
4.2.12	Variação do entreferro do circuito magnético .....	129
<b>4.3</b>	<b>DISPOSITIVO ELETROMAGNÉTICO COM NÚCLEO DE COMPÓSITO MAGNÉTICO MOLE</b>	<b>132</b>
4.4	CONCLUSÕES SOBRE OS EXPERIMENTOS.....	135
<b>5</b>	<b>CONCLUSÃO .....</b>	<b>137</b>
<b>6</b>	<b>PERSPECTIVAS E TRABALHOS FUTUROS.....</b>	<b>139</b>
	<b>REFERÊNCIAS .....</b>	<b>141</b>
	<b>APÊNDICE A – CÁLCULO DISCRETO DA INDUÇÃO MAGNÉTICA .....</b>	<b>146</b>
	<b>APÊNDICE B – COMPÓSITOS MAGNÉTICOS MOLES (SMC).....</b>	<b>148</b>

## 1 INTRODUÇÃO

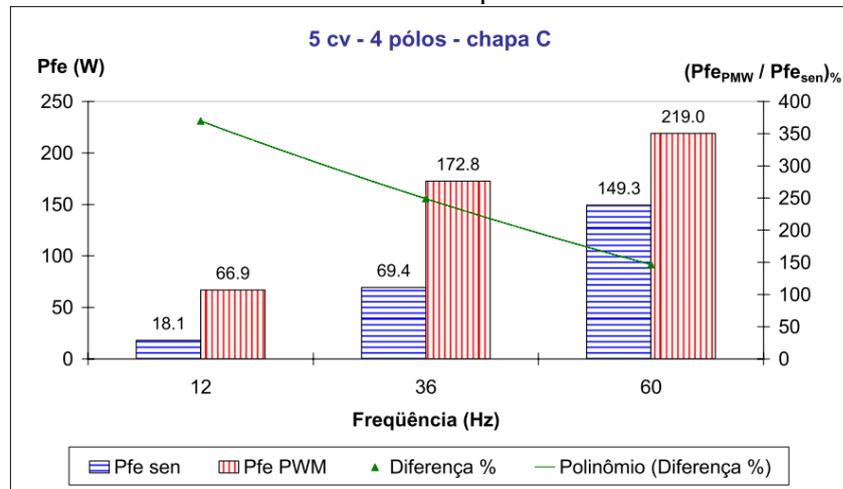
A presente tese de doutorado foi desenvolvida no GRUCAD (Grupo de Concepção e Análise de Dispositivos Eletromagnéticos do Departamento de Engenharia Elétrica e Eletrônica da Universidade Federal de Santa Catarina), grupo de pesquisa que, entre outras linhas, desenvolve ferramentas para simulação, estudo, análise e concepção de dispositivos eletromagnéticos. Tais ferramentas necessitam do conhecimento de características do comportamento magnético dos materiais empregados nos núcleos dos dispositivos, constituindo a linha de pesquisa de caracterização e de modelagem de materiais ferromagnéticos moles. Alguns dos principais trabalhos relacionadas ao estudo e à modelagem de materiais desenvolvidos no GRUCAD datam do fim dos anos noventa. Trabalhos mais recentes abordaram a caracterização de materiais ferromagnéticos sob regimes de excitação não senoidais. Recentemente no GRUCAD foram desenvolvidos trabalhos de modelagem, determinação de valores de parâmetros dos modelos e experimentação/caracterização de materiais moles (HOFFMANN, 2018; MAILHÉ, 2018; MENDES, 2017).

### 1.1 MOTIVAÇÃO E LOCALIZAÇÃO DO TEMA

Além da motivação acadêmica para desenvolvimento deste trabalho, há a questão da eficiência energética de dispositivos eletromagnéticos, o que também envolve questões econômicas de fabricação e de utilização. Por exemplo, em motores de indução alimentados por fontes senoidais, as perdas no núcleo correspondem a cerca de 15% a 25% das perdas totais (MCCOY; DOUGLASS, 1993). Sobre o estudo das perdas nos motores de indução alimentados por conversores de frequência, diversos trabalhos foram tema de pesquisa, entre eles (PIRES, 2008; ZHANG et al., 2017). Em Pires, os estudos foram realizados em dois motores de 5 cv e 75 cv, operando em vazio. As figuras 1 e 2 mostram o comportamento das perdas magnéticas em função de três valores de frequência fundamental, bem como a relação entres os valores de perdas sob alimentação senoidal e PWM (*Pulse Width Modulation*). Verifica-se que as perdas magnéticas aumentaram entre 150% e 400% quando o motor foi alimentado por um inversor de tensão em relação à alimentação senoidal. Geralmente, os estudos e as medições de perda nos materiais ferromagnéticos são realizados na condição em que não há uma transferência de energia para uma carga, como foi o estudo de PIRES, 2008. São poucos os trabalhos que

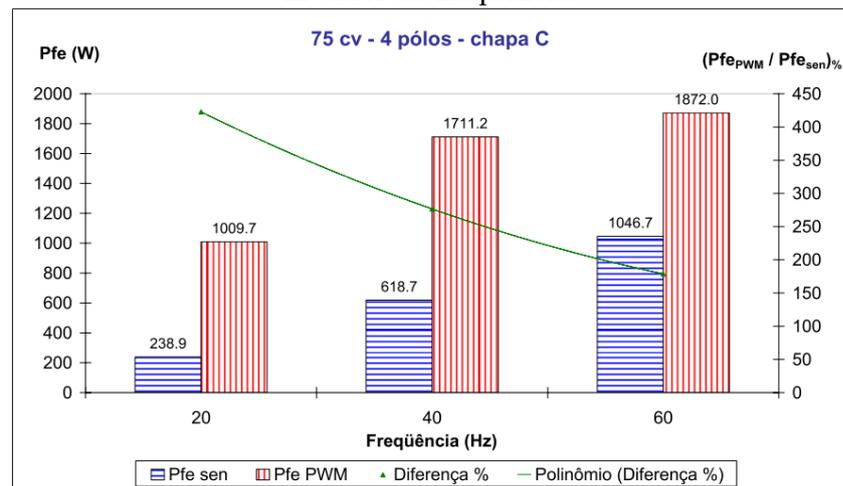
investigam a influência da carga no comportamento das perdas magnéticas sob regime PWM, onde pode-se citar (DEMS; KOMEZA, 2017; DENIS et al., 2017; SASAYAMA; MORITA; NAKANO, 2014; ZHANG et al., 2017). ZHANG et al. abordam o cálculo por elementos finitos das perdas magnéticas para dois motores (5,5 kW e 30 kW) operando em vazio e em carga, com alimentação do tipo senoidal e PWM, e comparam com valores experimentais. Empregam para o cálculo das perdas por histerese a contribuição das harmônicas da indução, o que é um procedimento empregado comumente, mas com certo grau de imprecisão (SIMÃO et al., 2005). As perdas totais calculadas para os dois motores em função das condições de alimentação e de operação são mostradas na Tabela 1 alterando a alimentação senoidal para a do tipo PWM. Sob este regime, as perdas magnéticas totais calculadas em vazio aumentaram em 37% e 19%, respectivamente para o motor de 5,5 kW e 30 kW. A referência (SASAYAMA; MORITA; NAKANO, 2014) faz um estudo em amostra toroidal avaliando o efeito nas perdas magnéticas da frequência de comutação dos interruptores de eletrônica de potência (inversor que gera os pulsos PWM) e métodos de medição. Esta referência será abordada com detalhes mais adiante. No trabalho de Dems e Komezza as perdas no núcleo de um motor de indução são avaliadas para diferentes materiais do núcleo e alimentação da rede elétrica ou PWM. São apresentados resultados experimentais medidos em três motores de indução, com resultados provindos de modelagem analítica e por elementos finitos. Concluem que as perdas no núcleo aumentam com a imposição de carga no eixo. As metodologias empregadas nas comparações não são tão claras. Denis et al. apresentam uma análise por meio de elementos finitos e de ensaios experimentais. Também concluem que há um aumento de perdas no núcleo de um motor de ímãs permanentes quando acionados com tensão PWM e carga no eixo.

Figura 1: Perdas magnéticas em vazio para MIT de 5 cv alimentado por fonte senoidal e por inversor de frequência.



Fonte: (PIRES, 2008).

Figura 2: Perdas magnéticas em vazio para MIT de 75 cv alimentado por fonte senoidal e inversor de frequência.



Fonte: (PIRES, 2008).

Tabela 1: Perdas magnéticas calculadas para motores de 5,5 kW e 30 kW.

Alimentação	Condição	Perdas magnéticas [W]	
		Motor 5,5 kW	Motor 30 kW
Senoidal	Sem carga	71,9	339,9
Senoidal	Com carga	82,1	395,5
PWM	Sem carga	98,4	405,8
PWM	Com carga	107,8	457,7

Fonte: (ZHANG et al., 2017).

Neste contexto e operando sob regime de alimentação pulsada, apesar de que comumente motores de ímãs permanentes possuem rendimento melhor do que os de indução, Ibrahim e Pillay (IBRAHIM; PILLAY, 2013) afirmam que nos motores de ímãs permanentes as perdas no núcleo em relação às perdas totais apresentam uma parcela ainda maior do que nos de indução. Este fato também apresenta a importância do estudo sob regimes pulsados de alimentação em máquinas elétricas em geral, incluindo aquelas de alto rendimento.

Uma das principais referências deste presente trabalho é a tese de Simão (SIMÃO, 2008), a qual abordou o estudo analítico e experimental do comportamento das perdas magnéticas em aços para fins elétricos com núcleo operando sob regimes de tensões não senoidais, incluindo as pulsadas. Sua principal contribuição foi a proposição de um modelo analítico para estimação das perdas magnéticas quando submetido a regimes alternantes no tempo contendo uma componente contínua, ou quando há a formação de laços menores no interior do laço de histerese principal. Outra importante contribuição foi a confirmação da conclusão de Boglietti (BOGLIETTI et al., 2003) de que a alimentação pulsada do tipo PWM a três níveis não gera laços menores com o dispositivo não processando carga quando se impõe a forma de onda de fluxo no material. Esta forma de onda PWM a três níveis será detalhada adiante. Os estudos de Simão (SIMÃO, 2008) foram para o dispositivo de teste em vazio, não processando energia de uma fonte para uma carga. O presente trabalho segue esta vertente, principalmente focando o comportamento de histerese quando o dispositivo está processando carga sob regimes PWM e não desprezando a resistência do enrolamento de excitação.

## 1.2 OBJETIVOS GERAIS

O objetivo geral desta tese é aprofundar o entendimento sobre o comportamento dos materiais ferromagnéticos submetidos a regimes de alimentação PWM para ampla faixa de operação, em vazio e processando carga. Espera-se gerar diretrizes para aprimorar procedimentos de separação, de estimação de valores e de modelagem das perdas de origem magnética, com a proposição de metodologias simples para avaliação da evolução das perdas em núcleos de dispositivos eletromagnéticos quando alimentados sob regimes pulsados ou PWM, principalmente para o dispositivo eletromagnético processando carga, em função das características do dispositivo eletromagnético e da alimentação. Concomitante, há uma linha paralela de pesquisa incluída para estudar Materiais Magnéticos Compósitos Moles (*Soft Magnetic Composites* – SMC) através de desenvolvimentos de procedimentos experimentais, a qual se encontra no apêndice desta proposição de tese.

## 1.3 OBJETIVOS METODOLÓGICOS E ESPECÍFICOS

Os objetivos metodológicos e específicos de desenvolvimento desta proposta de tese são listados a seguir:

- Realizar estudos sobre o tema levando em conta o estado da arte;
- Implementar metodologias experimentais para a investigação (adequar os dispositivos de excitação, definir e/ou confeccionar dispositivos eletromagnéticos contendo o material sob investigação, implementar estratégias e sistemas de medição das grandezas eletromagnéticas, estudar e implementar metodologias para calcular os valores de interesse (de potências, valores de parâmetros, ...) com base em formas de onda medidas experimentalmente);
- Caracterizar os materiais com procedimentos de caracterização magnética padronizados;
- Estudar e modelar os dispositivos empregados para investigação do tema;
- Obter valores de parâmetros dos modelos e das condições de ensaios para desenvolver a investigação;

- Simular e ensaiar os dispositivos eletromagnéticos em situações com excitação senoidal e na forma pulsada, em vazio e em carga;
- Analisar os resultados, desenvolver diretrizes de análise sobre o comportamento das perdas sob regimes do tipo pulsado e propor aspectos de continuidade da pesquisa.

#### 1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

O trabalho é dividido em quatro partes principais. Primeiramente apresenta-se uma revisão bibliográfica sobre o comportamento de perdas em materiais ferromagnéticos moles, tanto sob excitação senoidal quanto em regimes pulsados de tensão. Conceitos sobre a modulação por largura de pulsos e aspectos sobre a formação de laços menores de magnetização são também apresentados. Na segunda parte do trabalho é apresentada uma modelagem matemática do dispositivo eletromagnético de testes. A partir de um algoritmo também apresentado, simulações numéricas do dispositivo são realizadas. É apresentado um estudo sobre a constante de tempo predominante do dispositivo eletromagnético e sua relação com o comportamento de perdas no núcleo. A terceira parte apresenta resultados de ensaios experimentais e de simulação que permitem obter as conclusões acerca da questão da tese. Na quarta parte, conclui-se o trabalho com algumas análises de contribuições e perspectivas de continuidade para trabalhos futuros. Adicionalmente é apresentado um apêndice tratando sobre perdas magnéticas em SMCs e aspectos relevantes sobre sua caracterização magnética.

## 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

O presente capítulo apresenta um levantamento bibliográfico sobre perdas em materiais ferromagnéticos sob regimes de excitação senoidal e pulsados, conceitos sobre modulação por largura de pulso e aspectos sobre a formação de laços de magnetização internos.

### 2.1 PERDAS EM MATERIAIS FERROMAGNÉTICOS E SEUS MODELOS

Esta seção tem como objetivo apresentar uma breve revisão sobre o comportamento de materiais ferromagnéticos em relação ao processo de magnetização e, principalmente, em relação às perdas energéticas envolvidas. Complementando a descrição do comportamento magnético em relação às perdas magnéticas, um modelo de perdas já estabelecido será apresentado.

Em 1906 Weiss introduziu duas teorias, a dos domínios magnéticos e a do campo molecular. A teoria do campo molecular foi a mais estudada até 1949, quando Bozorth, Shockley e Williams publicaram um trabalho realizado com base na teoria dos domínios. Desde então, é a teoria dos domínios magnéticos que se faz central no processo de magnetização (CULLITY; GRAHAM, 2009).

Sumariamente, um material ferromagnético é dividido em zonas de magnetização homogênea chamadas de domínios magnéticos. Os domínios magnéticos são delimitados pelas paredes de domínio, também conhecidas como paredes de Bloch. Tais paredes são regiões onde a concentração de energia é maior, com possíveis magnetizações em direções diferentes para minimizar a energia frente à magnetização dos domínios circunvizinhos. No processo de magnetização do material ocorre a movimentação das paredes, que consomem certa quantidade de energia. Entretanto, há outros fenômenos que provocam perdas energéticas no material ao ter uma variação de sua magnetização. Há dois enfoques que podem ser dados em relação às perdas energéticas (BOGLIETTI; CAVAGNINO, 2007). Um dos trabalhos de pesquisa é relacionado ao desenvolvimento do material, onde se busca maneiras de representá-lo com base na composição química, no processo de fabricação, na geometria, entre outras características da área da metalurgia. A outra abordagem é para ser aplicada no projeto e simulação de máquinas elétricas. Para esta abordagem, busca-se representar o material através de modelos simplificados, pois o custo computacional é elevado.

Atualmente, a literatura (DE LA BARRIERE et al., 2017) e (YUE et al., 2018) apresenta três classes de modelos de perdas magnéticas, cada uma delas com diferentes compromissos entre precisão e complexidade computacional. A primeira é de modelos fenomenológicos, derivados da equação de Steinmetz, também conhecidos como modelos GSE (*General Steinmetz Equation*). A segunda classe é baseada em modelos de histerese, como Preisach e Jiles-Atherthon. A terceira baseia-se na teoria estatística de perdas (STL, *Statistical Theory of Losses*), apresentada por Bertotti (BERTOTTI, 1988).

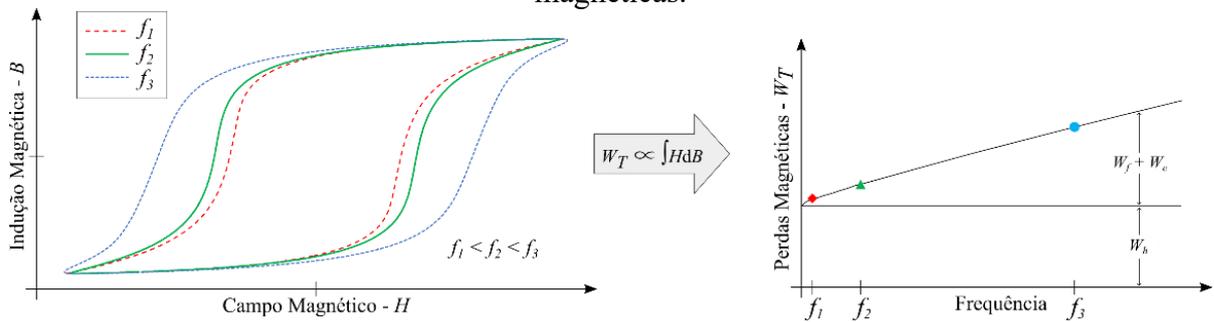
Segundo o modelo de Bertotti (BERTOTTI, 1988), as perdas totais  $W_T$  podem ser representadas a partir da soma de três parcelas distintas, relativas à contribuição de uma parcela estática, decorrente do processo de magnetização - fenômeno de histerese magnética, e de duas parcelas dinâmicas, relativas ao fenômeno de correntes induzidas e ao fenômeno das micro correntes induzidas (perdas em excesso). A Eq. (1) resume as três parcelas de contribuição da perda total  $W_T$ , onde  $W_h$  corresponde às perdas por histerese,  $W_f$  às perdas por correntes induzidas e  $W_e$  às perdas em excesso.

$$W_T = W_h + W_f + W_e \quad (1)$$

Cada uma das parcelas de perdas apresentadas no lado direito da Eq. (1) será descrita ao longo do presente capítulo.

Para compreender o significado da parcela dinâmica em função da frequência, apresenta-se o laço de magnetização na Figura 3 para três frequências, sendo  $f_1$  a menor e  $f_3$  a maior frequência, que apresenta o maior laço de magnetização. Em função do aumento da frequência, a área do laço aumenta e, por haver uma relação direta entre a área do laço e as perdas magnéticas, as perdas magnéticas totais  $W_T$  também aumentam, conforme indicado na figura para as perdas magnéticas totais. Complementarmente, as perdas por histerese, parcela  $W_H$  da Eq. (1), são verificadas isoladamente quando o material é submetido a frequências muito baixas, apresentando um laço de magnetização mais estreito, como o laço para  $f_1$  da Figura 3, e também é chamado de laço de histerese.

Figura 3: Relação entre laços de magnetização para diferentes frequências e perdas magnéticas.



Fonte: O autor (2022).

Nas próximas seções é apresentada uma revisão com modelos propostos para perdas sob excitação senoidal. Ao final serão apresentados trabalhos que tratam de modelos de perdas sob regime de excitação com indução trapezoidal.

### 2.1.1 Perdas devido ao fenômeno da histerese

As perdas devido ao fenômeno da histerese são atribuídas à característica descontínua do processo de magnetização (BERTOTTI, 1988), que é proveniente das discontinuidades elementares das paredes dos domínios magnéticos. Estas discontinuidades são fortemente influenciadas pelos parâmetros microestruturais do material, tais como inclusões não magnéticas, defeitos no interior dos cristais, pressões internas, tamanhos e ligações dos grãos, entre outros.

Um modelo das perdas devido ao fenômeno da histerese foi proposto por Steinmetz em 1892 (STEINMETZ, 1892), sendo utilizado por grande parte da comunidade científica atual, tanto por sua simplicidade quanto pela representatividade que o modelo possui em relação a dados experimentais de perdas. O modelo é representado pela Eq. (2), onde a perda por histerese  $W_h$  depende da indução de pico  $B_p$  e de duas constantes,  $k_h$  e  $\alpha_h$ , que são relacionadas as características do material e seus valores são encontrados a partir de dados experimentais de perdas magnéticas em regime quase estático.

$$W_h = k_h B_p^{\alpha_h}$$

O expoente  $\alpha_h$  pode variar entre 1,4 e 1,8 para aços de grão não orientado e depende somente do material (BATISTELA, 2001). O coeficiente  $k_h$  pode assumir qualquer valor não negativo e seu valor varia conforme o material e o sistema de unidades adotado. A medição das perdas magnéticas em baixa frequência é necessária para que não haja a influência de correntes induzidas e de efeitos anômalos.

O modelo de Steinmetz, representado pela Eq. (2) tem variações e é objeto de estudos para aplicação em diferentes formas de onda. Exemplos são o MSE (do inglês *Modified Steinmetz Equation*) e o GSE (do inglês *Generalized Steinmetz Equation*) (CHEN et al., 2015; SAMUEL et al., 2017; YUE et al., 2018). O MSE é adequado para representar perdas sob formas de onda de excitação com pouco conteúdo harmônico, enquanto o GSE representa melhor as perdas por histerese em casos com excitação com maior conteúdo harmônico, mas não tem boa precisão para todos os níveis de indução (SULLIVAN; HARRIS; HERBERT, 2010).

### 2.1.2 Perdas por histerese na presença de laços menores

O modelo de Steinmetz foi desenvolvido através da análise de circuitos magnéticos excitados sob a forma de onda senoidal da indução magnética. Porém, conforme apresentado por (BARBISIO; FIORILLO; RAGUSA, 2004), com exceção dos casos onde há laços de magnetização internos ao laço principal, é válido para qualquer forma de onda, dependendo somente da indução máxima de excitação  $B_p$ . Segundo Simão (SIMÃO, 2008), a presença de laços internos é uma característica de regimes de excitação PWM a dois níveis ou quando uma forma de onda distorcida da força eletromotriz possua instantaneamente valores com polaridade oposta à sua fundamental. Este conceito para formação de laços internos será retomado no presente trabalho, pois se observou que quando um circuito eletromagnético é alimentado por uma fonte de tensão PWM a três níveis houve a formação de laços menores.

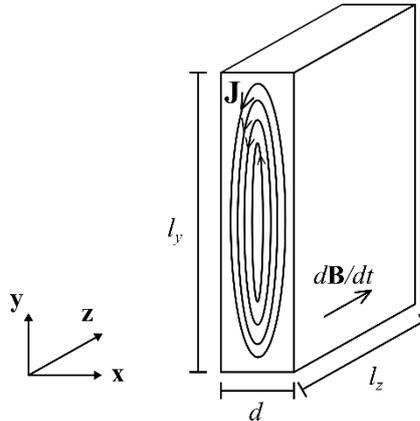
Em casos específicos da alimentação em que o material do núcleo é submetido a regimes de operação que apresentem laços menores de magnetização, as perdas por histerese são subestimadas quando calculadas a partir da Eq. (2) (SIMÃO et al., 2005). Isto faz com que modelos mais elaborados sejam buscados. Modelos que representam a histerese são apresentados na literatura, entre eles encontram-se os modelos de Jiles-Atherton (KOLTERMANN et al., 2000), de Preisach (BENABOU; CLÉNET; PIRIOU, 2003), Energético (IBRAHIM; PILLAY, 2014) e modelo G (BASTOS et al., 2018).

### 2.1.3 Perdas por correntes induzidas

O fenômeno das correntes induzidas em materiais também contribui no aumento das perdas magnéticas. A parcela de perdas por correntes induzidas, também conhecida como perdas por correntes de *Foucault*, depende da taxa de variação da magnetização, isto é, das frequências presentes na forma de onda da excitação do material.

Nesta seção será apresentado o desenvolvimento analítico de uma expressão que descreve as perdas por correntes induzidas em uma lâmina de material ferromagnético submetido a uma variação temporal de indução  $d\mathbf{B}/dt$  (BASTOS, 2008). Inicia-se apresentando uma lâmina de espessura  $d$ , idealmente infinita no plano YZ, ilustrada na Figura 4.

Figura 4: Lâmina de material condutor sob efeito de correntes induzidas.



Fonte: o autor (2018).

Supondo que todo o fluxo esteja contido na lâmina, utiliza-se a equação de Maxwell (3) para descrever o fenômeno da corrente induzida. Por convenção, as variáveis destacadas em negrito representam grandezas vetoriais.

$$\text{rot } \mathbf{E} = - \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (3)$$

A Eq. (3) representa a criação de um campo elétrico  $\mathbf{E}$  no interior da lâmina, rotacional à variação temporal da indução magnética  $\partial \mathbf{B} / \partial t$ . O campo elétrico em um material condutor está associado a uma densidade de corrente  $\mathbf{J}$ , dada pela relação constitutiva  $\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E}$ , onde  $\sigma$  é a condutividade elétrica do material.

Para uma espessura  $d$  muito menor que as outras dimensões da lâmina (ou seja, que  $d$  é muito menor que  $l_y$  e  $l_z$ , vide Figura 4), considera-se que o campo elétrico possui somente componente na direção  $\mathbf{Y}$  e que a variação da indução magnética se desenvolve somente na direção  $\mathbf{Z}$ . Aplicando o operador rotacional expresso na Eq. (3) e considerando que não há campo elétrico no centro da lâmina, chega-se à Eq. (4), que expressa o campo elétrico na direção  $\mathbf{X}$  em função da derivada temporal da indução magnética.

$$E(x) = - \frac{\partial B}{\partial t} x \quad (4)$$

A perda energética no ferro  $P_{fe}$  pode ser obtida através da Eq. (5), onde  $dv$  é uma parcela do volume  $V$  do material.

$$P_{fe} = \iiint_V \sigma E^2 dv \quad (5)$$

Resolvendo a integral da Equação (5) e considerando que o material possua densidade  $m_v$ , a perda devido às correntes induzidas pode ser calculada através da Eq. (6), em W/kg.

$$P_{fe} = \frac{\sigma d^2}{12m_v T} \int_0^T \left( \frac{\partial B}{\partial t} \right)^2 dt \quad (6)$$

A expressão da Eq. (6) é válida para qualquer forma de onda da indução magnética, desde que as características do material e a frequência de operação não façam com que o efeito pelicular não seja pronunciado. Considerando uma indução senoidal, com expressão  $B(t) = B_p \cos(2\pi ft)$  [T], obtém-se a Eq. (7), que é conhecida como o modelo clássico para perdas devido às correntes induzidas.

$$P_{fe} = \frac{\sigma (d\pi B_p f)^2}{6m_v} \quad (7)$$

Os termos constantes, ou considerados constantes, são agrupados em uma constante  $k_f$ , de maneira que a Eq. (7) pode ser representada conforme a Eq. (8), em J/kg.

$$W_{fe} = k_f B^2 f \quad (8)$$

#### 2.1.4 Perdas excedentes

As perdas excedentes, inicialmente chamadas de perdas anômalas, são atribuídas atualmente ao fenômeno das correntes induzidas originadas pelo deslocamento de paredes de domínio decorrentes do processo de magnetização do material. Os trabalhos de Bertotti (BERTOTTI, 1983, 1988) foram os primeiros a trazer uma análise estatística para a formulação física das perdas excedentes. Como um dos resultados de seu trabalho, tais perdas passaram a ser chamadas de perdas por excesso, como referência ao excesso de correntes induzidas (correntes induzidas além daquelas de Foucault) devido ao processo de magnetização.

Para o caso de uma indução com forma de onda senoidal, as perdas por excesso  $W_e$ , em J/kg, podem ser calculadas pela Eq. (9) (AMAR; KACZMAREK, 1995; BATISTELA, 2001), onde  $m_v$  é a massa específica do material,  $\sigma$  é a condutividade elétrica do material,  $G$  é uma constante adimensional,  $V_0$  é um parâmetro relacionado à distribuição de campos locais e  $S$  a seção transversal do núcleo. Ao empregar uma constante  $k_e$  associada aos valores constantes da Eq. (9), tem-se a Eq. (10).

$$W_e = \frac{8,7636}{m_v} \sqrt{\sigma G V_0 S} (B_m^{1,5} \sqrt{f}) \quad (9)$$

$$W_e = k_e B_m^{1,5} \sqrt{f} \quad (10)$$

### 2.1.5 Metodologia adotada para o cálculo das perdas magnéticas

As perdas magnéticas totais  $P_T$  são calculadas através da Eq. (11), utilizando valores instantâneos da tensão na bobina-B (bobina sensora do fluxo magnético no material)  $v_b(t)$ , com número de espiras  $N_s$ , e da corrente no enrolamento de excitação primário  $i_p(t)$ , com número de espiras  $N_p$ . De maneira equivalente, as perdas totais podem ser calculadas por meio da integral do campo magnético  $H$  e da variação da indução magnética  $dB$  em um período, conforme mostra a Eq. (12), a qual representa a área interna do laço de magnetização (ou laço BH, curva que relaciona a indução magnética  $B(t)$  com o campo magnético  $H(t)$  para um material em determinada condição de excitação). Este procedimento de determinação dos valores de perdas magnéticas é o clássico. Nesta proposta de tese, serão ainda apresentadas duas metodologias de cálculo de perdas baseada no circuito elétrico equivalente para quando o circuito magnético transfere energia para uma carga. As duas metodologias para cálculo de perdas totais serão avaliadas.

$$P_T = \frac{1}{m} \frac{N_p}{N_s} \frac{1}{T} \int_T i_p(t) v_b(t) dt \quad (11)$$

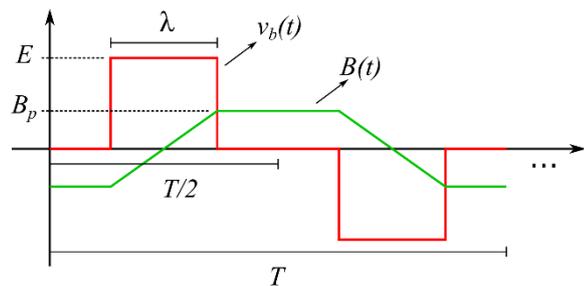
$$P_T = \frac{1}{m_v} \frac{1}{T} \int_B H dB \quad (12)$$

## 2.2 PERDAS MAGNÉTICAS SOB REGIME DE INDUÇÃO TRAPEZOIDAL

A presente seção tem como objetivo apresentar uma revisão acerca de modelos que representam as perdas em materiais ferromagnéticos moles quando o núcleo do dispositivo está sob excitação com indução magnética na forma trapezoidal (forma de onda da força eletromotriz retangular - um pulso por semiciclo). A intenção deste tipo de análise é apresentar uma abordagem inicial mais simples para avaliação do comportamento das perdas magnéticas com formas de onda pulsada de tensão.

Para obtenção da indução trapezoidal em um circuito magnético típico de ensaios, necessita-se de uma tensão retangular a três níveis no enrolamento secundário (sensor de fluxo). O circuito magnético é excitado de maneira que a tensão no enrolamento secundário possua a forma de onda conforme a curva da tensão induzida (na cor vermelha) ilustrada na Figura 5.

Figura 5: Forma de onda da indução trapezoidal e tensão no enrolamento secundário.



Fonte: o autor (2018).

A indução magnética  $B(t)$  no núcleo de um circuito magnético é relacionada com a tensão  $v_b(t)$  no enrolamento sensor de indução conforme a Eq. (13).

$$v_b(t) = -NS \frac{dB(t)}{dt} \quad (13)$$

Esta relação, obtida através da aplicação da lei de Faraday no circuito magnético, mostra a relação entre a derivada da indução magnética e a força eletromotriz. Para o caso de uma indução trapezoidal com o período  $T$ , necessita-se de uma tensão de forma retangular, onde o intervalo de tempo  $\lambda$ , em que a tensão permanece em um nível  $+E$  V ou  $-E$  V (vide Figura 5), corresponde ao tempo de subida ou de descida da indução magnética até o nível máximo de

indução  $B_p$ , conforme ilustrado na Figura 5. Note que a perda ocorrerá somente nos intervalos onde  $dB/dt$  não é nula. Quando a tensão tem o valor nulo, a indução permanece constante.

Partindo da Eq. (13) e analisando a Figura 5, pode-se afirmar que o módulo da variação de indução no tempo  $|dB(t)/dt|$  é proporcional ao intervalo de tempo  $\lambda$  em que a tensão permanece num valor diferente de 0 V. Esta relação é apresentada na Eq. (14). Como a perda dinâmica no material é função de  $dB/dt$ , quanto maior for  $B_p$  ou menor o intervalo de tempo  $\lambda$ , maior será a perda.

$$\left| \frac{dB(t)}{dt} \right| = \frac{2B_p}{\lambda} \quad (14)$$

O produto da amplitude e da duração do pulso de tensão é a primeira aproximação da análise de uma alimentação pulsada. Diferentes informações relativas ao sinal PWM são utilizadas a fim de se obter o valor da indução magnética em diferentes momentos do período do sinal. Com base na forma de onda da tensão induzida apresentada na Figura 5, pode-se calcular o valor de  $B_p$  a partir de  $\lambda$  e da amplitude da tensão induzida  $E$ , conforme Eq. (15).

$$B_p = \frac{I}{2NS} E \lambda \quad (15)$$

### 2.2.1 Perdas sob indução trapezoidal segundo Brissoneau e Lebouc

Brissoneau e Lebouc (BRISSONNEAU; LEBOUc, 1984) estudaram este regime de excitação do material. A expressão proposta por Brissoneau e Lebouc para perdas totais, em  $J/m^3$ , considera um laço B-H com formato retangular e é apresentada na Eq. (16), onde  $H_{crit}$  é o valor do campo coercitivo,  $\alpha'$  pode ser visto como uma constante relativa às paredes de domínio e  $\gamma$  corresponde à taxa de variação da indução, calculada conforme a Eq. (17).

$$W = 4B_p \left( \frac{\gamma}{\alpha'} + H_{crit} \right) \quad (16)$$

$$\gamma = \frac{2B_p}{\lambda} \quad (17)$$

Em (BRISSONNEAU; LEBOUc, 1984), as frequências utilizadas para caracterização variaram entre 400 e 800 Hz, com diferentes intervalos de tempo  $\lambda$ . Neste trabalho, os

resultados experimentais confirmam que as perdas magnéticas são inversamente proporcionais ao intervalo de tempo  $\lambda$  e diretamente proporcionais à indução de pico  $B_p$ . Por exemplo, para a frequência de 600 Hz, com um intervalo de tempo de 600  $\mu$ s (que corresponde à 72% de meio período), os valores de perdas foram similares àqueles obtidos com excitação senoidal. Para um  $\lambda$  de 80  $\mu$ s (10% de meio período), as perdas chegaram a ser três vezes maiores que no caso de excitação senoidal. Sob o aspecto da forma de excitação, a referência (BRISSONNEAU; LEBOUIC, 1984) concluiu que as perdas por ciclo dependem apenas do valor de pico da indução  $B_p$  e do intervalo de tempo  $\lambda$ .

### 2.2.2 Perdas sob indução trapezoidal segundo Fiorillo e Novikov

No início da década de 1990, Fiorillo e Noikov (FIORILLO; NOVIKOV, 1990) mediram perdas magnéticas sob forma de onda de indução trapezoidal. Para excitação do circuito magnético, apresentaram um sistema que emprega amplificadores operacionais e um amplificador de potência combinados com um gerador de sinais. Resultados foram apresentados para os casos senoidal, trapezoidal e formas de onda distorcidas, investigados em aços do tipo GO, GNO e amorfos. A partir de um modelo geral, que utiliza a derivada da indução magnética e a abordagem clássica para o cálculo das perdas por correntes induzidas, os autores derivam a equação para a forma de onda de indução trapezoidal, apresentada na Eq. (18). As variáveis  $P_h(f_0)$ ,  $P_c^{(s)}(f_0)$  e  $P_e^{(s)}(f_0)$ , correspondem, respectivamente, aos valores de perdas estáticas, de perdas por correntes induzidas e de perdas excedentes, obtidos em ensaios com excitação senoidal e frequência de excitação  $f_0$ .

$$P_{tra}(\lambda_1, \lambda_2, f_0) = \left(\frac{f_m}{f_0}\right) \left[ P_h(f_0) + \left(\frac{2}{\pi^2 f_0}\right) P_c^{(s)}(f_0) \left(\frac{1}{\lambda_1} + \frac{1}{\lambda_2}\right) + \sqrt{\frac{0,35}{\pi f_0}} P_e^{(s)}(f_0) \left(\frac{1}{\sqrt{\lambda_1}} + \frac{1}{\sqrt{\lambda_2}}\right) \right] \quad (18)$$

No caso em que o tempo de subida  $\lambda_1$  é igual ao tempo de descida  $\lambda_2$ , pode-se simplificar a Eq. (18) para a condição  $\lambda = \lambda_1 = \lambda_2$ , chegando-se à Eq. (19).

$$P_{tra}(\lambda, f_0) = \left(\frac{f_m}{f_0}\right) \left[ P_h(f_0) + \left(\frac{4}{\pi^2 f_0 \lambda}\right) P_c^{(s)}(f_0) + \sqrt{\frac{1,4}{\pi f_0 \lambda}} P_e^{(s)}(f_0) \right] \quad (19)$$

Fiorillo e Novikov realizaram ensaios para medição de perdas entre 40 Hz e 60 kHz, apresentando boa aproximação entre os valores obtidos com ensaios e os calculados pelo

modelo. Afirmam que para frequências muito baixas e  $\lambda$  muito grande, a variação da indução magnética tende a ser muito pequena e as perdas por histerese são predominantes. Eles também verificaram que a componente de perdas por excesso varia em função de  $\sqrt{f}$ .

### 2.2.3 Perdas sob indução trapezoidal segundo Akyoune et al.

O trabalho apresentado por Akyoune et al (AKYOUNE et al., 1996) é justificado pela existência de fluxo trapezoidal em motores CC clássicos e sem escovas, bem como motores de passo. Realizaram ensaios variando a frequência de excitação, entre 50 Hz e 2 kHz, para amostras de dois tipos de ligas, ferro-silício e ferro-cobalto. A taxa de variação da indução magnética também foi explorada, variando entre 4 e 19 T/ms. Dentre as conclusões de Akyoune et al., afirmam que o modelo proposto por Fiorillo e Novikov não gerou bons resultados nos ensaios por eles desenvolvidos.

### 2.2.4 Perdas sob indução trapezoidal segundo Chen et. al

O trabalho mais recente sobre perdas sob indução trapezoidal foi apresentado por Chen et al (CHEN et al., 2017) em 2017. Justificam que estimar precisamente as perdas no núcleo sob indução trapezoidal e analisar sua variação com o ciclo de trabalho  $D$  são essenciais para o projeto de transformadores de alta frequência utilizados em conversores CC-CC. O principal objetivo deste trabalho foi simplificar o modelo para predição de perdas em lâminas de ferro-silício submetidas à indução trapezoidal em altas frequências. O modelo apresentado foi validado para frequências até 10 kHz, induções máximas entre 0,1 T e 1,0 T, para diversos intervalos de tempo  $\lambda$ .

As perdas por correntes induzidas e as perdas excedentes foram calculadas com base no modelo para perdas totais  $W_T$ , expresso na Eq. (20), onde  $W_h$  corresponde às perdas por histerese,  $k_c$  e  $k_e$  correspondem aos coeficientes de perdas por correntes induzidas e perdas por excesso, respectivamente, e  $D$  é o ciclo de trabalho (Eq. (22)). A Eq. (20) pode ser reduzida, para uma mesma frequência  $f$  e indução de pico  $B_p$ , à Eq. (21) em função das perdas obtidas sob forma de onda de fluxo senoidal  $W_c^s(f)$  e  $W_{exc}^s(f)$ .

$$W_T = W_h + \frac{8}{\pi^2 D} k_c B_p^2 f + \frac{0,913}{\sqrt{D}} k_e B_p^{3/2} \sqrt{f} \quad (20)$$

$$W_T = W_h + \frac{8}{\pi^2 D} W_c^s(f) + \frac{0,913}{\sqrt{D}} W_{exc}^s(f) \quad (21)$$

O intervalo de tempo  $\lambda$  é relacionado ao ciclo de trabalho  $D$ , também chamado de razão cíclica, expresso na Eq. (22).

$$D = \frac{2\lambda}{T} \quad (22)$$

Os ensaios foram realizados para frequências entre 50 Hz e 500 Hz. Porém, os autores afirmam que os coeficientes obtidos através destes ensaios são válidos para frequências até 10 kHz, não fundamentando tal consideração. A validade deste modelo em frequências elevadas não é evidente, uma vez que até mesmo o efeito pelicular causaria efeitos não considerados no modelo da Eq. (21).

### 2.2.5 Perdas sob indução trapezoidal segundo Amar e Kaczmarek

O trabalho desenvolvido por Amar e Kaczmarek (AMAR; KACZMAREK, 1995) apresenta um modelo de perdas, dado pela Eq. (23)(28), para regime de tensão retangular pulsado, separando as perdas em três parcelas e baseado no modelo proposto por Bertotti (BERTOTTI, 1988). Nesta seção será apresentado o desenvolvimento analítico do modelo proposto por Amar (BATISTELA, 2001; SIMÃO, 2008).

A Eq. (23) representa o modelo de perdas para um aço elétrico de espessura  $d$ , densidade  $m_v$ , seção transversal  $S$ , onde  $G$  é um coeficiente adimensional e  $V_0$  é um parâmetro que caracteriza a distribuição estatística do campo magnético coercitivo local em um objeto magnético, introduzido por Bertotti (BERTOTTI, 1988).

$$W_T = W_h + \frac{\sigma d^2}{12m_v} \int_T \frac{dB(t)^2}{dt} dt + \frac{\sqrt{\sigma G S V_0}}{m_v} \int_T \left| \frac{dB(t)}{dt} \right|^{1,5} dt \quad (23)$$

Considerando um regime de indução senoidal, com a indução  $B(t)$  variando senoidalmente com frequência  $f_0$  e indução máxima  $B_p$ , a Eq. (23) pode ser reduzida à Eq. (24), que expressa as perdas totais para indução senoidal  $W_H^S$ , em J/kg.

$$W_H^S = W_H^S + \frac{\pi^2 \sigma d^2 B_p^2}{6m_v} f_0 + \frac{8,8 \sqrt{\sigma G S V_0} B_p^{1,5}}{m_v} \sqrt{f_0} \quad (24)$$

O segundo termo do lado direito da Eq. (24) é conhecido como perdas clássicas ou perdas por correntes de Foucault  $W_F^S$  para indução senoidal. O terceiro termo do lado direito da

Eq. (24) é chamado de perdas excedentes para indução senoidal  $W_E^S$ . Posteriormente estes termos serão utilizados na relação com as perdas sob indução trapezoidal.

Só há perda magnética quando há variação de indução magnética. Assim, analisa-se a Figura 5 para escrever uma expressão para a indução magnética  $B^{TP}(t)$  nos momentos em que há variação de indução, ou seja,  $dB(t)/dt \neq 0$ . Tal expressão é apresentada na Eq. (25).

$$B^{TP}(t) = \frac{2B_p}{\lambda}t - \frac{B_p T}{2\lambda} \quad (25)$$

Ao substituir a Eq. (25) na Eq. (23), chega-se à expressão para as perdas totais para indução trapezoidal  $W_T^{TP}$ , em J/kg, Eq. (26).

$$W_T^{TP} = W_H^{TP} + \frac{2\sigma d^2 B_p^2}{3m_v \lambda} + 4 \sqrt{\frac{2\sqrt{\sigma G S V_0}}{\lambda}} \frac{B_p^{1.5}}{m_v} \quad (26)$$

Para simplificar a expressão do modelo, relaciona-se a Eq. (26) com o modelo para perdas sob indução senoidal, Eq. (23). A ideia consiste em relacionar a tensão senoidal com a tensão retangular através do fator de forma, que é a razão entre o valor eficaz e o valor médio de meio período do sinal. O fator de forma para um sinal senoidal vale  $\pi/2\sqrt{2}$  e para um sinal retangular conforme o apresentado na Figura 5 vale  $1/\sqrt{2\tau f}$ . A razão entre ambos os fatores de forma é chamada de coeficiente de fator de forma  $F_C$  e é expressa na Eq. (27).

$$F_C = \frac{2\sqrt{2}}{\pi\sqrt{2\lambda f}} \quad (27)$$

Combinando as equações (23) e (26) e utilizando o coeficiente de fator de forma  $F_C$ , chega-se à Eq. (28), que possibilita calcular as perdas sob regime de indução trapezoidal  $W_T^{TP}$  com base em resultados de perdas magnéticas sob regime de indução senoidal.

$$W_T^{TP} = W_H^{TP} + F_C^2 W_F^S \frac{f}{f_0} + F_C W_E^S \sqrt{\frac{f}{f_0}} \quad (28)$$

O modelo proposto por Amar e Kaczmarek pode ser escrito também para as perdas no núcleo quando o dispositivo eletromagnético é alimentado por uma fonte com tensão na forma de onda PWM a três níveis. Neste caso, o coeficiente de fator de forma  $F_C$  é calculado conforme a Eq. (29), onde  $n$  é o número de pulsos em meio período e  $\lambda_i$  é a largura, em segundos, do  $i$ -ésimo pulso.

$$F_C = \frac{2}{\pi \sqrt{f \sum_l^n \lambda_i}} \quad (29)$$

Posteriormente, na Seção 0, outros modelos de perdas no núcleo para o dispositivo sob excitação PWM serão apresentados.

### 2.2.6 Conclusões sobre os modelos de perdas sob indução trapezoidal

Analisando os modelos apresentados e as abordagens tomadas por diversos pesquisadores, nota-se a tendência em avaliar as perdas sob indução trapezoidal com referência às perdas medidas sob indução senoidal. Esta abordagem é interessante do ponto de vista da aplicação de tais modelos no ambiente de projeto de máquinas elétricas e dispositivos magnéticos em eletrônica de potência. Pois, apenas conhecendo as características da forma de onda da indução trapezoidal (intervalo de tempo  $\lambda$  e indução máxima), pode-se aplicar fatores de correção em cada uma das parcelas de perdas dinâmicas conhecidas (clássicas e excedentes). Em relação às perdas por histerese, é verificado que na ausência de laços internos ao principal, tais perdas dependem do valor máximo de indução e não de sua forma de onda.

Cabe comentar sobre o trabalho recente de Yue (YUE et al., 2018), que utiliza um modelo baseado na equação de Steinmetz, chamado IGSE (do inglês *Improved Generalized Steinmetz Equation*). Segundo o autor, o IGSE é considerado o melhor método em relação à precisão e aspectos práticos. Os resultados de Yue foram obtidos para altas frequências (10 kHz) e suas conclusões seguem no sentido de que as perdas aumentam para valores decrescentes do ciclo de trabalho  $D$ , sendo a mesma conclusão de outras investigações apresentadas.

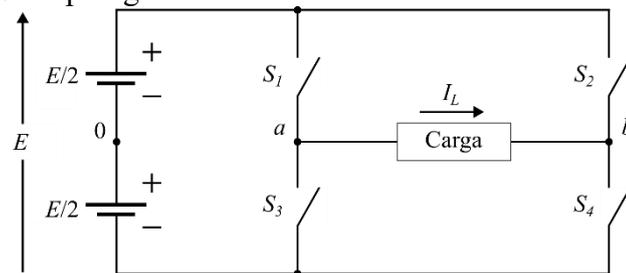
### 2.3 CONCEITOS SOBRE MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSOS

A modulação por largura de pulso – PWM, do inglês *Pulse Width Modulation*, é uma técnica aplicada em diversas áreas da engenharia elétrica e largamente empregada em conversores estáticos para possibilitar a comutação dos interruptores estáticos e fornecer diferentes níveis de energia para máquinas elétricas em diversas velocidades de rotação.

Um conversor estático de potência para acionamento de motores é um dispositivo que geralmente contempla uma entrada de alimentação, um retificador de tensão alternada para tensão contínua, um inversor de tensão e um filtro de saída, nem sempre empregado ou limitado em sua banda de filtragem. O inversor de tensão é o elemento principal do conversor e tem como finalidade permitir a conversão de tensão contínua para tensão alternada (JR.; SILVA, 2014). Uma topologia de inversor monofásico é apresentada na Figura 6, onde  $E$  representa o nível de tensão de uma fonte de alimentação em corrente contínua, as quatro chaves  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$  representam chaves de potência ideais,  $I_L$  representa a corrente circulando em uma carga e  $V_{ab}$  a tensão entre os pontos  $a$  e  $b$  sobre a carga.

A partir de um circuito inversor de tensão monofásico, como o da Figura 6, pode-se descrever a geração de um sinal PWM utilizado em conversores estáticos para acionamento de máquinas elétricas. Neste inversor apresentado, diz-se que existem duas pernas, cada uma formada pelos conjuntos de chaves  $S_1$ - $S_3$  (perna esquerda) e  $S_2$ - $S_4$  (perna direita). As chaves de cada perna são comutadas de maneira oposta, ou seja, enquanto uma chave ( $S_1$  ou  $S_2$ ) está aberta a outra está fechada ( $S_3$  ou  $S_4$ ) e vice-versa.

Figura 6: Topologia básica de um inversor de tensão monofásico.



Fonte: adaptado de (BOSE, 2006).

Um sinal do tipo PWM é formado, clássica e basicamente, a partir de dois sinais: o sinal modulante e o sinal portador. O sinal modulante é habitualmente chamado de referência e o sinal portador de portadora. Conforme ilustrado na Figura 7, um típico sinal PWM  $w(t)$  é gerado a partir da comparação entre os sinais modulante e portadora. Quando o valor

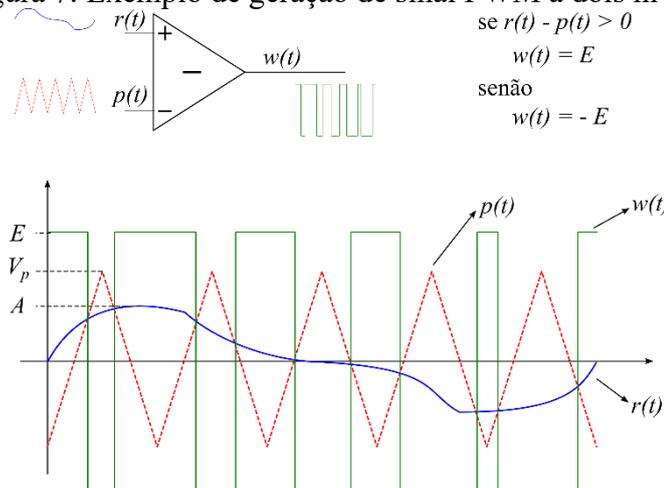
instantâneo do sinal de referência  $r(t)$  é maior que o valor instantâneo do sinal da portadora  $p(t)$ , o sinal PWM  $w(t)$  possui a amplitude  $+E$  V, caso contrário (a tensão  $r(t)$  seja menor que  $p(t)$ ), a amplitude do sinal PWM  $w(t)$  é  $-E$  V. Para que a tensão na carga da Figura 6 seja  $+E$  V ou  $-E$  V, as chaves do inversor precisam ser comutadas de maneira coordenada conforme indicado na Tabela 2.

Conforme pode ser observado tanto na Tabela 2 quanto na Figura 7, a tensão sobre a carga neste tipo de sinal possui apenas dois níveis de tensão, o que corresponde a um sinal PWM do tipo a dois níveis, pois apresenta somente dois níveis de tensão  $-E$  V e  $+E$  V. Este tipo de sinal também é chamado de bipolar.

Tabela 2: Estado das chaves ideais do inversor e tensão sobre a carga.

Tensão na Carga $V_{ab}$	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$
$+E$ V	fechada	aberta	aberta	fechada
$-E$ V	aberta	fechada	fechada	aberta

Figura 7: Exemplo de geração de sinal PWM a dois níveis.

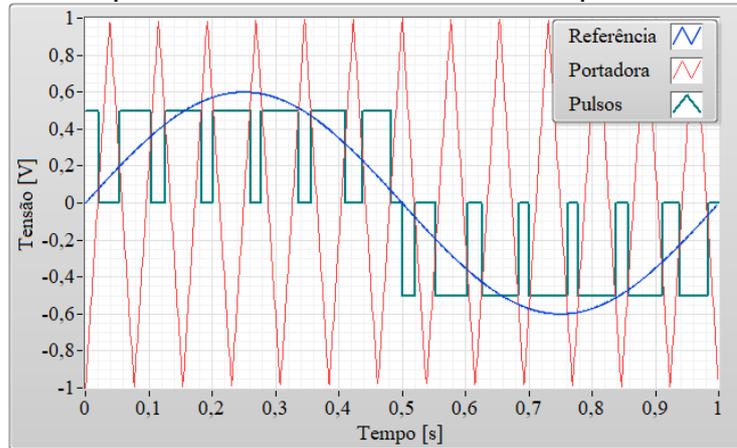


Fonte: o autor (2018).

Existem diversos outros tipos de forma de onda PWM. Dentre eles, um dos mais aplicados e objeto da presente tese, é a forma de onda PWM a três níveis, na qual o sinal pode ser gerado a partir de duas comparações: uma do sinal de referência com o sinal da portadora e outra do sinal de referência defasado em  $180^\circ$  com o sinal da portadora. Define-se o sinal de saída de acordo com a polaridade da diferença dos sinais  $r(t)$  (referência) e  $r'(t)$  (referência defasada) com a portadora  $p(t)$ . O sinal PWM a três níveis também é conhecido como sinal

unipolar e alguns trabalhos utilizam o termo SPWM para tratar especificamente de sinais PWM com referência senoidal. Exemplos de formas de onda PWM a três níveis são apresentados na Figura 8. A Tabela 3 apresenta o estado das chaves para formação de um sinal PWM a três níveis.

Figura 8: Exemplo de sinal PWM a três níveis com portadora triangular.



Fonte: o autor (2018).

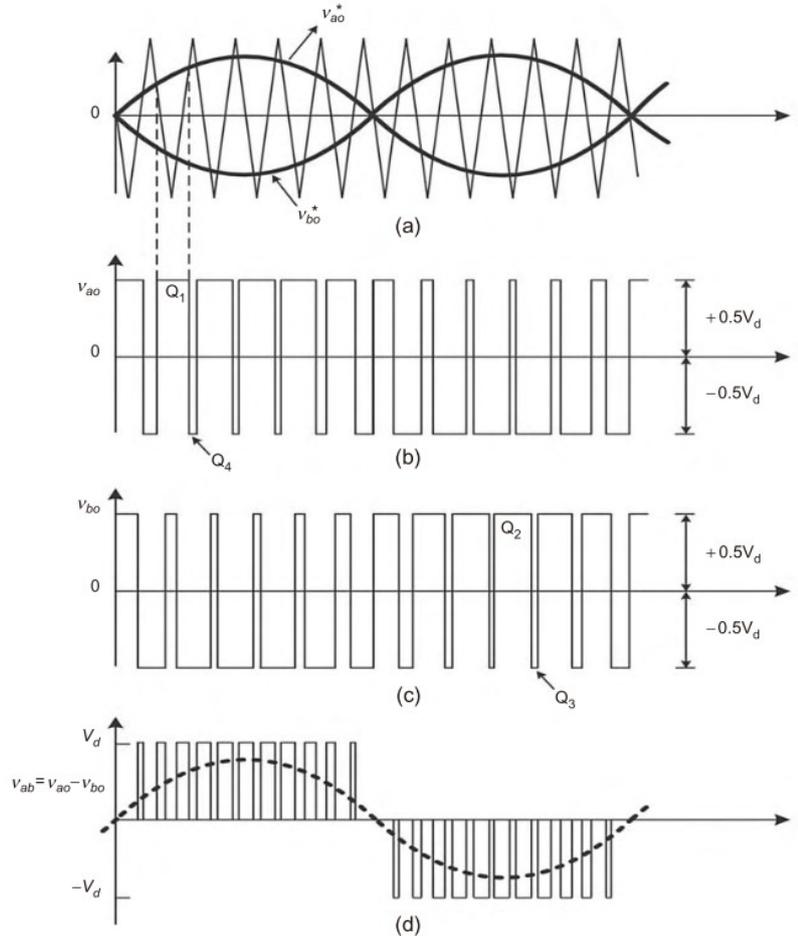
Tabela 3: Estado das chaves ideais do inversor e tensão sobre a carga para sinal PWM a três níveis.

Tensão na Carga $V_{ab}$	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	Condição
$+ E V$	fechada	aberta	aberta	fechada	$s > 0$ e $S > p$
$0 (r(t) > 0)$	fechada	fechada	aberta	aberta	$S > 0$ e $s < p$ ou $S < 0$ e $S > p$
$0 (r(t) < 0)$	aberta	aberta	fechada	fechada	
$- E V$	aberta	fechada	fechada	aberta	$S < 0$ e $S > p$

Uma descrição padrão da maneira de gerar um sinal PWM a três níveis consiste em considerar as duas pernas do inversor da Figura 6 comutadas separadamente de acordo com o resultado da comparação entre o sinal modulante e a portadora. O sinal de modulação  $r(t)$  é comparado com o sinal da portadora, triangular neste exemplo, para gerar o sinal  $v_{a0}(t)$  na Figura 9(b), que é utilizado posteriormente para formar o sinal de saída PWM  $w(t)$ , onde  $w(t) = v_{a0}(t) - v_{b0}(t)$ . Com exceção da amplitude, este sinal tem o mesmo formato do sinal PWM a dois níveis descrito nos parágrafos anteriores. Para formar o sinal de  $v_{b0}(t)$ , o sinal de modulação defasado  $r'(t)$  é comparado ao sinal da portadora  $p(t)$ , com resultado apresentado na Figura 9(c). A tensão de saída  $w(t)$  é apresentada na Figura 9(d) e é conhecida como sinal PWM a três níveis ou como sinal PWM unipolar, porque a tensão  $w(t)$  varia entre 0 e  $+ E V$  no

semiciclo positivo e 0 e  $-E$  V no semiciclo negativo, diferentemente do caso PWM a dois níveis apresentado anteriormente.

Figura 9: Geração analógica de sinal PWM a três níveis.



Fonte: (BOSE, 2006).

Quando a tensão de saída  $w(t)$  é nula durante o semiciclo positivo da modulante  $r(t)$ , as chaves  $S_1$  e  $S_2$  são fechadas para que a corrente possa circular pela carga. Já no caso do semiciclo negativo da modulante e tensão de saída nula, as chaves  $S_3$  e  $S_4$  são fechadas, permitindo a circulação de corrente na carga no semiciclo negativo. As vantagens da comutação unipolar são harmônicas de saída com menor amplitude e menos estresse de comutação (degrau de  $\pm E/2$ ) nos dispositivos.

A frequência de comutação dos interruptores  $f_s$  em uma estrutura de eletrônica de potência, também chamada de frequência de chaveamento  $f_c$ , é imposta pela frequência da portadora. Tanto nas formas de onda PWM a dois níveis quanto a três níveis, a portadora geralmente adota um dos tipos de sinal: triangular (conforme exemplo da Figura 8) e dente de serra. Se a portadora for um sinal dente de serra, a frequência de comutação é garantida constante. Se a portadora for um sinal triangular, há certo grau de modulação em frequência, i.e., a frequência de comutação não é constante. Em aplicações de alta potência em média tensão, a frequência de chaveamento é normalmente baixa, limitada a algumas centenas de hertz (WEG, 2023), para reduzir as perdas energéticas sem comprometer a qualidade das formas de onda geradas devido ao número de níveis (JR.; SILVA, 2014).

Um dos parâmetros que caracterizam a forma de onda PWM é o índice de modulação  $m_i$ , o qual corresponde à razão entre a amplitude do sinal de referência (modulante) e a amplitude da portadora, conforme a Eq. (30). O índice de modulação está relacionado à largura máxima ou mínima dos pulsos do sinal PWM e é utilizado para ajustar a amplitude da fundamental do sinal de saída PWM sobre a carga, para um dado nível de tensão no barramento de tensão contínua, que geralmente é fixo. Nos exemplos das formas de onda PWM da Figura 8 o índice de modulação é 0,6.

$$m_i = \frac{A}{V_p} \quad (30)$$

## 2.4 TRABALHOS SOBRE PERDAS SOB REGIME DE EXCITAÇÃO PWM

A modelagem de perdas magnéticas em dispositivos alimentados por fontes estáticas remete à década de 90, conforme afirmam Boglietti e Cavagnino (BOGLIETTI; CAVAGNINO, 2007) em um estudo que apresenta um resumo dos principais modelos de perdas até a época em que o trabalho foi desenvolvido (2005). São apresentados três modelos: Modelo 1 de (AMAR; KACZMAREK, 1995); Modelo 2 de (BARBISIO; FIORILLO; RAGUSA, 2004); e Modelo 3 de (BOGLIETTI et al., 2003), todos desenvolvidos com base na separação de perdas em três parcelas conforme a Eq. (1). É comum aos três trabalhos considerar que, desde que não haja formação de laços menores de histerese, as perdas devido à histerese  $W_h$  não são alteradas em função da forma de onda de excitação.

O Modelo 1 (já apresentado nas equações (28) e (29) da seção 2.2.5), desenvolvido por Amar e Kaczmarek (AMAR; KACZMAREK, 1995), permite estimar perdas no núcleo quando o dispositivo é alimentado com tensão PWM a três níveis desde que não haja laços internos de magnetização. O modelo proposto por Amar e Kaczmarek também pode ser aplicado para estimar perdas no núcleo sob outras formas de onda de tensão de excitação, desde que com um valor de coeficiente de fator de forma  $F_C$  adequado. Contudo, deve-se previamente conhecer os valores de perdas sob regime de excitação senoidal, que dependem de medições de perdas em regime quase-estático e conhecimento de propriedades do material, conforme já apresentado na seção 2.2.5. Segundo Boglietti (BOGLIETTI; CAVAGNINO, 2007), o Modelo 1 é pouco prático por necessitar do conhecimento prévio dos valores das grandezas citadas.

O Modelo 2 para estimação de perdas sob excitação PWM é apresentado na Eq. (31), com valores de perdas totais  $W_T^{PWM}$  expressos em J/m<sup>3</sup> (BOGLIETTI; CAVAGNINO, 2007). Este modelo foi apresentado por Barbisio et al. (BARBISIO; FIORILLO; RAGUSA, 2004), porém, diferencia-se da Eq. (23), apresentada em (AMAR; KACZMAREK, 1995; BERTOTTI, 1988), apenas na unidade.

$$W_T^{PWM} = W_h + \frac{\sigma d^2}{12} \int_T \frac{dB(t)^2}{dt} dt + \sqrt{\sigma GSV_0} \int_T \left| \frac{dB(t)}{dt} \right|^{1,5} dt \quad (31)$$

Ambos os modelos 1 e 2 baseiam-se na separação clássica de perdas e, diferentemente do Modelo 1, o Modelo 2 não apresenta uma relação entre valores de perdas sob excitação

senoidal e valores de perdas sob o regime de forma de onda de indução distorcida, por exemplo o fator  $F_C$  do Modelo 1, apresentado na seção 2.2.5.

O Modelo 3, apresentado na Eq. (34) (BOGLIETTI et al., 2003), é visto com um modelo de engenharia, pois difere-se dos dois modelos prévios por não apresentar um equacionamento analítico fisicamente embasado. Parte-se do modelo de perdas para o material sob excitação senoidal apresentado na Eq. (32), que permite calcular as perdas totais  $P_T$ , em W/kg, a partir da indução de pico  $B_p$ , frequência de excitação  $f$  e coeficientes  $a$ ,  $b$ ,  $e$  e  $x$ .

$$P_T = a f B_p^x + b f^2 B_p^2 + e f^{1,5} B_p^{1,5} \quad (32)$$

O primeiro termo do lado direito da Eq. (32) corresponde às perdas devido à histerese, onde  $a$  é a constante de perdas por histerese e  $x$  é o coeficiente de Steinmetz. O segundo termo do lado direito é a parcela de perdas por correntes induzidas e  $b$  é a constante de perdas correspondente. O terceiro termo do lado direito corresponde às perdas por excesso. Segundo os autores (BOGLIETTI; CAVAGNINO, 2007), a constante  $e$  pode ser fixada nula, pois em diversos testes experimentais com diversos tipos de materiais, o valor de  $e$  é muito pequeno. Conforme os mesmos autores, este fato não significa que as perdas por excesso são nulas, apenas demonstra que a abordagem proposta não permite evidenciar a diferença entre as perdas por correntes induzidas e as perdas excedentes. Assim, a Eq. (32) pode ser reescrita como a Eq. (33).

$$P_T = P_{h,sen} + P_{din,sen} = a f B_p^x + b f^2 B_p^2 \quad (33)$$

Para estimar as perdas magnéticas no núcleo do dispositivo alimentado por uma tensão do tipo PWM, o Modelo 3 é apresentado na Eq (34), onde  $\eta$  e  $\chi$  são coeficientes relativos à força eletromotriz no dispositivo, calculados respectivamente a partir das equações (35) e (36), onde  $V_{av}$ ,  $V_{av,fund}$ ,  $V_{rms}$  e  $V_{rms,fund}$  correspondem respectivamente à média retificada da tensão, média retificada da fundamental da tensão, valor eficaz da tensão e valor eficaz da fundamental da tensão (BOGLIETTI; CAVAGNINO, 2007).

$$P_T = \eta^x P_{h,sen} + \chi^2 P_{din,sen} \quad (34)$$

$$\eta = \frac{V_{av}}{V_{av,fund}} \quad (35)$$

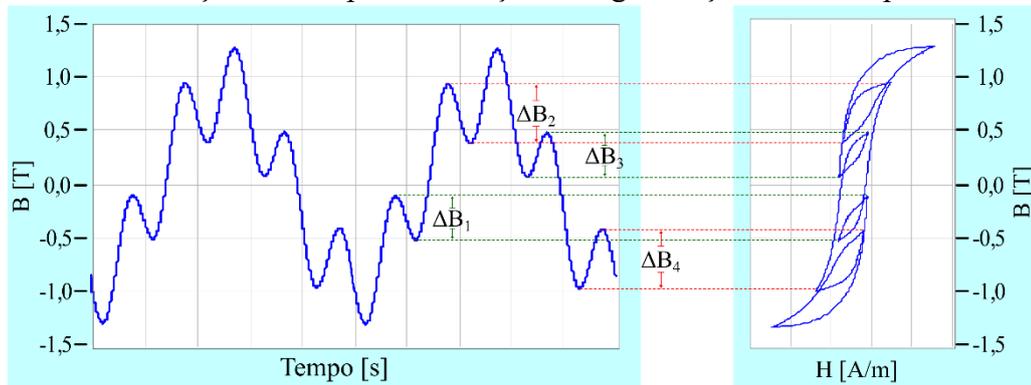
$$\chi = \frac{V_{rms}}{V_{rms,fund}} \quad (36)$$

Com a finalidade de avaliar os três modelos, no trabalho de (BOGLIETTI; CAVAGNINO, 2007) foram realizados ensaios experimentais com excitação na forma de onda senoidal e frequências entre 10 Hz e 200 Hz para induções de pico entre 0,1 T e 1,7 T. Comparativamente, valores de perdas obtidos a partir do Modelo 3 foram menos precisos em baixas frequências e baixos valores de indução de pico (BOGLIETTI; CAVAGNINO, 2007). No mesmo trabalho, foram realizados ensaios para tensão de alimentação PWM utilizando um inversor de frequência industrial, com frequência fundamental de 50 Hz e frequência de comutação de 2 kHz, com sinal modulante na forma de onda senoidal. Os resultados de valores de perdas estimados por cada um dos três métodos ficaram numa faixa de 5% de diferença relativa percentual para valores experimentais. A semelhança entre os resultados, segundo os autores, reside no fato de utilizarem a mesma abordagem (separação de perdas em três ou duas parcelas) e de que utilizam as mesmas grandezas, como por exemplo, considerar o quadrado da indução de pico para as perdas por correntes induzidas. Concluem que, do ponto de vista de engenharia, os modelos são equivalentes. Adicionalmente, trabalhos atuais (DE LA BARRIERE et al., 2017; ZHAO et al., 2017) continuam utilizando abordagens semelhantes às apresentadas aqui.

## 2.5 SOBRE A FORMAÇÃO DE LAÇOS INTERNOS

Os laços de magnetização internos (laços menores) ao laço principal são formados quando ocorre mais de uma inversão do sinal (polaridade) da taxa de variação temporal da indução magnética em meio período da fundamental, conforme exemplificado na Figura 10, onde há quatro variações locais de indução  $\Delta B_i$  em um período, com  $i$  variando de 1 a 4.

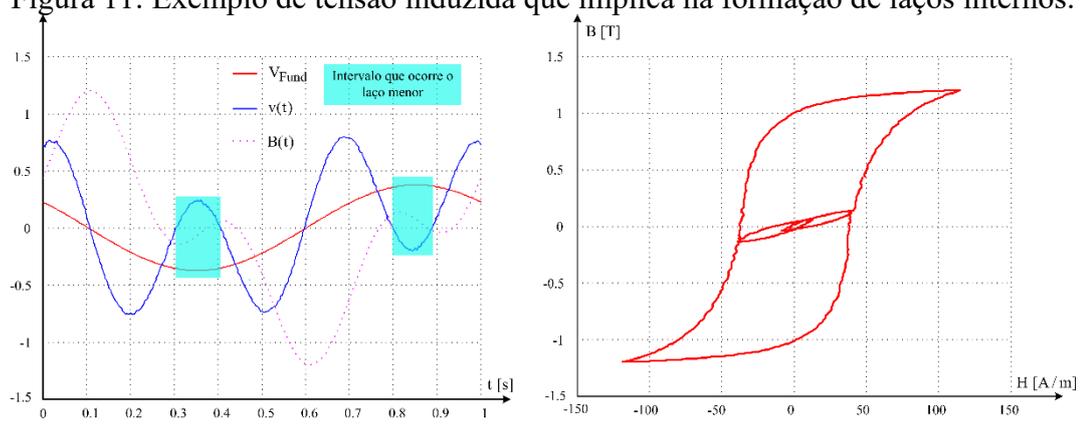
Figura 10: Exemplo de forma de onda de indução magnética distorcida com quatro variações extremas de indução em um período. Laço de magnetização simulado para este caso.



Fonte: Adaptado de (BATISTELA, 2001).

A tensão do tipo PWM aplicada na excitação de um dispositivo eletromagnético pode formar laços de magnetização internos ao laço principal. Para que isto ocorra, a forma de onda da força eletromotriz  $e(t)$  precisa apresentar uma característica em sua variação temporal. Segundo Boglietti (BOGLIETTI et al., 2003), e também comprovado por Simão (SIMÃO, 2008), quando a forma de onda de  $e(t)$  é alternada e possui valores instantâneos de tensão  $e(t)$  com a mesma polaridade da sua fundamental, não há formação de laços de magnetização internos. Nos trabalhos citados, fala-se em tensão de alimentação  $v(t)$ , porém desconsideram a influência da impedância do enrolamento primário, i.e., como se a forma de onda da tensão  $e(t)$  fosse igual à forma de onda da alimentação. Do contrário, quando a tensão  $e(t)$  é alternada e possui valores instantâneos com polaridade contrária à polaridade de sua fundamental, ocorre a formação de laços de magnetização internos. Um exemplo de sinal que possui polaridade instantânea contrária à de sua fundamental é apresentado na Figura 11.

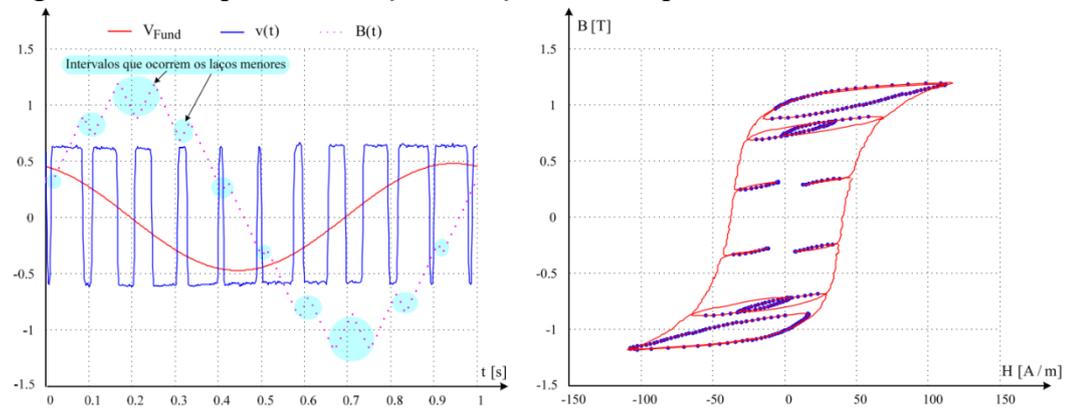
Figura 11: Exemplo de tensão induzida que implica na formação de laços internos.



Fonte: Simão (SIMÃO, 2008).

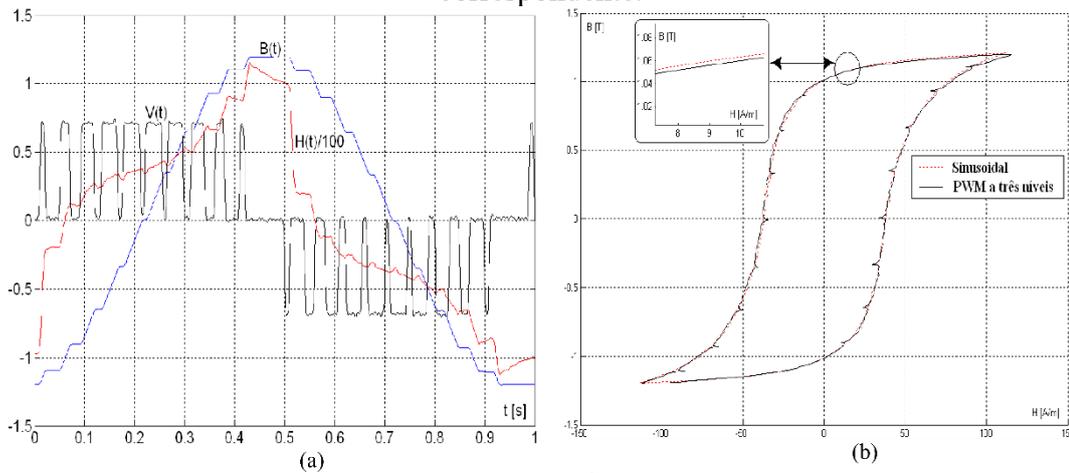
Outro exemplo de formação de laços internos ocorre quando o dispositivo eletromagnético é excitado por uma tensão PWM a dois níveis, conforme exemplificado na Figura 12.

Figura 12: Exemplo de formação de laços internos para tensão PWM a dois níveis.



Fonte: Simão (SIMÃO, 2008).

Figura 13: a) Tensão de excitação PWM a três níveis e b) Laço de magnetização correspondente.



Fonte: Simão (SIMÃO, 2008).

Como uma segunda via de explicação, pode-se citar a relação direta entre a força eletromotriz  $e(t)$  e a variação temporal da indução magnética  $dB(t)/dt$ . Quando a força eletromotriz é negativa, a derivada da indução magnética também é negativa. O mesmo é válido para tensão positiva e uma variação temporal positiva da indução magnética. A partir desta relação, fica claro que a alteração de polaridade da tensão significa uma inflexão na forma de onda da indução, o que implicará no surgimento de laços de magnetização internos na proporção da variação da tensão e do tempo que tal inversão durar em meio semiciclo.

Para uma forma de tensão PWM a três níveis, vide Figura 13, como não há valores instantâneos de tensão  $e(t)$  com polaridade inversa à sua fundamental, não há formação de laços de magnetização internos (BOGLIETTI et al., 2003) e (SIMÃO, 2008). Isto é válido apenas se a forma de onda PWM for a três níveis para a força eletromotriz  $e(t)$ . E isto só ocorre se a impedância do enrolamento de excitação for nula (ou se for suficientemente desprezível em relação às demais impedâncias envolvidas na frequência de comutação) ou se a forma de onda do fluxo magnético no material for controlada pela imposição de uma forma de onda PWM a três níveis em um enrolamento sensor de fluxo (quando há um controle da forma de onda do fluxo, a impedância do enrolamento de excitação torna-se funcionalmente nula em termos de imposição da forma de onda  $e(t)$ ). Estas condições são particulares ou levadas sob um aspecto ideal, e a presente tese apresenta diferentes perspectivas para esta questão. Aliás, a ocorrência de formação de laços menores para excitação do tipo PWM a três níveis é a tese em si.

### 3 MODELAGEM MATEMÁTICA DO DISPOSITIVO ELETROMAGNÉTICO

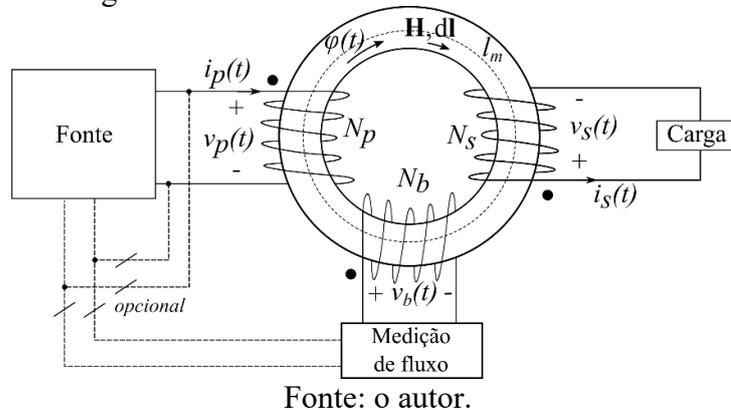
No presente capítulo, abordar-se-á a descrição matemática e analítica dos dispositivos eletromagnéticos escolhidos para o estudo. A principal razão da definição e da confecção de dispositivos magnéticos especiais foi por não se poder utilizar os aparelhos padronizados neste estudo, como o quadro de Epstein ou o *Single Sheet Tester*, pois eles não possuem um terceiro enrolamento próprio para a transferência de energia a uma carga, e também o enrolamento sensor secundário do quadro de Epstein normalmente não possui capacidade para conduzir correntes de carga. Por facilidade de construção e por se poder relacionar também facilmente as leis que regem o comportamento do circuito magnético, como o cálculo do caminho magnético, escolheu-se confeccionar transformadores com o núcleo na forma toroidal composto por três enrolamentos: um de excitação, um de medição de fluxo magnético e outro para ser conectado a uma carga.

As próximas seções têm por objetivo apresentar o circuito magnético utilizado nos ensaios e a sua modelagem matemática a ser aplicada sob diferentes condições de alimentação e carga.

#### 3.1 DESENVOLVIMENTO ANALÍTICO

Conforme apresentado na introdução deste capítulo, os dispositivos magnéticos adotados para realização dos ensaios consistem em um transformador composto por três enrolamentos envolvendo um núcleo toroidal. Uma ilustração do circuito magnético, da fonte, da carga e do possível emprego de realimentação através da tensão induzida  $v_b(t)$  ou tensão de alimentação  $v_p(t)$  é apresentada na Figura 14.

Figura 14: Transformador com núcleo toroidal.



Ao enrolamento primário, com  $N_p$  espiras, é aplicada a tensão  $v_p(t)$  da fonte de alimentação. O enrolamento secundário, com  $N_s$  espiras, é o enrolamento que transfere energia da fonte para a carga. A bobina-B, com  $N_b$  espiras, constitui o sensor de fluxo magnético e opera sempre em aberto, fornecendo o valor da força eletromotriz (tensão induzida) ao sistema de medição de grandezas e opcionalmente a um sistema de realimentação em malha fechada, com a finalidade de controlar o fluxo no circuito magnético. Desta maneira, na modelagem do transformador com núcleo toroidal, sem entreferro, o enrolamento em aberto, com tensão induzida  $v_b(t)$ , não precisa estar necessariamente no modelo, pois não interfere no funcionamento do dispositivo. Assim, pode-se relacionar a tensão  $v_b(t)$  pela equação Eq. (37), onde  $e_b(t)$ ,  $e_s(t)$  e  $e_p(t)$  são as forças eletromotrizes (*fem*) dos enrolamentos secundário sensor de fluxo, secundário processador de carga e primário, respectivamente. A Eq. (37) respeita a convenção das polaridades das grandezas elétricas da Figura 14. Nesta equação, supõe-se que o mesmo fluxo atravessa as três bobinas e por isso as relações de transformação são constantes.

$$v_b(t) = e_b(t) = \frac{N_b}{N_s} e_s(t) = \frac{N_b}{N_p} e_p(t) \quad (37)$$

As forças eletromotrizes são calculadas pela Eq. (38), lei de Faraday, onde  $\varphi(t)$  é o fluxo magnético concatenado por cada um dos três enrolamentos, isto é, o fluxo no interior do núcleo magnético.

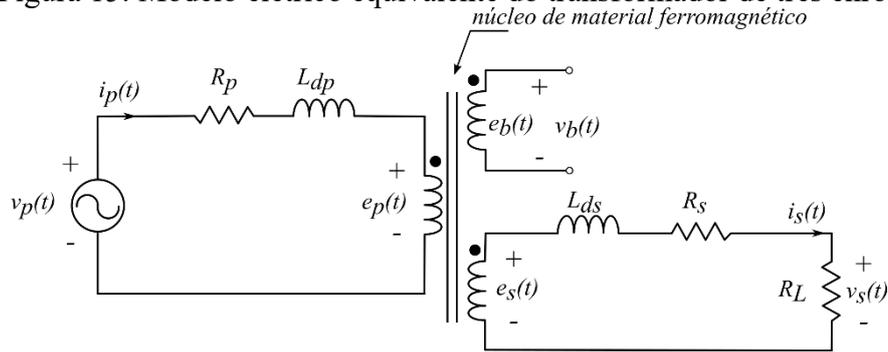
$$|e(t)| = N \frac{d\varphi(t)}{dt} \quad (38)$$

A força magnetomotriz (*fmm*) relativa à magnetização é dada pela lei de Ampère, Eq. (39), em função do campo magnético  $H_{mag}$  no interior do material do núcleo. Neste caso estudado, os vetores  $\mathbf{H}_{mag}$  e  $d\mathbf{l}$  são colineares pontualmente. O caminho magnético no interior do material ferromagnético é  $l_m$ .

$$fmm = Ni(t) = \oint \mathbf{H}_{mag} d\mathbf{l} = H_{mag} l_m \cos(0^\circ) \quad (39)$$

O modelo elétrico equivalente do transformador pode ser representado pelo circuito da Figura 15 e pela Eq. (40).

Figura 15: Modelo elétrico equivalente do transformador de três enrolamentos.



$$\begin{aligned} v_p(t) - R_p i_p(t) - L_{dp} \frac{\partial i_p(t)}{\partial t} - e_p(t) &= 0 \\ e_s(t) - L_{ds} \frac{\partial i_s(t)}{\partial t} - R_s i_s(t) - R_L i_s(t) &= 0 \end{aligned} \quad (40)$$

A partir deste ponto pode-se fazer algumas considerações e particularizações para o sistema de estudo (circuito magnético da Figura 14 e sistema de equações (40)). Na primeira delas será considerado um dispositivo sem fluxo disperso, assim:

- Não há fluxo disperso;
- Os enrolamentos possuem o mesmo número de espiras  $N_p = N_b = N_s = N$ .

Assim, o sistema de equações (40) resulta em (41)

$$\begin{aligned} v_p(t) - R_p i_p(t) - e_p(t) &= 0 \\ e_s(t) - (R_s + R_L) i_s(t) &= 0 \end{aligned} \quad (41)$$

Além disso, como não há corrente no enrolamento  $N_b$ , tem-se que:

$$e(t) = v_b(t) = e_b(t) = e_s(t) = e_p(t) \quad (42)$$

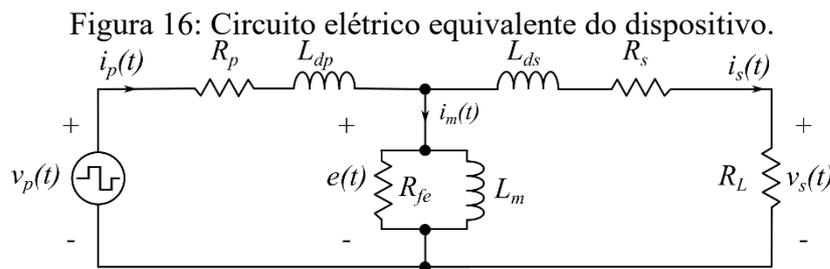
Assim, pode-se escrever a Eq. (43) em função da variação temporal da indução magnética no interior do material levando-se em conta as convenções das polaridades do circuito elétrico equivalente da Figura 15.

$$e(t) = NS \frac{dB(t)}{dt} \quad (43)$$

O Apêndice A apresenta um algoritmo para calcular a indução magnética e o campo magnético para um dispositivo alimentado por diferentes formas de onda da tensão  $v_p(t)$ .

### 3.2 BALANÇO ENERGÉTICO

O modelo elétrico da Figura 15 pode ser desenhado como um circuito elétrico equivalente, conforme apresentado na Figura 16 com uma carga resistiva  $R_L$  conectada no enrolamento secundário. Assim, pode-se escrever as equações das perdas de energia nos enrolamentos primário e secundário com base nas grandezas elétricas em ambos os enrolamentos. Apesar da possibilidade de se medir o valor das resistências em cada enrolamento e na carga, é interessante utilizar apenas as grandezas tensão e corrente elétrica no cálculo da potência dissipada a fim de evitar erros associados à medição dos valores das resistências elétricas correspondente a cada resistor, os quais variam com a frequência e a temperatura. Desta maneira, leva-se em conta que as formas de onda das grandezas tensão e corrente em ambos os enrolamentos e na bobina-B sejam conhecidos.



A potência de entrada  $P_{in}$  corresponde à toda energia dissipada no circuito magnético e nos enrolamentos, como também consumida pela carga, conforme resume a Eq. (44)

$$P_{in} = P_{fe} + P_{Rp} + P_{Rs} + P_{load} \quad (44)$$

Com as formas de onda da tensão no primário  $v_p(t)$  e da corrente no primário  $i_p(t)$ , pode-se calcular a potência de entrada conforme a Eq. (45).

$$P_{in} = \frac{1}{T} \int_T v_p(t) i_p(t) dt \quad (45)$$

A potência dissipada no enrolamento primário,  $P_{Rp}$ , pode ser calculada pela Eq. (46), que utiliza a queda de tensão no enrolamento primário. A queda de tensão pode ser calculada pois utiliza-se a *fem*  $e(t)$  que é medida através da bobina-B.

$$P_{Rp} = \frac{1}{T} \int_T [v_p(t) - e(t)] i_p(t) dt \quad (46)$$

A potência dissipada no secundário é calculada utilizando a queda de tensão entre os terminais da bobina-B  $e(t)$  e a tensão na carga  $v_s(t)$ , conforme a Eq. (47).

$$P_{Rs} = \frac{1}{T} \int_T [e(t) - v_s(t)] i_s(t) dt \quad (47)$$

Por último, a potência dissipada na carga é calculada utilizando a tensão na carga e a corrente no enrolamento secundário conforme a Eq. (48).

$$P_{load} = \frac{1}{T} \int_T v_s(t) i_s(t) dt \quad (48)$$

Conhecendo todos os valores citados, calcula-se a perda no ferro  $P_{fe}$  conforme a Eq. (49). Este valor de perda, em watts, corresponde à perda magnética no material do núcleo quando submetido à condição de operação ajustada, com determinado valor de  $B_p$  e frequência  $f$ .

$$P_{fe} = P_{in} - (P_{Rp} + P_{Rs} + P_{load}) \quad (49)$$

O procedimento descrito anteriormente para calcular a perda no ferro é chamado de balanço energético e foi utilizado no presente trabalho para avaliar as perdas quando o circuito magnético está processando energia, ou seja, quando há carga no enrolamento secundário. Um procedimento análogo é apresentado no trabalho de Sasayama (SASAYAMA; MORITA; NAKANO, 2014) abordado a seguir, cujo objetivo foi investigar os efeitos que a carga do enrolamento secundário provoca nas perdas no núcleo.

### 3.2.1 Trabalho de Sasayama et al.

Por meio do levantamento bibliográfico, foram encontrados apenas dois trabalhos que avaliam as perdas magnéticas em função da carga (SASAYAMA; MORITA; NAKANO, 2014) e (ZHANG et al., 2017). A referência (SASAYAMA; MORITA; NAKANO, 2014) afirma que até 2014 não foi encontrado um trabalho experimental estudando como as perdas magnéticas se comportam em função da carga em um motor, apesar de que neste artigo motores não são abordados. Por outro lado, a referência (ZHANG et al., 2017) já apresentada neste trabalho parece ser a primeira a ter um estudo metodológico/científico empregando motores variando a carga.

Para investigar o comportamento das perdas no núcleo quando este está transferindo energia entre circuitos, são apresentados em (SASAYAMA; MORITA; NAKANO, 2014) dois métodos de cálculo. No primeiro se utiliza a diferença entre a corrente de entrada e a corrente

que flui para a carga, método chamado de CDM (do inglês *Current Difference Method*). Neste método, a tensão na bobina-B é utilizada para calcular as perdas de maneira tradicional, tomando como corrente de magnetização a diferença entre as correntes de entrada (primário) e de saída (secundário). O segundo método apresentado emprega o cálculo da diferença entre a potência de entrada e a potência de saída, chamado de PDM (do inglês *Power Difference Method*). Neste último caso, utiliza-se a tensão sobre a carga e a corrente que flui para a carga para calcular a potência de saída e se calcula as perdas nos enrolamentos primário e secundário com base nos valores de resistência dos enrolamentos com as correntes circulando em cada um deles. O método PDM difere do balanço energético CDM, pois utiliza os valores de resistência dos enrolamentos e da carga.

As abordagens empregadas por Sasayama (SASAYAMA; MORITA; NAKANO, 2014) são tradicionais do ponto de vista do circuito elétrico equivalente de um transformador monofásico com carga, e são as mesmas tomadas no presente trabalho. Ao longo deste capítulo, a abordagem adotada será apresentada e comparada ao trabalho de Sasayama.

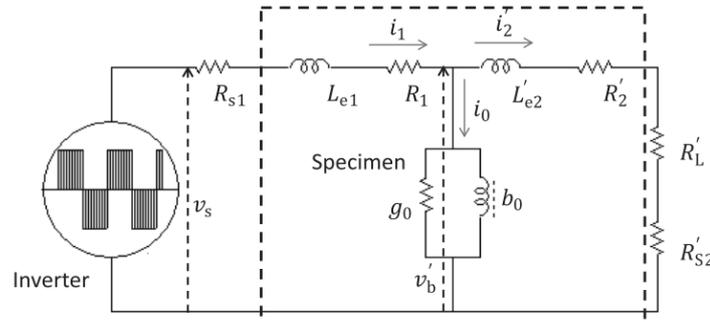
O núcleo do dispositivo eletromagnético do experimento utilizado no trabalho de (SASAYAMA; MORITA; NAKANO, 2014) é formado por 20 lâminas de aço elétrico em formato de anel, cada uma com 0,35 mm de espessura, diâmetro externo de 127 mm e diâmetro interno de 102 mm. São utilizados três enrolamentos: primário com 249 espiras, secundário com 150 espiras e uma bobina de indução (bobina-B ou *B-coil*) com 15 espiras. O sistema de excitação é formado por um gerador de sinais e um amplificador de potência. A resistência de carga  $R_L$  é ajustada para os valores de 10  $\Omega$ , 22  $\Omega$  e 50  $\Omega$ .

As dimensões do circuito magnético de Sasayama podem ser consideradas inadequadas devido à relação entre diâmetros externo e interno, que resulta em 1,24, quando o recomendado é um valor inferior a 1,10. Uma diferença entre diâmetros de menos de 10% deve ser utilizada para minimizar o efeito do decaimento radial do fluxo magnético, visando uma distribuição de fluxo homogênea no núcleo, conforme pode ser verificado em (COELHO, 2011).

O circuito elétrico equivalente de Sasayama é apresentado na Figura 17. Há uma diferença entre o presente trabalho e o de Sasayama. Sasayama realizou a medição de corrente em cada enrolamento através de resistores *shunt*  $R_{s1}$  e  $R_{s2}$ . Assim, foi necessário considerá-los no circuito elétrico equivalente e nos cálculos das potências envolvidas. A corrente de magnetização é chamada de  $i_0(t)$ , ao invés de  $i_m(t)$  como aqui. O apóstrofo ' na Figura 17 indica

a referência das grandezas ao enrolamento primário. Nas próximas seções, serão apresentados os métodos CDM e PDM, e os resultados obtidos por (SASAYAMA; MORITA; NAKANO, 2014). Aqui vale comentar que o método PDM empregado nesta tese não utiliza valores de resistências, mas de tensões e correntes, como já mencionado anteriormente.

Figura 17: Circuito elétrico equivalente do toróide com carga no trabalho de Sasayama.



Fonte: (SASAYAMA; MORITA; NAKANO, 2014).

### 3.2.1.1 Método da diferença das correntes – CDM

Neste método, a corrente do enrolamento secundário  $i_2(t)$  deve ser referenciada ao enrolamento primário  $i_1(t)$ , conforme a Eq. (50).

$$i_2(t) = \frac{N_2}{N_1} i_1(t) \quad (50)$$

Desta maneira, pode-se calcular a corrente no ramo de magnetização  $i_0(t)$  como a diferença entre a corrente no primário  $i_1(t)$  e a corrente no secundário  $i_2(t)$ , conforme a Eq. (51).

$$i_0(t) = i_1(t) - i_2(t) \quad (51)$$

Então, utilizando a corrente  $i_0(t)$  calcula-se a perda no núcleo, em watts, a partir da Eq. (52).

$$W = \frac{1}{T} \int_T v'_b(t) i_0(t) dt \quad (52)$$

### 3.2.1.2 Método da diferença das potências – PDM

No método da diferença das potências de Sasayama (SASAYAMA; MORITA; NAKANO, 2014), conforme os autores apresentam, existe a vantagem de não necessitar de uma bobina sensora de fluxo. A potência dissipada na magnetização do núcleo  $W$  é calculada conforme a Eq. (53), onde  $W_s$  corresponde à potência entregue pela fonte, e  $W_1$  e  $W_2$  correspondem respectivamente à potência dissipada nos enrolamentos primário e secundário com carga, com equações expostas adiante.

$$W = W_s - W_1 - W_2 \quad (53)$$

A potência entregue pela fonte é calculada de maneira análoga à apresentada na Eq. (45), utilizando a tensão e a corrente no enrolamento primário. A potência dissipada no primário é calculada conforme a Eq. (54), que utiliza o valor de resistência do enrolamento primário  $R_l$  e do resistor *shunt*  $R_{S1}$ .

$$W_1 = \frac{I}{T} \int_T (R_l + R_{S1}) i_1^2(t) dt \quad (54)$$

A potência dissipada no enrolamento secundário com carga é calculada conforme a Eq. (55).

$$W_2 = \frac{I}{T} \int_T (R_2 + R_{S2} + R_L) i_1^2(t) dt \quad (55)$$

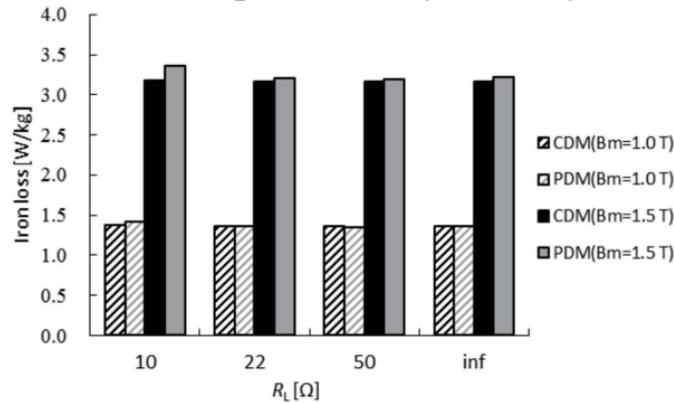
Notadamente, o método da diferença entre potências necessita o conhecimento dos valores das resistências envolvidas, e pequenos erros associados à obtenção destes valores, ou às suas variações em função da temperatura e frequência, acarretarão valores calculados imprecisos de perdas magnéticas.

### 3.2.1.3 Ensaios com variação da carga

No trabalho de Sasayama foram realizados ensaios com carga resistiva  $R_L$  conectada no enrolamento secundário, com valores variando entre 10  $\Omega$ , 22  $\Omega$ , 50  $\Omega$ , e circuito aberto. Os ensaios foram realizados na frequência fundamental de 50 Hz, com induções de pico  $B_m$  de 1,0 T e 1,5 T, tanto para excitação senoidal quanto PWM. Na excitação PWM, a frequência de chaveamento  $f_c$  foi ajustada para valores entre 1 kHz e 25 kHz. O índice de modulação foi de 0,4 em todos os ensaios.

A Figura 18 apresenta os valores de perdas calculados para o circuito excitado com fonte senoidal e com diferentes valores de resistência da carga  $R_L$  conectada no enrolamento secundário. Para o caso de circuito em aberto, a resistência é denotada por "inf" na Figura 18. Percebe-se que existe uma diferença entre os valores de perdas obtidos através dos métodos CDM e PDM. Esta diferença é maior para os casos de  $B_m = 1,5$  T e de menor resistência  $R_L$ , ou seja, quando a corrente na carga aumenta os resultados obtidos pelos diferentes métodos diverge.

Figura 18: Perdas magnéticas totais para excitação senoidal.



Fonte: (SASAYAMA; MORITA; NAKANO, 2014).

A diferença entre os valores de perdas obtidos por cada um dos métodos também ocorre no caso de excitação PWM. A Figura 19 apresenta valores de perdas magnéticas no núcleo para diferentes valores de resistência de carga  $R_L$  e circuito aberto para diferentes valores de frequência de comutação  $f_c$ , variando entre 1 kHz e 25 kHz. Nota-se que no caso de uma carga elevada (menor valor de resistência,  $R_L=10 \Omega$ ), existe uma diferença visível entre os valores de perdas obtidos pelos métodos. Já no caso do circuito secundário em aberto, esta diferença não aparece visualmente. Para as resistências de carga  $R_L$  iguais a 22  $\Omega$  e a 50  $\Omega$ , a diferença entre os valores de perdas calculados também ocorre, porém em menor grau do que no caso de  $R_L = 10 \Omega$ . Para um mesmo ponto de operação, nota-se que há um leve aumento das perdas magnéticas conforme a carga aumenta. Este comportamento pode ser observado mais facilmente comparando as curvas das figuras 19-a e 19-d. Este resultado é contrário ao obtido no presente trabalho, que será visto mais adiante. No entanto, cabe realçar: comparando as duas formas de onda das tensões  $fem$  na Figura 20, medidas no enrolamento sensor dada por  $v_b(t)$ , para a situação em vazio e para  $R_L = 10 \Omega$ , nota-se que em meio período não há inversão de polaridade para o caso em vazio. Para quando há carga, há inversão de polaridade em meio período.

Figura 19: Perdas magnéticas para excitação PWM com diferentes frequências de chaveamento e diferentes cargas  $R_L$ .

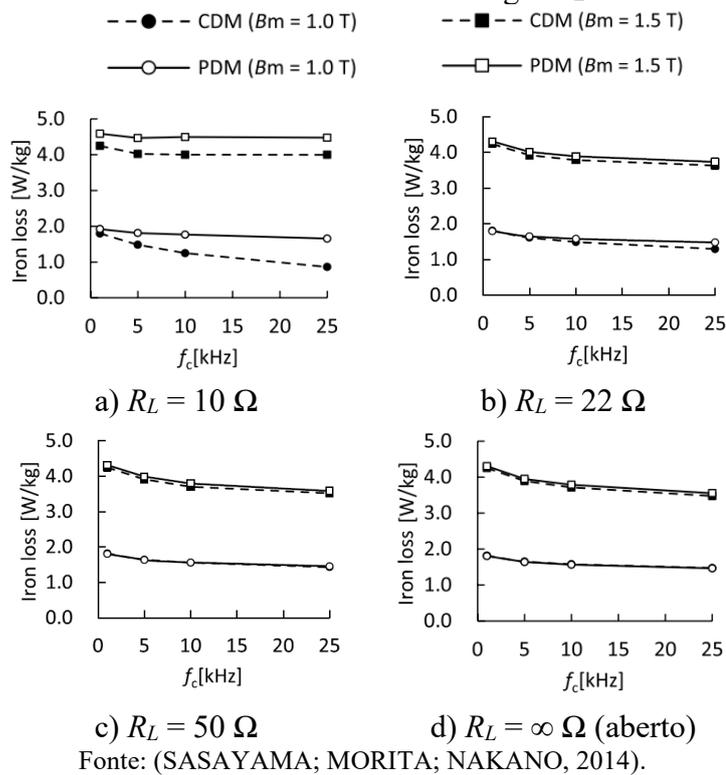
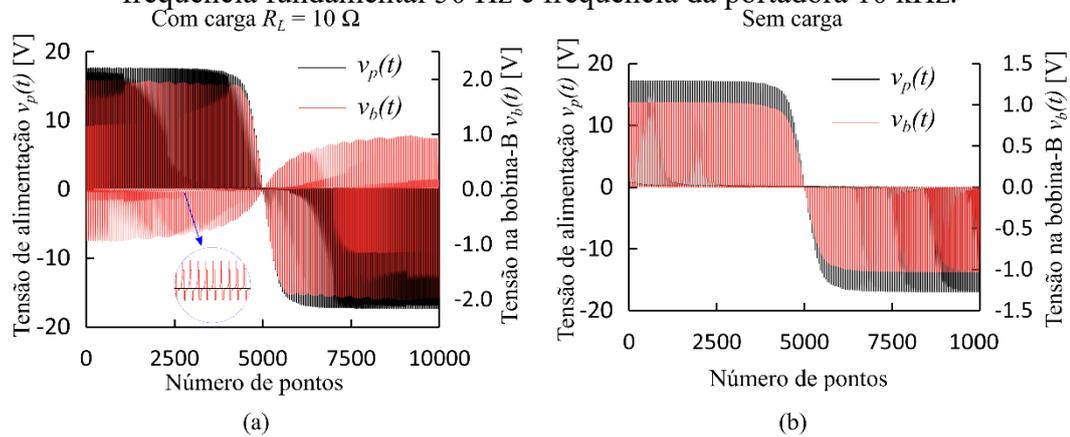


Figura 20: Tensão de alimentação e tensão na bobina-B para: a) dispositivo com carga de  $10 \Omega$  conectada no enrolamento secundário, e b) dispositivo em vazio. Indução de pico  $1,0$  T, frequência fundamental  $50$  Hz e frequência da portadora  $10$  kHz.



Ainda analisando a Figura 19-a, nota-se que a diferença entre os valores de perdas obtidos pelos dois métodos tende a aumentar à medida em que a frequência de comutação  $f_c$  aumenta. Este comportamento pode ser justificado pelo fato de que no método de diferença das potências (PDM), as resistências dos enrolamentos são mantidas constantes. Porém, sabe-se

que o efeito pelicular pode tornar esta consideração inválida, o que também afirmam (SASAYAMA; MORITA; NAKANO, 2014) em seu artigo. Também eles concluem que o método de diferença das correntes (CDM) é mais indicado para calcular as perdas no núcleo (SASAYAMA; MORITA; NAKANO, 2014).

Neste trabalho de (SASAYAMA; MORITA; NAKANO, 2014) se nota certas dificuldades em se obter valores medidos de perdas em regimes PWM processando ou não carga. De fato, o artigo levanta a questão, mas não as soluciona. Não se encontrou, na literatura, trabalhos que abordam esta questão, a não ser (SASAYAMA; MORITA; NAKANO, 2014). Talvez isto não tenha sido investigado por que tradicionalmente se aborda as perdas magnéticas com o dispositivo eletromagnético não processando carga (em vazio).

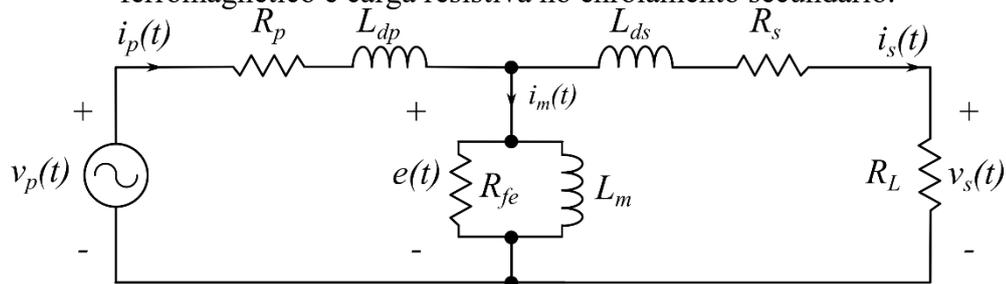
Experimentalmente, a presente investigação obteve tendências diferentes dos resultados apresentados em (SASAYAMA; MORITA; NAKANO, 2014). Voltando ao trabalho de (ZHANG et al., 2017) (veja Tabela 1 para valores de perdas calculados com a técnica de elementos finitos), para o motor alimentado na forma PWM, quando o motor passou a processar carga sua perda magnética calculada aumentou. Há também uma ideia de que quando motores de indução são alimentados por conversores estáticos, as perdas magnéticas aumentam com o aumento da carga. Quando se desenvolveu a parte experimental desta proposta de tese sobre perdas em regimes PWM, os valores medidos de perdas magnéticas diminuíram com o aumento da carga, de maneira contrária às duas referências citadas. Isto levou a fazer um estudo analítico do comportamento do dispositivo eletromagnético empregado nos ensaios, o qual será apresentado a seguir.

### 3.3 ESTUDO DA CONSTANTE DE TEMPO DO CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE

Um sistema físico pode ser descrito por um conjunto de textos, diagramas e equações que o representem sob condições específicas e com respostas adequadas ao seu comportamento. Na presente tese, o dispositivo magnético é representado através do circuito elétrico equivalente tanto com análise no tempo quanto para resposta em frequência. A análise no tempo é aplicada na simulação do dispositivo considerando a representação do núcleo de material ferromagnético. A análise em frequência é utilizada para identificar a constante de tempo principal do dispositivo, que será um parâmetro relevante para as conclusões obtidas.

Considerando todas as grandezas lineares, uma maneira de caracterizar o comportamento elétrico e magnético do dispositivo de testes empregado (ver Figura 14) é através da constante de tempo, referida na presente tese pela letra grega  $\tau$ . Conforme definido em (LATHI, 2007), a duração da resposta ao impulso é a média ponderada das constantes de tempo  $\tau_N$  associadas aos  $N$  modos característicos de um sistema. A constante  $\tau$  será apresentada nesta seção como uma função de indutâncias e de resistências existentes no circuito equivalente de máquinas elétricas, sejam motores de indução ou transformadores, representados através do circuito elétrico equivalente da Figura 21.

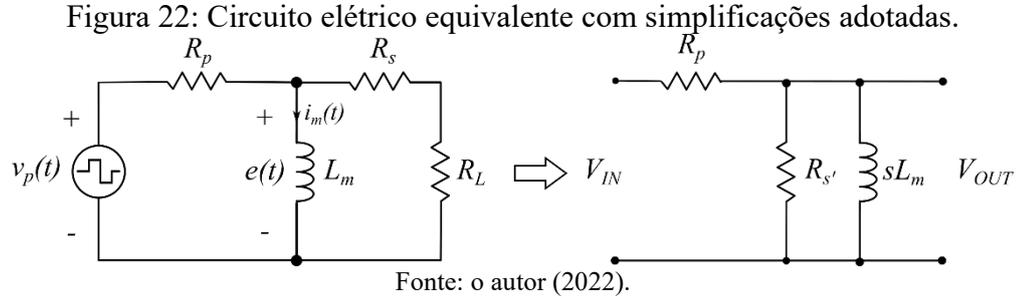
Figura 21: Circuito elétrico equivalente de dispositivos magnéticos com núcleo de material ferromagnético e carga resistiva no enrolamento secundário.



Fonte: o autor (2022).

A Figura 22 mostra uma simplificação do circuito elétrico equivalente já apresentado na Figura 16. A simplificação diz respeito à omissão do resistor  $R_{fe}$ , que representa as perdas magnéticas e dos indutores  $L_{dp}$  e  $L_{ds}$ , que representam os fluxos dispersos relativos aos enrolamentos primário e secundário, respectivamente. As indutâncias de dispersão são desprezadas, pois a de magnetização  $L_m$  é relativamente maior. A resistência do enrolamento

secundário  $R_s$  é agrupada com a resistência do enrolamento de carga  $R_L$ , passando a ser chamada de  $R_{s'}$ .



A função transferência  $G(S)$ , i.e., relação  $V_{OUT}/V_{IN}$ , no domínio da frequência complexa deste circuito é dada pelo desenvolvimento da equação do divisor de tensão dado pela Eq. (56).

$$V_{OUT} = V_{IN} \frac{\frac{sL_m R_{s'}}{sL_m + R_{s'}}}{R_p + \frac{sL_m R_{s'}}{sL_m + R_{s'}}} \quad (56)$$

$$G(S) = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{sL_m R_{s'}}{sL_m R_p + R_{s'} R_p + sL_m R_{s'}} \quad (57)$$

$$G(S) = \frac{sL_m R_{s'}}{sL_m (R_p + R_{s'}) + R_p R_{s'}} \quad (58)$$

$$G(S) = \frac{L_m R_{s'}}{R_p R_{s'}} \frac{s}{sL_m \frac{R_p + R_{s'}}{R_p R_{s'}} + 1} \quad (59)$$

Define-se um resistor  $R$  equivalente à associação de  $R_p$  e  $R_{s'}$  em paralelo, conforme a Eq. (60).

$$R = \frac{R_p R_{s'}}{R_p + R_{s'}} \quad (60)$$

Substituindo a Eq. (60) na Eq. (59), chega-se à Eq. (61).

$$G(S) = \frac{L_m}{R_p} \frac{s}{s \frac{L_m}{R} + 1} \quad (61)$$

Reescrevendo a Eq. (61) na forma canônica de um sistema de primeira ordem, chega-se à Eq. (62). Onde a constante de tempo  $\tau$  é dada pela razão  $L_m/R$  e o termo  $R_s/(R_p+R_s)$  corresponde ao ganho da função de transferência.

$$G(S) = \frac{R_s}{R_p+R_s} \frac{s}{s + \frac{R}{L_m}} \quad (62)$$

Assim, a constante de tempo  $\tau$  pode ser expressa conforme a Eq. (63).

$$\tau = L_m \frac{R_p+R_s}{R_p R_s} \quad (63)$$

A constante de tempo  $\tau$  rege o comportamento das grandezas eletromagnéticas do dispositivo de teste. Levando-se em conta as considerações assumidas, principalmente que os parâmetros são constantes e com comportamento linear, a indutância de magnetização é função da geometria do dispositivo e da permeabilidade do material do núcleo. Supondo também que não exista variação do caminho magnético e da seção efetiva  $S$ , a indutância de magnetização é dada pela Eq. (64). Quanto maior for a indutância de magnetização  $L_m$  do material, maior será o valor da constante de tempo, i.e., um material com permeabilidade magnética maior terá uma constante de tempo também maior. Assim e de maneira geral, sob este aspecto, a constante de tempo tem a haver com a geometria do dispositivo eletromagnético e com a permeabilidade do material do núcleo. Entreferos em dispositivos eletromagnéticos fazem com que o valor da indutância de magnetização também diminua.

$$L_m = \frac{N_p N_s \mu S}{l_m} \quad (64)$$

As resistências dos enrolamentos primário e secundário têm seus valores definidos no projeto do dispositivo eletromagnético, e são proporcionais ao número de espiras, à geometria da bobina e à seção transversal do condutor utilizado. O valor da resistência de carga é dado conforme a carga varia, e tem seu valor mínimo definido no projeto (valor nominal). Assim, pode-se dizer que o valor de  $R_p$  é fixo e que o valor de  $R_s$  se altera conforme a carga. Define-se, então, uma constante  $\alpha$  que relaciona  $R_s$  e  $R_p$ , conforme a Eq. (65).

$$R_s = \alpha R_p \quad (65)$$

A Eq. (63) pode ser reescrita em função de  $\alpha$ , conforme apresentada na Eq. (66).

$$\tau = \frac{L_m}{R_p} \frac{1+\alpha}{\alpha} \quad (66)$$

Há três condições que podem ser levantadas a partir desta relação em função de  $\alpha$ :

1ª condição ( $\alpha = 1$ )

Caso a carga conectada ao enrolamento secundário, juntamente com a resistência do secundário, possuam o mesmo valor de  $R_p$ , a constante  $\alpha$  valerá 1 e a constante de tempo valerá  $\tau = 2L_m/R_p$ .

2ª condição ( $\alpha > 1$ )

Para o caso de não haver carga (circuito em vazio), pode-se dizer que a constante  $\alpha$  possuirá um valor que tende ao infinito e o valor de  $\tau$  tende ao seu valor mínimo para o dispositivo em questão. O valor mínimo de  $\tau$  pode ser calculado através da operação matemática de limite da Eq. (67), resultando em  $\tau_{min} = L_m/R_p$ .

$$\tau_{min} = \lim_{\alpha \rightarrow \infty} \tau = \lim_{\alpha \rightarrow \infty} \frac{L_m}{R_p} \frac{1+\alpha}{\alpha} = \lim_{\alpha \rightarrow \infty} \frac{L_m}{R_p} \frac{1/\alpha + 1}{1} = \frac{L_m}{R_p} \quad (67)$$

Nesta condição, o valor de  $\tau$  será inversamente proporcional ao valor de  $R_p$ . Assim, e conforme será observado nos resultados experimentais, quanto maior for o valor de  $R_p$ , menor é a constante de tempo, maior é a variação da indução em um mesmo intervalo de tempo, resultando laços internos com áreas maiores, correspondendo a perdas magnéticas também maiores.

3ª condição ( $\alpha < 1$ )

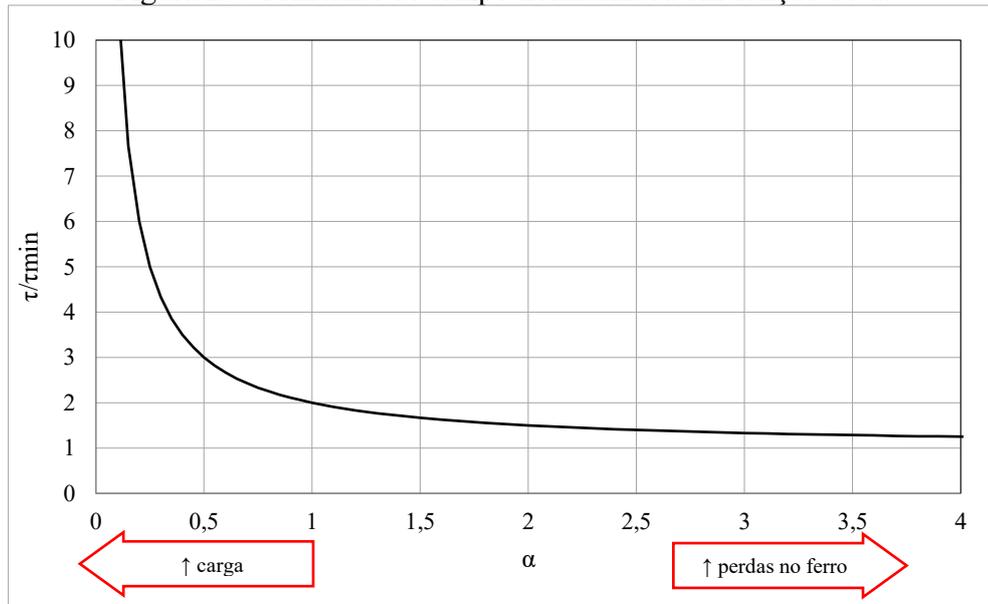
O terceiro caso é quando a resistência da carga conectada associada com a resistência do secundário tem valor menor do que da resistência do enrolamento primário. Nesta condição, quanto maior for a carga, menor será o valor de  $\alpha$ , com limite mínimo dado pela resistência do enrolamento secundário  $R_s$ . Neste caso, o valor de  $\tau$  máximo será dado pela Eq. (68), embora que na prática isto não irá ocorrer por causa do valor da carga nominal. Para a carga nominal, a constante de tempo  $\tau_{nom}$  é dada pela Eq. (69).

$$\tau_{máx} = L_m \frac{R_p + R_{s'}}{R_p R_{s'}} \quad (68)$$

$$\tau_{nom} = L_m \frac{R_p + R_s + R_{Lnom}}{R_p (R_s + R_{Lnom})} \quad (69)$$

A relação da Eq. (66) apresentada na Figura 23 pode ser vista de maneira normalizada em relação a  $\tau_{min} = L_m/R_p$  como uma função  $\tau(\alpha)$ . Quanto maior o valor de  $\alpha$ , menor é o valor de  $\tau$ , o que corresponde uma maior variação da corrente no indutor de magnetização  $L_m$  e maior variação da tensão  $e(t)$  no indutor, resultando uma maior variação do campo magnético e da indução, respectivamente, gerando laços com áreas maiores.

Figura 23: Constante de tempo normalizada em função de  $\alpha$ .



Um resumo do comportamento do circuito em função da carga é apresentado na Tabela

4.

Tabela 4: Relação entre carga e variação de indução magnética  $\Delta B$ .

Carga	$\alpha$	$\tau$	$di/dt$	$\Delta B$
vazio	$\infty$	$\tau_{min} = L_m/R_p$	↑	grande
pequena	$>1$	↓	↑	↑
$R_p = R_s'$	1	$2L_m/R_p$	-	-

As principais conclusões que se obtém desta análise estão relacionadas à constante de tempo  $\tau$  e a sua relação com a indutância de magnetização bem como das resistências dos enrolamentos primário e do secundário com carga. A constante  $\alpha$  foi inserida como um fator de carga, possibilitando avaliar de maneira qualitativa e quantitativa o comportamento da constante de tempo em função da carga adicionada ao enrolamento secundário, o que é uma vantagem para análise de projeto de máquinas elétricas pois pode ser utilizada para substituição de variáveis.

Nas seções de ensaios experimentais 4.2.7 e 4.2.8, será observada a influência da resistência  $R_p$  na formação de laços de magnetização internos e consequente aumento de perdas magnéticas.

Conforme o ponto de operação do material do núcleo, haverá um valor diferente da indutância de magnetização  $L_m$  devido à permeabilidade. Como atividade futura proposta por esta tese, sugere-se a investigação de dois circuitos magnéticos com núcleo formado por materiais com características magnéticas diferentes (material do tipo SMC e aço silício GNO), mantendo as dimensões e número de espiras. Conforme resultados de ensaios preliminares apresentados na seção 0 demonstram, a menor permeabilidade faz com que a indutância de magnetização seja menor, diminuindo a constante de tempo  $\tau$  e aumentando as perdas em vazio.

## 4 DENSENVOLVIMENTOS EXPERIMENTAIS

O objetivo do capítulo é sumarizar e apresentar o caminho percorrido de desenvolvimentos entre as questões levantadas e os resultados experimentais conclusivos. A definição do circuito magnético para a investigação envolveu a avaliação de, no mínimo, cinco dispositivos eletromagnéticos com diferentes números de espiras, formatos e tamanhos do núcleo. Serão apresentados ensaios para definição do dispositivo, resultados experimentais e de simulação por elementos finitos, comparação entre a bancada de ensaios magnéticos do GRUCAD e uma bancada comercial de referência, ensaios e procedimentos para separação de perdas, resultados de ensaios com diferentes formas de onda de tensão de excitação, resultados de ensaios comparando a imposição da tensão de alimentação e imposição da força eletromotriz no comportamento do dispositivo eletromagnético e, ao final, resultados de ensaios com a variação de carga, resultados de ensaios com diferentes resistências do enrolamento primário e resultados de ensaios com dispositivo eletromagnético com núcleo formado por materiais compósitos, fornecendo uma nova perspectiva para a pesquisa.

### 4.1 ESTUDOS PRELIMINARES

#### 4.1.1 Definição do dispositivo eletromagnético de teste

A caracterização do núcleo de dispositivos magnéticos é realizada por meio das relações entre a densidade de fluxo magnético e campo magnético imposto no núcleo com material sob ensaio. A imposição do campo magnético requer um enrolamento de excitação, também chamado de enrolamento primário. A medição da densidade de fluxo magnético ocorre através de um enrolamento sensor de fluxo, geralmente chamado de enrolamento secundário e que opera em vazio. O fato de o circuito magnético operar em vazio é relevante nesta caracterização. Conforme apresentado no capítulo sobre a modelagem matemática do dispositivo, a circulação de corrente pelo enrolamento secundário faz com que haja uma queda de tensão entre a tensão relacionada à indução (força eletromotriz) e a tensão medida nos terminais do dispositivo. Por este motivo, foi necessário confeccionar e testar alguns dispositivos específicos para realização de caracterizações com o dispositivo transferindo energia para uma carga. O presente capítulo apresentará o histórico de desenvolvimento e uma contribuição da tese para próximos trabalhos a serem desenvolvidos.

Após a comparação de desempenho e a adequação aos testes, como níveis de tensão e corrente nos enrolamentos, entre diversos dispositivos estudados, definiu-se o dispositivo de teste com um núcleo toroidal com 16 lâminas de 0,5 mm de espessura, de aço para fins elétricos, com diâmetros externo e interno respectivamente de 340 mm e 310 mm. Os três enrolamentos do dispositivo foram confeccionados com 720 espiras cada. A bobina-B foi posicionada na primeira camada mais próxima ao núcleo, o enrolamento primário foi posicionado na segunda camada e o enrolamento secundário na terceira camada. Uma ilustração da disposição dos enrolamentos é apresentada na Figura 24. Uma foto do circuito magnético é apresentada na Figura 25. Este dispositivo foi ensaiado em vazio para obter as características do material magnético com formas de onda senoidais, em várias frequências e pontos de indução, a fim também de se realizar o processo de segregação de perdas e obter os valores de referência para as perdas magnéticas.

Figura 24: Ilustração de corte transversal do circuito magnético de três enrolamentos.

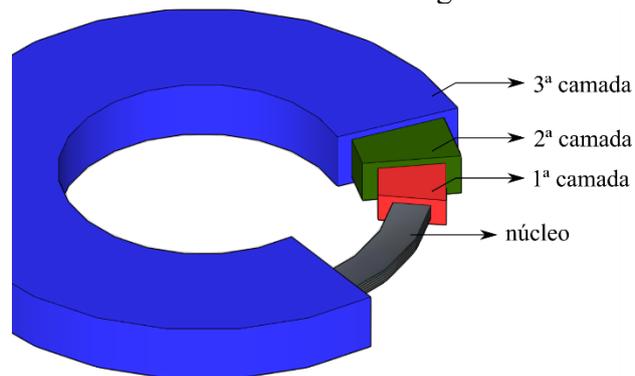


Figura 25: Foto do circuito magnético com três enrolamentos.

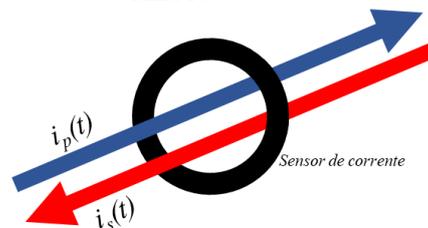


Como o dispositivo foi confeccionado para operar com transferência de energia para uma carga, uma etapa dos ensaios foi caracterizar o material do núcleo submetido ao fluxo com formas de onda senoidais e processando carga. Estes ensaios foram realizados para averiguar o desempenho das metodologias de medição das grandezas elétricas e magnéticas de interesse, e principalmente para avaliar os métodos propostos de cálculo de perdas magnéticas com o circuito transferindo energia para uma carga, pois os métodos fornecem valores diferentes, como demonstrado por (SASAYAMA; MORITA; NAKANO, 2014).

Nos primeiros ensaios, verificou-se que o dispositivo, quando operando com carga, apresentou valores de perdas magnéticas calculadas para os mesmos pontos de operação a partir da diferença entre correntes do primário e secundário (procedimento com CDM) diferentes daqueles obtidos em vazio. Os valores das perdas magnéticas calculadas a partir do método balanço energético (PDM) também mostraram a influência da carga. Em geral, houve uma diminuição em torno de 8% em relação às perdas magnéticas calculadas em vazio. Isto é uma inconsistência, pois em uma mesma indução, deve-se ter o mesmo laço de magnetização, independentemente de estar ou não processando carga. Surgiu então uma questão: qual a fonte do erro? A corrente primária era medida com um transdutor de corrente por efeito *Hall*, modelo

TCP 0030 da marca *Tektronix* (veja os dados no anexo A), conectada diretamente ao osciloscópio DPO 4104, da mesma fabricante. A corrente secundária era medida também inicialmente com um transdutor de corrente por efeito *Hall*, modelo A6302, com o sinal passando pelo amplificador AM 503, ambos da *Tektronix* (vide anexo B), conectada a outro canal do osciloscópio. Para eliminar o efeito de medir duas correntes com instrumentos distintos, e como transdutor de corrente modelo TCP0030 é por efeito *Hall*, há a possibilidade de medir simultaneamente na mesma sonda o somatório líquido das correntes primária e secundária, sendo que uma em sentido oposto, resultando o processo ilustrado na Figura 26 e representado pela Eq. (70). Este procedimento é válido aqui porque tem-se o mesmo número de espiras para ambos os enrolamentos.

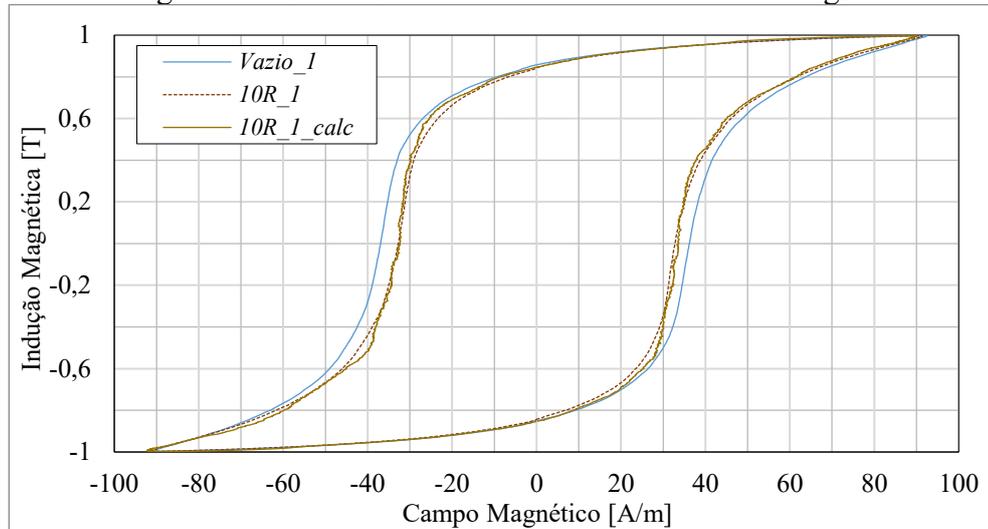
Figura 26: Ilustração da medição líquida das correntes primária e secundária com sensor único.



$$i_{mag}(t) = i_p(t) - i_s(t) \quad (70)$$

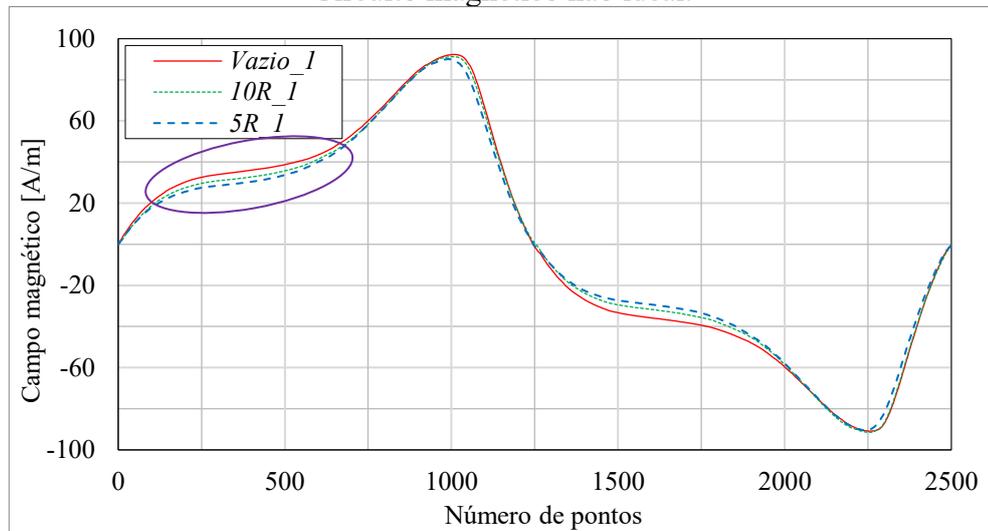
Como pode ser visto na Figura 27, qualitativamente houve uma melhoria na visualização dos laços experimentais de magnetização a 10 Hz para os casos em vazio (curva *Vazio\_1*) e com carga. Os laços em carga foram obtidos através da utilização das duas sondas (curva *10R\_1\_calc*) e por uma única sonda (curva *10R\_1*). Apesar de que o laço com uma única sonda é qualitativamente melhor, é visível que persiste um estreitamento do laço de magnetização para o caso em que há carga no enrolamento secundário, o que não é correto e será explorado adiante.

Figura 27: Laço de magnetização para o toróide grande 16 lâminas, em 1,0 T @ 10 Hz, em vazio e com carga de 10  $\Omega$  no enrolamento secundário. Circuito magnético não ideal.



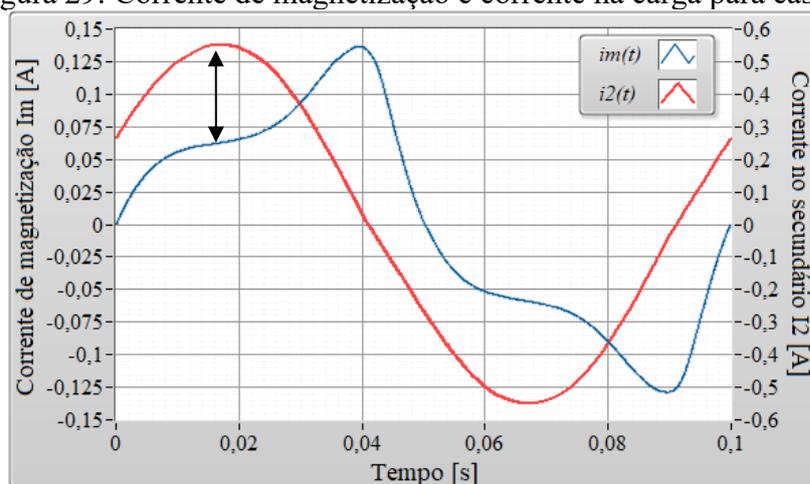
Quanto ao problema sobre o estreitamento do laço de magnetização quando em carga, fez-se mais ensaios com outros valores de carga, indicando que a carga influencia este comportamento. A Figura 28 apresenta curvas do campo magnético para o caso em vazio e para o caso em duas condições de carga (5  $\Omega$  e 10  $\Omega$ ). Nesta figura e na anterior, o índice *I* diz respeito à utilização do enrolamento primário na segunda camada e do secundário na terceira camada do dispositivo de testes. Nota-se visualmente que com o aumento da carga (diminuição do valor do resistor de carga ou aumento da corrente de carga), as amplitudes do campo medido tendem a diminuir. Resolveu-se então alterar o enrolamento de excitação pelo de carga, i.e., simplesmente trocar os enrolamentos para a excitação na terceira camada e conectar a carga no enrolamento da segunda camada, mantendo como sonda a bobina-B na primeira camada.

Figura 28: Campo magnético para o circuito magnético transferindo energia para uma carga. Circuito magnético não ideal.



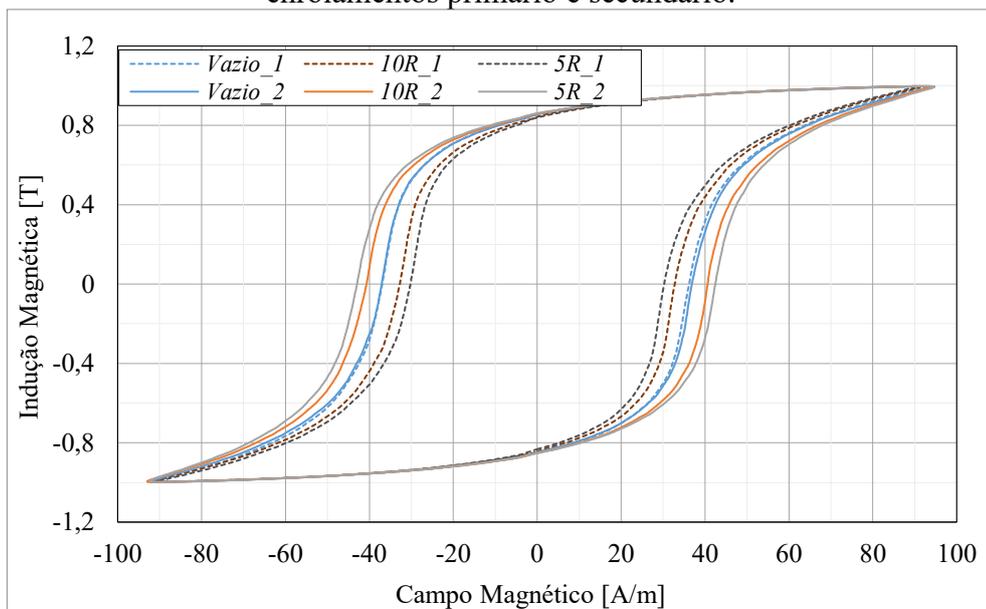
A Figura 29 mostra as curvas no tempo de correntes de magnetização e de carga para o ponto de operação 1,0 T, 10 Hz, com resistor  $R_L$  de  $10 \Omega$  conectado ao secundário, medidas para a primeira configuração (enrolamento primário na segunda camada e do secundário na terceira camada). A divergência entre as curvas de campo magnético observada na Figura 28 ocorre predominantemente na região próxima em que o valor de corrente na carga é máximo. Isto mostrou que a corrente no enrolamento de carga tem influência na medição da corrente de magnetização.

Figura 29: Corrente de magnetização e corrente na carga para caso 1.



A Figura 30 apresenta os laços de magnetização já apresentados na Figura 27, mas incluindo os laços medidos com a nova configuração (enrolamento primário na terceira camada e do secundário na segunda camada). Na Figura 30, o índice  $_2$  diz respeito à utilização da excitação no enrolamento da terceira camada e a carga conectada no enrolamento da segunda camada. Apresenta-se os laços medidos em vazio para ambas as configurações. Os laços de magnetização para o caso de excitação em vazio são praticamente idênticos. Para o caso com processamento de carga, conforme a configuração, há um campo magnético medido a menos ou a mais em relação à condição em vazio. *I.e.*, na primeira configuração investigada ( $_1$ ), o laço tende a se estreitar na medida em que a carga aumenta; contrariamente, na segunda configuração ( $_2$ ), o laço se alarga com o aumento da carga.

Figura 30: Circuito magnético em vazio e com carga em dois casos de utilização dos enrolamentos primário e secundário.



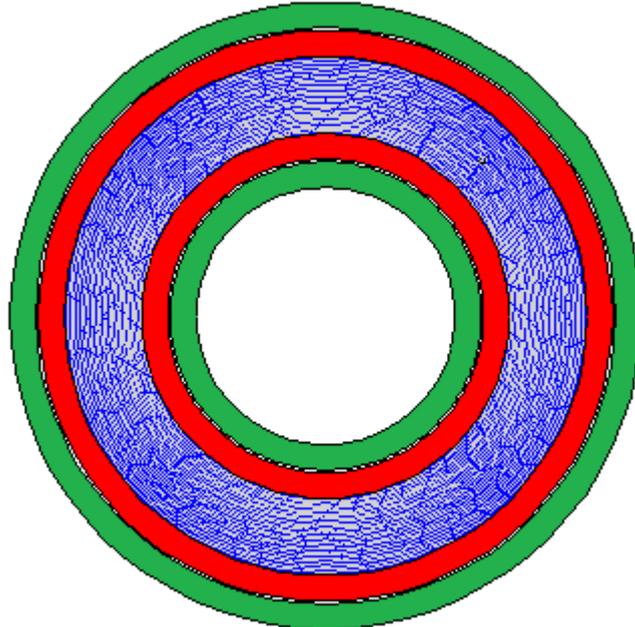
A fim de continuar a investigação desta questão, empregou-se duas metodologias: uma experimental em que as bobinas da primeira e segunda camada foram retiradas, e confeccionadas novamente trançando os dois condutores de ambas as bobinas. A outra metodologia foi analisar os dois tipos de bobinagem por meio de simulação dos dois dispositivos através de cálculo por elementos finitos. A seção a seguir apresenta resultados obtidos por meio de simulação.

#### 4.1.2 Simulação do circuito magnético em elementos finitos

Para realizar as simulações dos dispositivos eletromagnéticos com as diferentes maneiras de bobinagem, empregou-se o programa EFCAD (BASTOS; SADOWSKI, 2003). Com o objetivo de elucidar o comportamento dos dispositivos em função da disposição dos enrolamentos. Os circuitos magnéticos foram simulados com dimensões e características não relacionadas ao circuito magnético confeccionado: modelo/características diferentes do material do núcleo, número de espiras, espaçamentos entre espiras etc. Desta maneira, os resultados de simulação servem para ajudar a esclarecer a questão, abordando-a de maneira qualitativa e evidenciando a influência do fluxo magnético disperso, mas enlaçados inconvenientemente pelos enrolamentos.

O primeiro tipo de bobinagem simulada consistiu na representação de um circuito magnético composto por dois enrolamentos concêntricos, com a excitação na camada interna (em vermelho) e a bobina de carga na camada externa (em verde). A Figura 31 apresenta o circuito simulado.

Figura 31: Dispositivo eletromagnético simulado com excitação no enrolamento da camada interna.



O dispositivo foi simulado em duas condições, em vazio e com carga. Em cada condição, a indução foi calculada em um ponto no centro do núcleo. No ensaio em vazio, a corrente de magnetização é a mesma que a corrente do primário. No ensaio com carga, a corrente de magnetização foi calculada a partir da diferença entre as correntes simuladas no primário e no secundário.

A Figura 32 apresenta as curvas de indução no núcleo nas condições em vazio e com carga. Nota-se que no caso com carga houve uma diminuição da indução no núcleo, fenômeno esperado devido à queda de tensão no enrolamento primário (observação: a tensão primária não foi alterada para manter o valor de indução, o que não influenciou o estudo da questão). A Figura 33 apresenta as curvas de corrente no enrolamento primário  $i_p(t)$  e enrolamento secundário  $i_s(t)$  nas condições em vazio e com carga.

Figura 32: Curva de indução no núcleo em função do tempo. Enrolamentos sobrepostos.

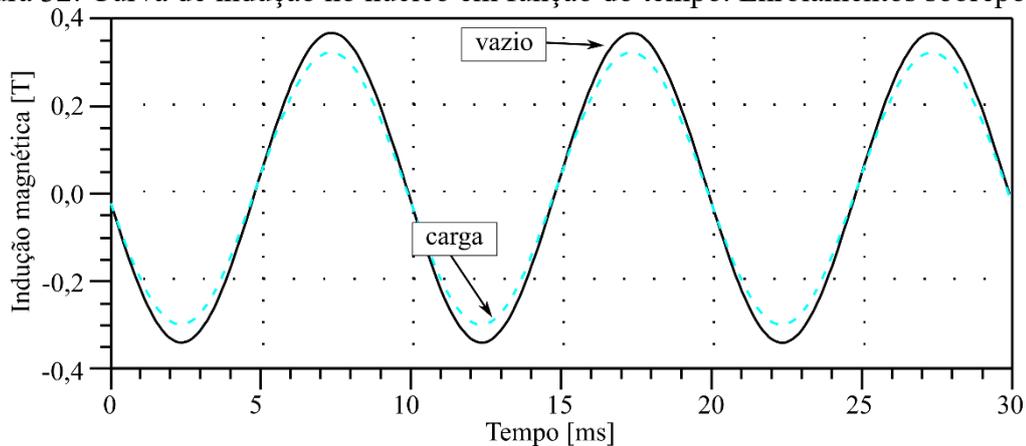
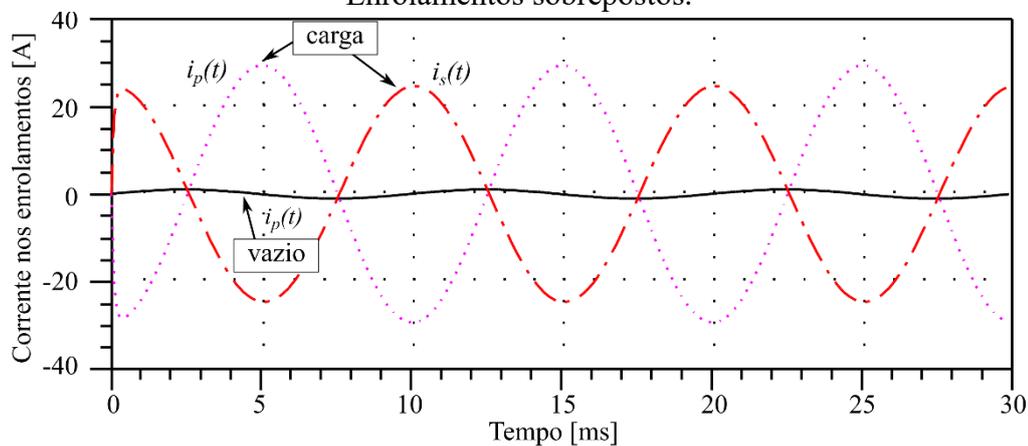
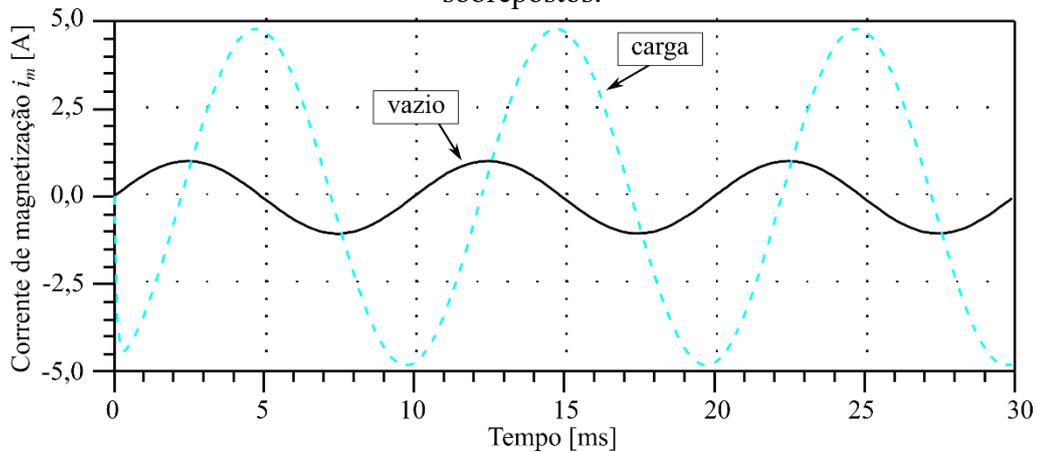


Figura 33: Corrente no primário e no secundário para o circuito em vazio e com carga. Enrolamentos sobrepostos.



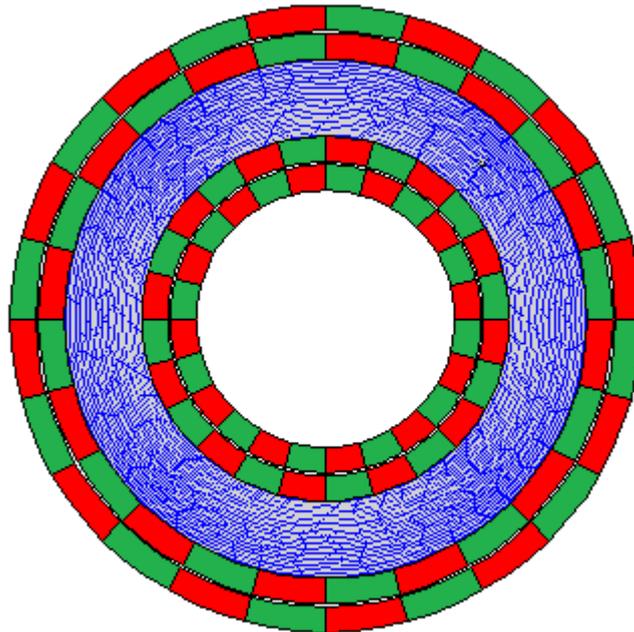
As formas de onda simuladas da corrente de magnetização, calculadas a partir da diferença entre as correntes primária e secundária, são apresentadas na Figura 34. É notável a diferença entre as formas de onda da corrente de magnetização para as duas condições, em vazio e em carga.

Figura 34: Corrente de magnetização para o circuito em vazio e com carga. Enrolamentos sobrepostos.



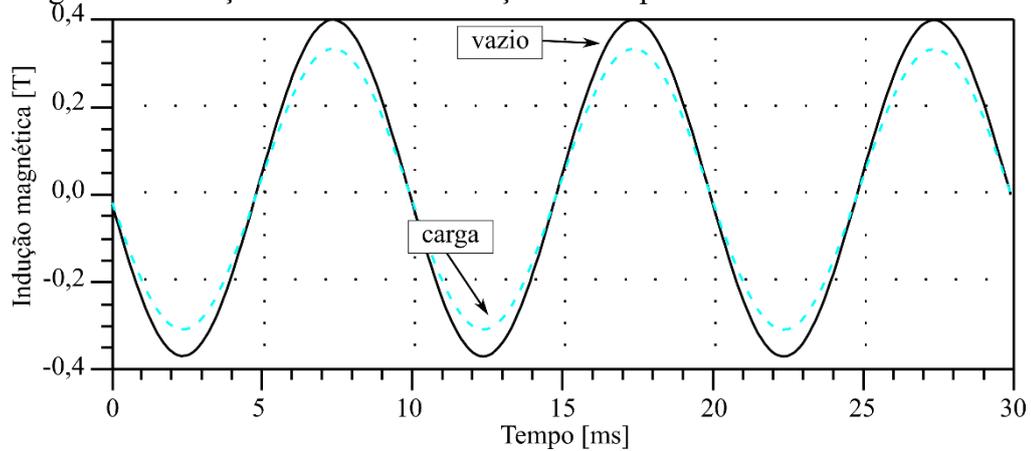
Na sequência, apresenta-se resultados de simulações numéricas com uma estratégia de alteração da posição dos enrolamentos, em função de arcos polares, ora um enrolamento externo, ora interno, como mostra a Figura 35. Esta estratégia foi adotada para representar a bobinagem de maneira trançada dos enrolamentos primário e secundário do dispositivo eletromagnético.

Figura 35: Circuito magnético simulado com enrolamento primário alternado com enrolamento secundário.



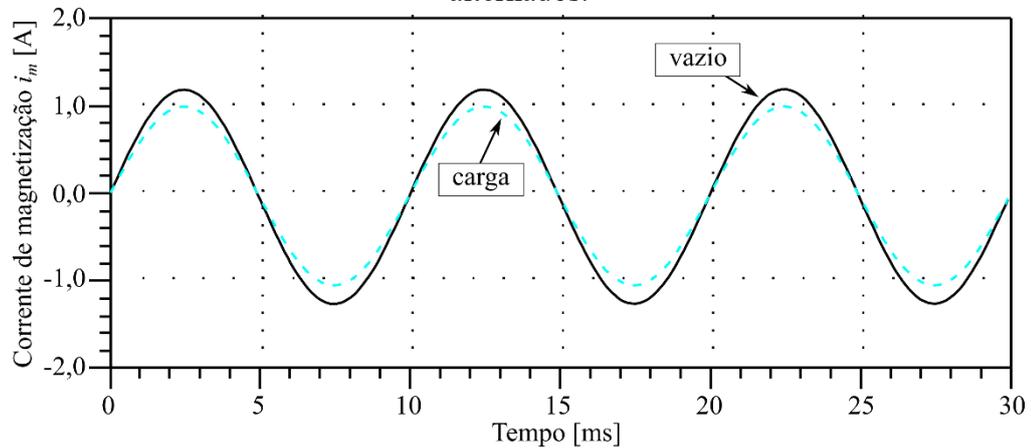
As curvas de indução no núcleo são apresentadas na Figura 36. Da mesma maneira que no caso dos enrolamentos sobrepostos, há uma diminuição da indução ao se adicionar a carga no enrolamento secundário.

Figura 36: Indução no núcleo em função do tempo. Enrolamentos alternados.



As curvas de corrente de magnetização calculadas são apresentadas na Figura 37. Nota-se que existe ainda uma diferença de amplitude entre as formas de onda, mas menor do que na bobinagem sobreposta. Comparando os resultados da Figura 34 com os resultados da Figura 37 em termos de defasagem, nota-se que na bobinagem trançada a diferença de fase entre as condições em vazio e em carga é imperceptível visualmente, o que não ocorre com a bobinagem sobreposta.

Figura 37: Corrente de magnetização para o circuito em vazio e com carga. Enrolamentos alternados.



Pelos resultados da simulação numérica dos efeitos dos tipos de enrolamentos, infere-se que as diferenças observadas experimentalmente na corrente de magnetização se devem a efeitos de fluxos dispersos. A seção a seguir apresenta os resultados experimentais com o dispositivo confeccionado com os dois enrolamentos trançados.

### 4.1.3 Resultados experimentais com o dispositivo de enrolamentos com condutores trançados

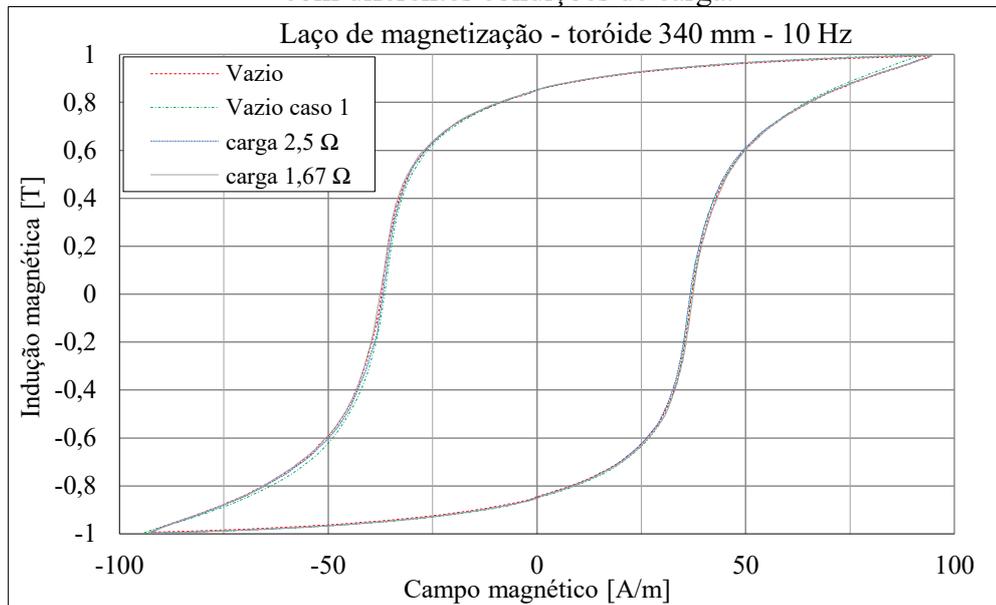
Construiu-se um dispositivo eletromagnético com enrolamentos primário e secundário enrolados em uma mesma camada, trançando entre si os condutores de cada enrolamento, empregando o mesmo núcleo magnético com 16 lâminas. A Tabela 5 apresenta os dados construtivos do dispositivo eletromagnético. Como já discutido, este tipo de bobinagem proporciona um acoplamento magnético entre ambos os enrolamentos, atenuando efeitos indesejáveis de fluxos dispersos.

Tabela 5: Dados do circuito magnético utilizado para ensaios.

Grandeza	Valor	Unidade
Diâmetro externo	340	mm
Diâmetro interno	310	mm
Espessura	8	mm
Massa	930,54	g
Densidade	7,594874	g/cm <sup>3</sup>
N <sub>p</sub>	360	espiras
N <sub>s</sub>	360	espiras
N <sub>b</sub>	720	espiras
Caminho magnético	1,02102	m
Seção transversal	0,00012	m <sup>2</sup>

Realizou-se o ensaio em vazio a fim de gerar resultado para comparar os laços de magnetização do circuito magnético de ambos os dispositivos (de bobinagem com enrolamentos sobrepostos e de bobinagem em uma única camada com enrolamentos trançados). Os laços de magnetização em vazio para ambos os dispositivos são apresentados na Figura 38. Nesta mesma figura, apresentam-se laços de magnetização para as condições de carga com  $2,5 \Omega$  e  $1,67 \Omega$ . Todos os laços foram obtidos para indução de pico de 1,0 T na frequência de 10 Hz. Analisando os laços de magnetização, nota-se que são visualmente próximos, tanto os laços em vazio quanto em carga.

Figura 38: Laços de magnetização para o dispositivo com enrolamentos trançados em vazio e com diferentes condições de carga.



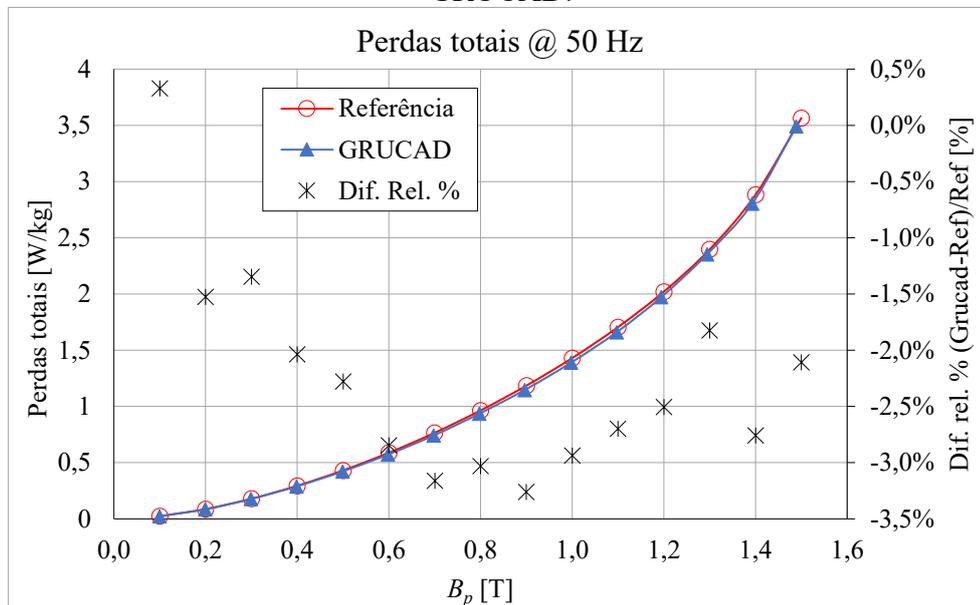
Resolvida então a questão, definiu-se este dispositivo como adequado para continuar a investigação experimental, em específico as perdas no núcleo sob alimentação senoidal e PWM a três níveis, em diferentes condições de carga.

#### 4.1.4 Comparação de resultados obtidos por duas bancadas

Há disponível no GRUCAD uma bancada comercial, aferida (com classe de precisão de cerca de 0,2%), modelo MPG 200D da fabricante alemã Brockhaus, com qualidade reconhecida internacionalmente para caracterizar materiais ferromagnéticos. É apta para realizar ensaios com frequências entre 3 Hz e 2 kHz, dependendo do dispositivo eletromagnético de teste, tendo seus ensaios para o quadro de Epstein conforme a norma técnica IEC 60404-2. Esta bancada não é projetada para operar com dispositivos eletromagnéticos processando energia para uma carga, como também operar abaixo de 3 Hz. Assim, para o desenvolvimento desta proposta de tese, emprega-se uma bancada desenvolvida no GRUCAD. A bancada experimental do GRUCAD (BATISTELA, 2001) utiliza atualmente um sistema de medição composto por um osciloscópio digital, modelo DPO 4104 e um transdutor de corrente, modelo TCP 0030, ambos da *Tektronix*. Esta seção apresenta comparações de resultados de ensaios realizados por ambas as bancadas, sob mesmas condições e com o mesmo dispositivo.

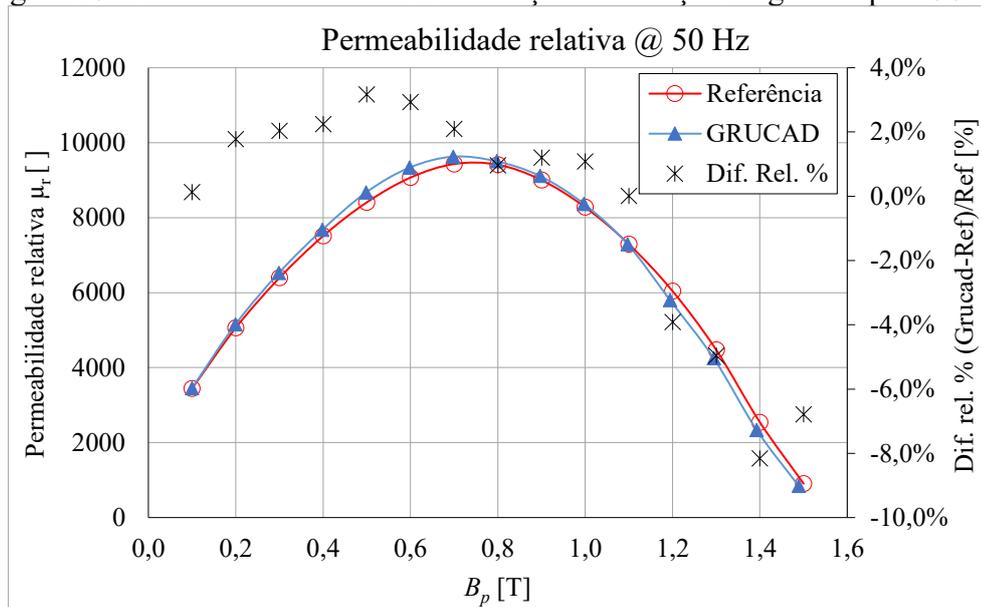
Os ensaios de comparação entre a bancada do GRUCAD e a Brockhaus MPG 200D foram realizados nas frequências de 10 Hz e 50 Hz, onde foram calculados os valores de perdas totais e de permeabilidade relativa, ambos em função da indução de pico  $B_p$ . As curvas de perdas totais são apresentadas na Figura 39 para induções entre 0,1 e 1,5 T. As curvas de permeabilidade relativa são apresentadas na Figura 40. A diferença entre os valores de perdas totais é menor do que 3,5% (vide Figura 39). Esta diferença se deve não somente aos sistemas de medição, mas também a pequenas diferenças (menores do que 1%, vide Figura 41) no ponto de excitação do material.

Figura 39: Perdas totais medidas em 50 Hz pelas duas bancadas: Brockhaus MPG 200D e GRUCAD.



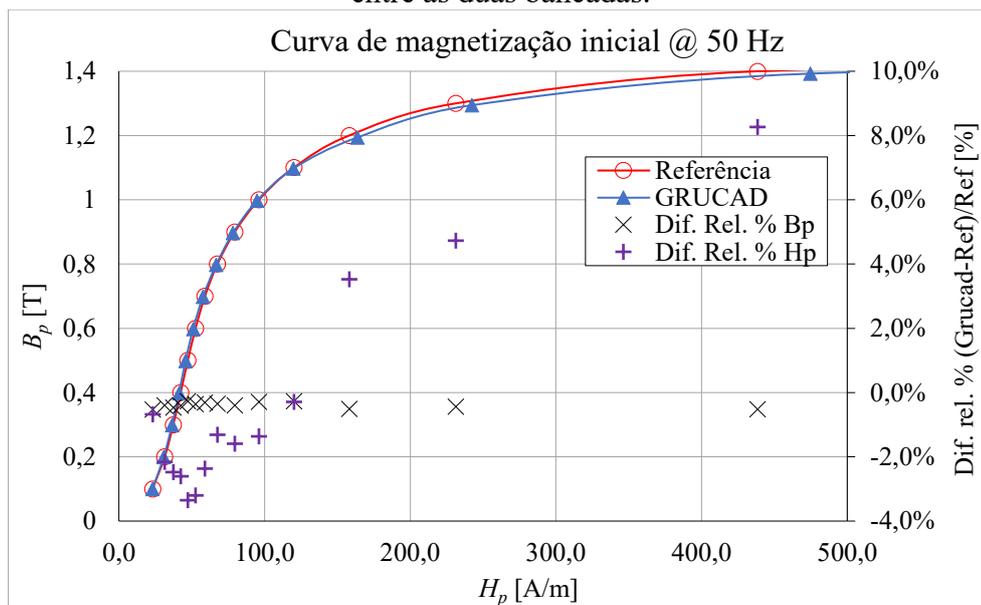
A curva de permeabilidade relativa em função da indução de pico é apresentada na Figura 40. A diferença entre os valores também é relativamente pequena (menor do que 4%), com exceção dos pontos de excitação mais elevados, acima de 1,3 T, em que apresentaram diferenças de mais de 5% em relação aos valores obtidos pela bancada comercial. Nos valores medidos de permeabilidade, uma mínima diferença entre os pontos de excitação causa uma grande diferença no valor de permeabilidade relativa.

Figura 40: Permeabilidade relativa em função da indução magnética para 50 Hz.



As diferenças entre os valores máximos de indução magnética  $B_p$  e de campo magnético  $H_p$  são apresentadas na Figura 41, juntamente com a curva de magnetização inicial. Nota-se que os maiores valores de diferença relativa ocorrem para o campo magnético. A indução magnética, que foi a grandeza monitorada nos ensaios, variou menos de 1% entre as duas bancadas.

Figura 41: Curva de magnetização inicial a 50 Hz e valores de diferença relativa para  $B_p$  e  $H_p$  entre as duas bancadas.

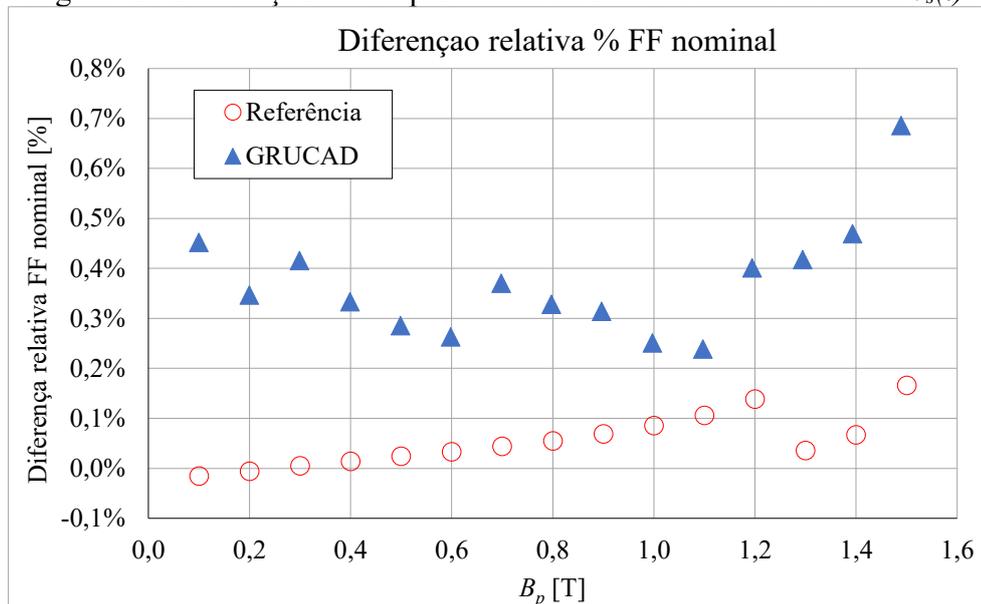


Para avaliar a forma de onda da tensão no enrolamento sensor de fluxo ( $v_b(t)$ ), que é a grandeza controlada pelas bancadas, utiliza-se o conceito de fator de forma (FF) calculado conforme a Eq. (71), o qual é a razão entre o valor da tensão eficaz  $V_{RMS}$  e o valor médio de meio período  $V_{MT/2}$  do sinal de tensão. Para uma forma de onda puramente senoidal, este valor é de 1,110721.

$$FF = \frac{V_{RMS}}{V_{MT/2}} \quad (71)$$

Assim, continuando com a comparação de desempenho entre as bancadas para a imposição de forma de onda senoidal, apresenta-se na Figura 42 a diferença relativa percentual do fator de forma calculado para cada ponto de excitação em cada uma das bancadas em relação ao fator de forma da forma de onda senoidal. Ambas as bancadas apresentam valores adequados para o fator de forma, com a bancada do GRUCAD apresentando uma maior divergência. Se consideradas as normas NBR 5161 e IEC 404-2 aplicadas a ensaios com o quadro de Epstein (MENDES, 2004), as duas bancadas atendem o requisito por apresentar o fator de forma relativo ao senoidal puro menor do que 1%.

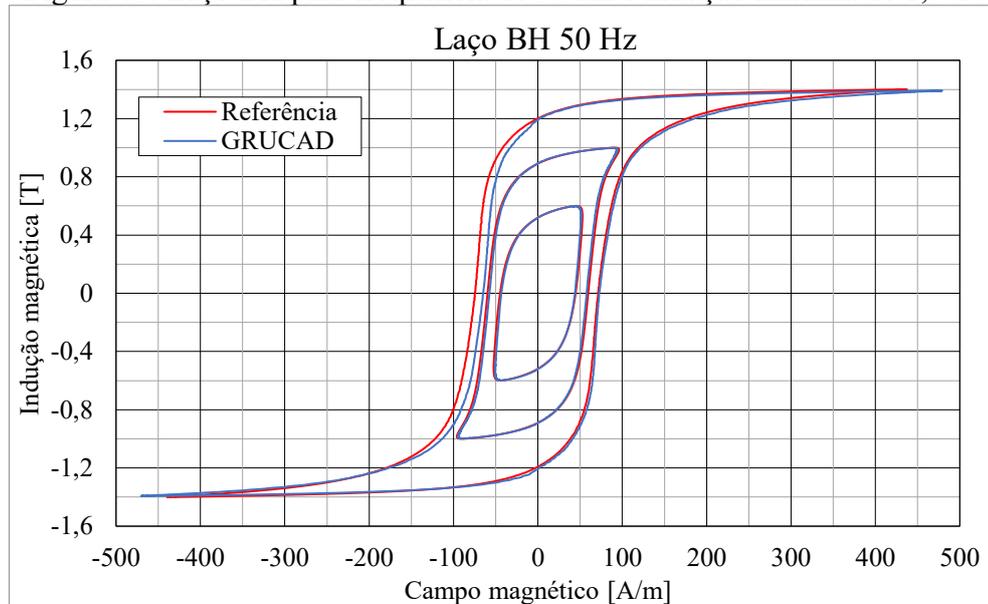
Figura 42: Diferença relativa percentual do fator de forma da tensão  $v_s(t)$ .



Laços de magnetização do material para alguns pontos de excitação são apresentados na Figura 43. Para um valor elevado de indução de pico, a bancada do GRUCAD apresentou um problema no ramo de indução descendente, possivelmente devido a valores médios na

tensão de saída do inversor de tensão da bancada que pode saturar um transformador colocado em cascata, entre o inversor e o dispositivo de caracterização. A bancada empregada para o desenvolvimento desta tese no desenvolvimento do seu assunto principal é a do GRUCAD, como já mencionado, e este problema não comprometeu o andamento da investigação.

Figura 43: Laço BH para frequência de 50 Hz e indução máxima de 1,0 T.



#### 4.1.5 Processo de separação de perdas

O processo de separação de perdas é realizado utilizando valores de perdas magnéticas em função da indução máxima para duas frequências. Basicamente, as perdas obtidas na frequência de 1 Hz são tomadas como perdas por histerese. Para obter os valores das perdas dinâmicas em 50 Hz, as perdas em 1 Hz são subtraídas das perdas totais em 50 Hz. As perdas dinâmicas são ainda divididas em duas parcelas: por correntes induzidas e excedentes.

Processo de segregação dos tipos de perdas magnéticas consiste em aplicar rotinas de determinação dos valores dos parâmetros do modelo de perdas Eq. (72). Neste modelo, a separação de perdas é associada à frequência  $f_0$  na qual os valores de perdas dinâmicas foram obtidos, sendo  $k_h$  a constante proporcional às perdas por histerese,  $\alpha_h$  é o expoente de perdas por histerese,  $k_{f0}$  constante de perdas por correntes induzidas na frequência  $f_0$  e  $k_{e0}$  é a constante de perdas excedentes na frequência  $f_0$ .

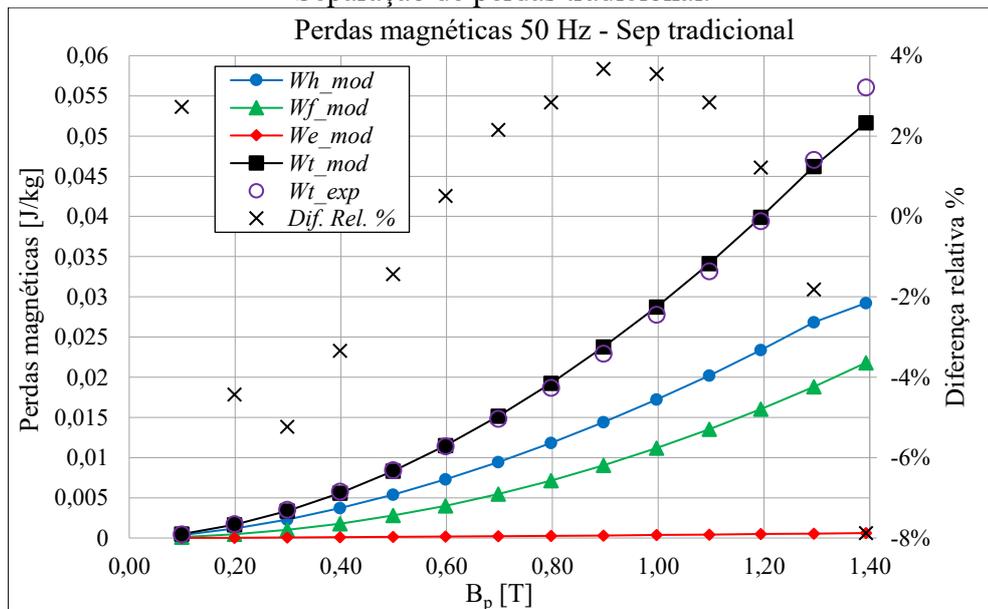
$$W_t = k_h B_p^{\alpha_h} + k_{f0} B_p^2 \frac{f}{f_0} + k_{e0} B_p^{1,5} \sqrt{\frac{f}{f_0}} \quad (72)$$

Uma vez que existem valores de perdas magnéticas medidos em diversos pontos de magnetização, aplica-se processos de estimação de valores dos parâmetros  $k_h$ ,  $\alpha_h$ ,  $k_{f0}$  e  $k_{e0}$  para uma determinada amostra através da minimização da função objetivo Eq. (73), que corresponde à diferença entre o valor obtido experimentalmente  $W_{exp}$  e o valor  $W_t$  obtido a partir do modelo da Eq. (72).

$$erro = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \left( \frac{W_{exp} - W_t}{W_{exp}} \right)^2 \quad (73)$$

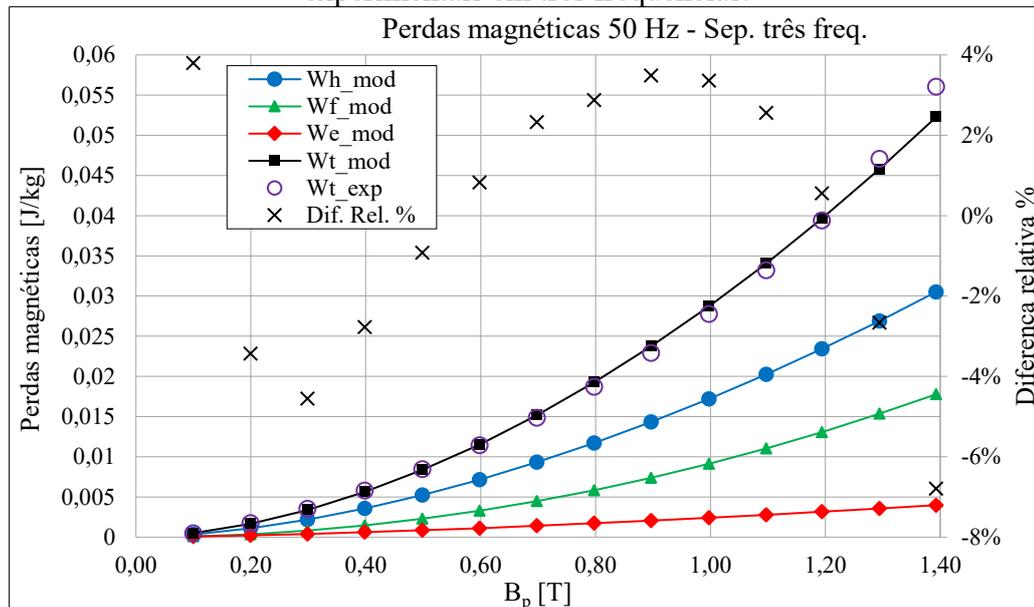
Foram realizados dois procedimentos para obtenção dos valores dos parâmetros do modelo da Eq. (72). Um procedimento adotado para a separação de perdas toma os valores de perdas totais em 1 Hz como sendo apenas valores de perdas por histerese, i.e, as perdas dinâmicas são desprezadas nesta frequência. Da diferença entre as perdas totais em 50 Hz com as perdas totais em 1 Hz, as perdas dinâmicas em  $f_0 = 50$  Hz são obtidas. Na sequência, foi realizado o procedimento de estimação de parâmetros da Eq. (72) utilizando a função *solver* do *software* MS Excel. A Figura 44 apresenta as curvas de perdas magnéticas segregadas obtidas através do modelo e a curva de perdas totais medida experimentalmente.

Figura 44: Perdas magnéticas para a amostra de testes em 50 Hz com excitação senoidal. Separação de perdas tradicional.



A segunda estratégia de separação de perdas emprega valores de perdas totais nas frequências de 1 Hz, 10 Hz e 50 Hz para induções de pico entre 0,1 T e 1,4 T. Nesta estratégia, todos os pontos foram utilizados para calcular o erro (Eq. (73)) e obter os parâmetros da Eq. (72) através de estimação ótima de parâmetros. As curvas de perdas magnéticas obtidas por meio deste procedimento são apresentadas na Figura 45.

Figura 45: Perdas magnéticas para a amostra de testes em 50 Hz com excitação senoidal. Separação de perdas por meio de estimação ótima de parâmetros utilizando dados experimentais em três frequências.



A Tabela 6 apresenta os valores dos parâmetros de perdas magnéticas do modelo da Eq. (72) obtidos por meio das duas estratégias.

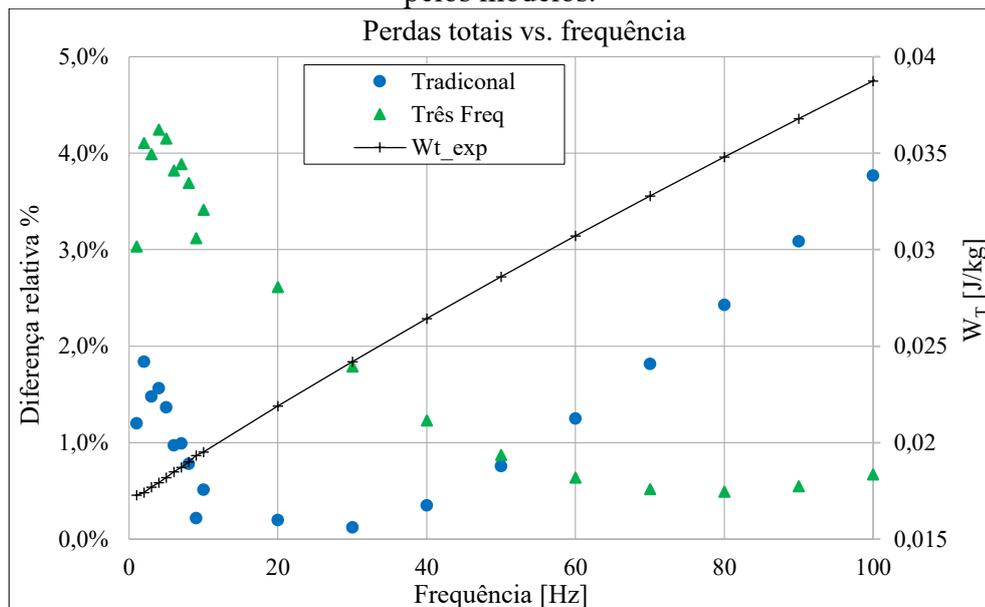
Tabela 6: Valores dos parâmetros de perdas obtidos por meio das duas estratégias de separação de perdas para frequência de 50 Hz.

	<i>Separação tradicional</i>	<i>Separação com base na estimação de parâmetros</i>
$k_h$	0,0172	0,0173
$\alpha_h$	1,6787	1,7182
$k_{f0}$	0,0112	0,0092
$k_{e0}$	0,0004	0,0024
$f0$	50 Hz	50 Hz

Os resultados obtidos por ambas as abordagens foram parecidos e ficaram dentro de uma faixa de menos de 5% de diferença relativa aos valores experimentais para induções de pico de menos de 1,3 T. Porém, o segundo apresentou menores valores de diferença em relação aos dados experimentais.

Com a intenção de avaliar os dois conjuntos de parâmetros do modelo em função da frequência de excitação, os valores de perdas foram calculados para frequências entre 1 Hz e 100 Hz e comparados a dados experimentais obtidos através da bancada Brockhaus. As curvas de perdas totais medidas e os valores de diferença relativa percentual calculados com referência aos dados experimentais são apresentados na Figura 46. Analisando os valores de diferença relativa das perdas obtidas por meio de cada uma das abordagens, pode-se dizer que a separação de perdas de maneira tradicional apresenta bons resultados para frequências de até 50 Hz e que a separação com base no ensaio em três frequências apresenta bons resultados para frequências a partir de 50 Hz. Este comportamento indica que a separação tradicional promove uma melhor estimativa das perdas devido à histerese e que a separação a partir de três frequências estima as perdas dinâmicas de maneira mais adequada. Uma metodologia que emprega os valores de perdas totais em 1 Hz como perdas por histerese e utilize valores em demais frequências para obtenção dos coeficientes de perdas dinâmicas poderia fazer com que os resultados ficassem melhores.

Figura 46: Curva de perdas totais medidos através da MPG200G para frequências entre 1 Hz e 100 Hz e valores de diferença relativa percentual entre dados experimentais e valores obtidos pelos modelos.



## 4.2 RESULTADOS OBTIDOS PARA VALIDAÇÃO

### 4.2.1 Introdução

Conforme já apresentado, o escopo do trabalho é demonstrar a relação entre parâmetros elétricos do dispositivo e a forma de onda da tensão de alimentação na evolução das perdas magnéticas no núcleo do dispositivo quando a fonte de alimentação é pulsada. As perdas magnéticas possuem uma relação direta com a forma de onda da tensão induzida  $e(t)$ , que está relacionada ao fluxo no núcleo do dispositivo. As abordagens feitas até então na literatura avaliaram a forma de onda da alimentação aplicada diretamente na tensão  $e(t)$ , desprezando a influência do enrolamento primário (R1: perdas ôhmicas e L1: dispersão) e o impacto que a carga causa no comportamento do dispositivo.

O objetivo dos ensaios é demonstrar a sensibilidade dos parâmetros de primeira ordem do dispositivo para formação dos laços internos. A frequência fundamental e a frequência de chaveamento serão alteradas para os diferentes ensaios, também possibilitando observar o impacto destas na formação de laços internos. Ensaios com a adição de uma carga resistiva no enrolamento secundário também serão realizados, indicando a diminuição da evolução das perdas devido a laços internos de magnetização.

Serão utilizados três circuitos magnéticos, cujos parâmetros diferem e possibilitam avaliar isoladamente a sensibilidade das perdas no dispositivo em relação ao número de espiras, caminho magnético e resistência do enrolamento primário. As características dos três circuitos magnéticos são apresentadas na Tabela 7.

Tabela 7: Parâmetros dos dispositivos utilizados nos ensaios.

Parâmetro	Símbolo	Unidade	Dispositivo A	Dispositivo B	Dispositivo C
Número de espiras do primário	$N_p$	-	360	720	250
Número de espiras do secundário	$N_s$	-	360	720	-
Número de espiras da bobina-B	$N_B$	-	720	720	250
Resistência do enrolamento primário	$R_1$	$\Omega$	1,80	4,14	
Resistência do enrolamento secundário	$R_2$	$\Omega$	1,80	4,14	-
Seção transversal	$S$	mm <sup>2</sup>	120	75	256,17
Caminho magnético médio	$l_m$	m	1,02	1,02	0,219
Massa	$m$	g	930,54	575,16	421,69
Material do núcleo		-	GNO	GNO	GNO

#### 4.2.2 Planejamento dos experimentos

A caracterização de materiais ferromagnéticos moles é realizada por diversos motivos, dentre os quais pode-se citar os processos de fabricação de materiais, utilização de dados do material em projeto de máquinas elétricas, validação de lotes de material, controle de qualidade etc. As principais grandezas de interesse são as perdas magnéticas por unidade de massa (em W/kg) e a permeabilidade relativa – também obtida através da curva de magnetização inicial, geralmente obtidas em função da indução magnética de pico sob regime de operação senoidal em uma determinada frequência, conforme indicam normas que tratam do assunto, como a ABNT NBR 5161(MENDES, 2004). No caso de uma forma de onda de excitação diferente da senoidal, o resultado da caracterização do material deverá levar em conta a forma de onda da fonte de alimentação e as características do dispositivo sob ensaio, uma vez que poderão implicar em valores de perdas que destoam do obtidos via ensaios padronizados realizados com forma de onda senoidal. Desta maneira, com vistas a conhecer a influência da interação entre fatores relevantes, características da tensão de alimentação e do dispositivo também serão consideradas variáveis influentes.

Variáveis que influenciam na resposta:

- Frequência de excitação;
- Indução magnética;
- Forma de onda da excitação;
- Características do dispositivo sob ensaio.

O comportamento das perdas magnéticas em função da frequência de excitação e da indução magnética são bastante conhecidos no campo da caracterização de materiais ferromagnéticos. Contudo, a forma de onda da excitação, conforme escopo do trabalho, ainda estimula diversos estudos. No presente capítulo serão apresentados resultados de ensaios onde foram utilizadas diferentes formas de onda de tensão PWM a três níveis a fim de avaliar o impacto do índice de modulação, frequência fundamental da excitação e frequência de comutação, em conjunto com variações de características do dispositivo, como número de espiras, seção magnética, resistência do enrolamento primário, caminho magnético e carga conectada no enrolamento secundário.

As variáveis de resposta dos ensaios serão:

- Curvas de perdas magnéticas totais em função da indução máxima;

- Curvas de comparação entre perdas magnéticas totais obtidas via alimentação senoidal e alimentação PWM;
- Laços de magnetização para diferentes frequências, tensões de alimentação e características do material.

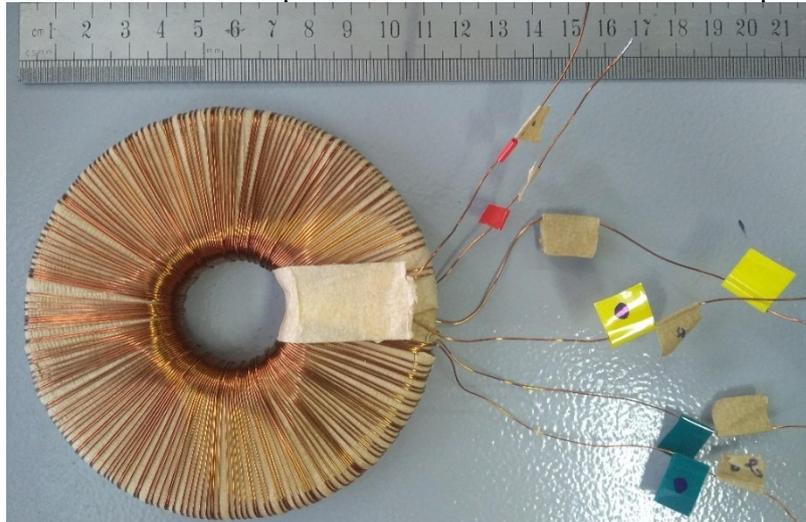
Os fatores que serão avaliados são:

- Frequência fundamental;
- Frequência de comutação/portadora;
- Índice de modulação;
- Número de espiras do enrolamento de excitação;
- Resistência do enrolamento de excitação;
- Caminho magnético e material do núcleo;
- Carga conectada ao enrolamento secundário.

#### **4.2.3 Laços de magnetização para diferentes tensões induzidas**

Com o objetivo de observar a formação de laços de magnetização internos, apresentada de maneira teórica na Seção 0, foi realizada uma série de ensaios com um dispositivo de dois enrolamentos acionado com a bancada do GRUCAD. Por meio do controle em malha fechada da bancada, foram aplicadas três formas de onda de tensão, impostas na bobina-B – bobina sensora do fluxo magnético, onde mede-se a tensão induzida  $e(t)$ . Nos três ensaios, o dispositivo foi submetido a uma indução máxima de 1 T com frequência fundamental de 1 Hz. Primeiramente, a forma de onda de excitação foi a senoidal. Posteriormente, aplicou-se na bobina-B uma tensão do tipo PWM a três níveis, com frequência de comutação de 13 Hz. A terceira forma de onda aplicada foi do tipo PWM a dois níveis, também com frequência de comutação de 13 Hz. A seguir, apresenta-se resultados de medição contendo curvas com formas de onda da tensão na bobina-B, da corrente no primário, do campo magnético, da indução magnética e por fim, do laço de magnetização. Excepcionalmente para as subseções 4.2.3 e 4.2.4, os ensaios foram realizados com o Dispositivo C apresentado na Figura 47, que possui 250 espiras tanto do enrolamento primário quanto no enrolamento secundário. O núcleo de formato toroidal possui 17 lâminas de aço silício GNO de 0,5 mm de espessura e diâmetros externo e interno de 100 mm e 40 mm, respectivamente.

Figura 47: Foto do Dispositivo C com núcleo de diâmetro externo de 100 mm e diâmetro interno de 40 mm. Dispositivo com enrolamentos de 250 espiras.



Nas figuras de 48 a 50, apresenta-se as grandezas elétricas ( $I_m(t)$  e  $e(t)$ ) para cada tipo de tensão aplicada. Nota-se que o valor de pico da corrente de magnetização  $I_m(t)$  é praticamente o mesmo para todos os tipos de forma de onda.

Figura 48: Corrente de magnetização e tensão na bobina-B para excitação senoidal.

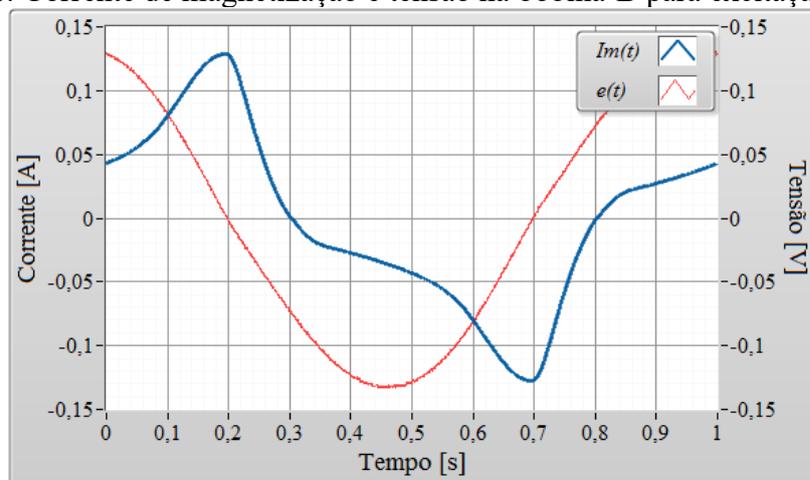


Figura 49: Corrente de magnetização e tensão na bobina-B para excitação PWM a três níveis.

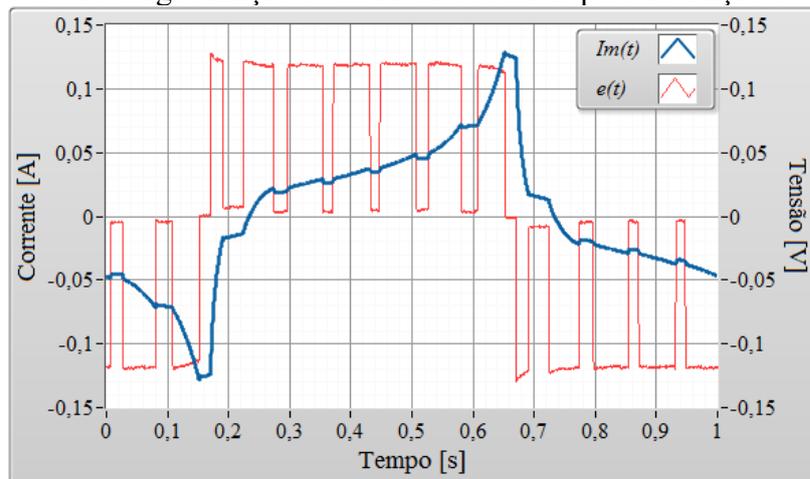
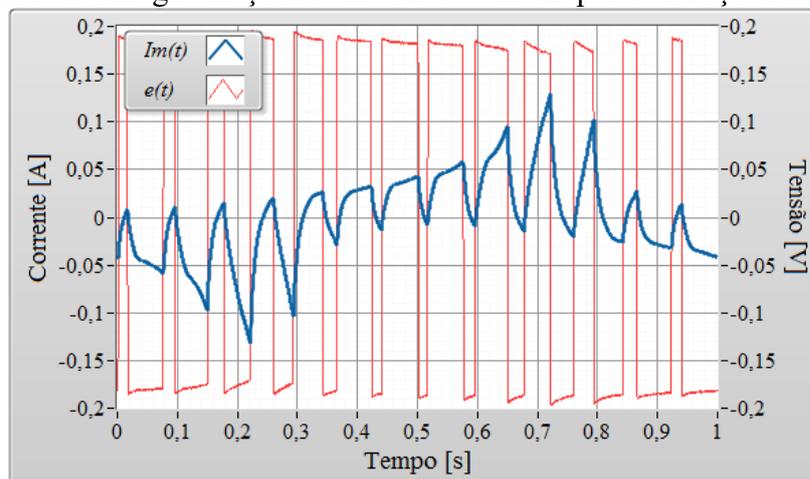


Figura 50: Corrente de magnetização e tensão na bobina-B para excitação PWM a dois níveis.



As figuras 51 a 53 apresentam as grandezas magnéticas campo e indução para os três tipos de tensão de excitação imposta na bobina-B. Nota-se que no caso da tensão PWM a dois níveis (Figura 50) há formação de variações locais de indução  $\Delta B_i$  ao longo do período. Para a tensão PWM a três níveis, este comportamento não é observado e em alguns intervalos de tempo a indução magnética permanece constante, i.e., não há variação de indução magnética  $dB(t)/dt$ . Estes intervalos de tempo correspondem aos intervalos em que a tensão na bobina-B é nula.

Figura 51: Grandezas magnéticas para excitação senoidal em 1 Hz.

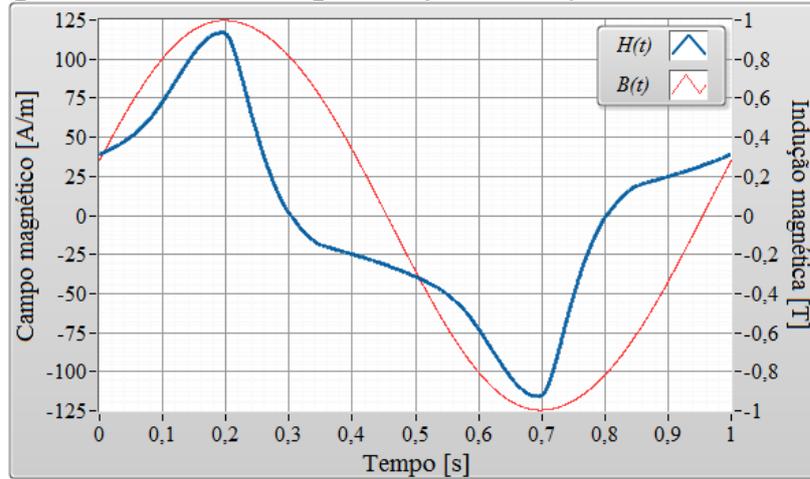


Figura 52: Grandezas magnéticas para excitação PWM a três níveis em 1 Hz e frequência de comutação 13 Hz.

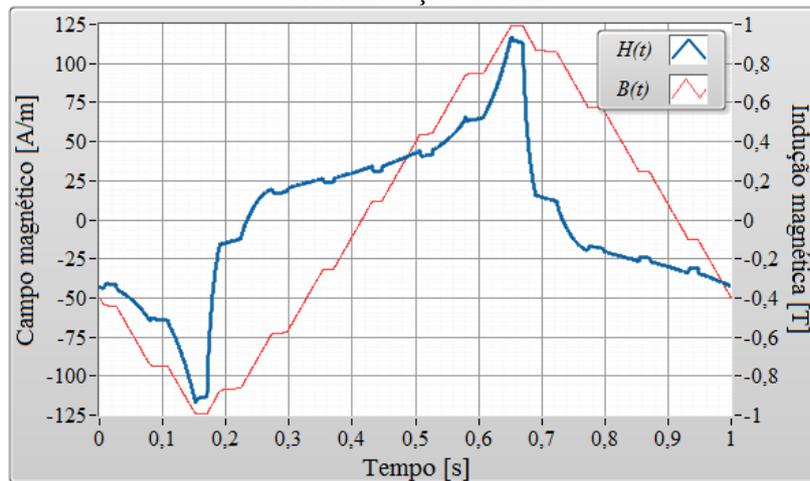
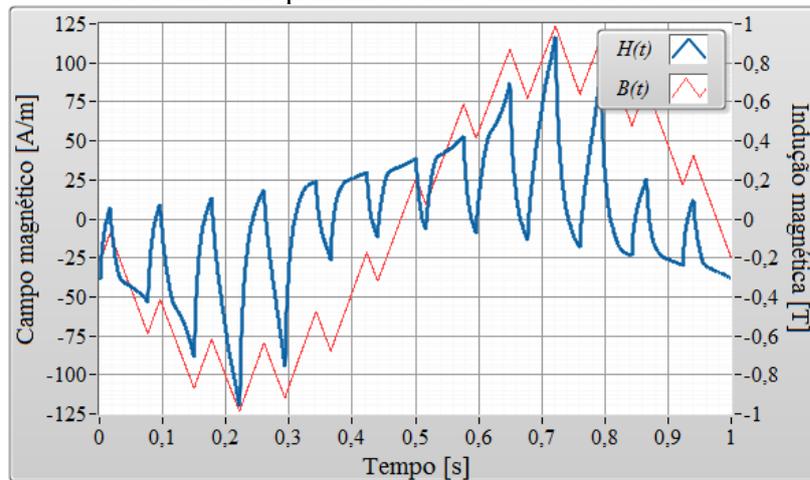
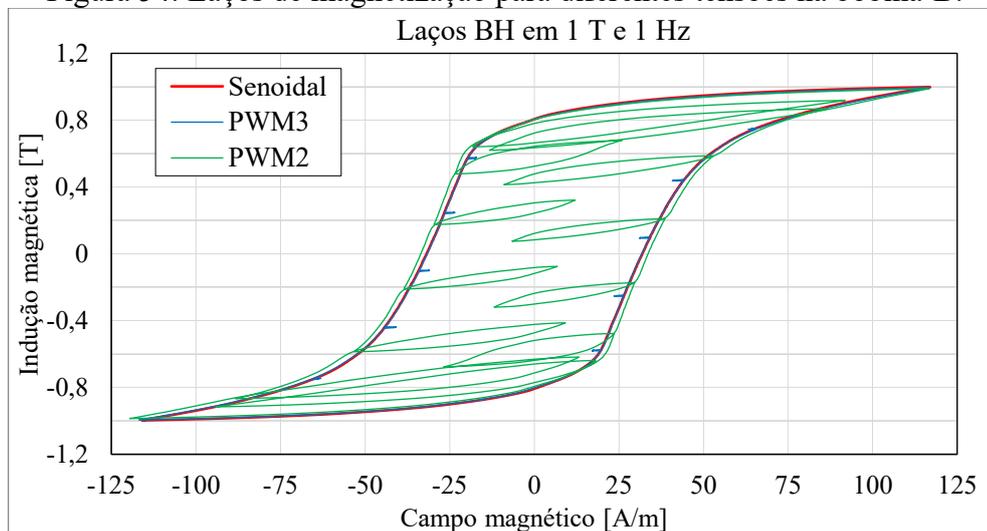


Figura 53: Grandezas magnéticas para excitação PWM a dois níveis, frequência fundamental de 1 Hz e frequência de chaveamento de 13 Hz.



Para completar esta seção, são apresentados na Figura 54 os laços de magnetização para as três formas de onda de tensão na bobina-B. O surgimento de laços internos de magnetização, no caso de tensão PWM a dois níveis, ocorre devido às regiões em que a tensão tem instantaneamente polaridade contrária à polaridade da fundamental.

Figura 54: Laços de magnetização para diferentes tensões na bobina-B.



De maneira a tornar a análise quantitativa, a Tabela 8 apresenta os valores das perdas magnéticas em um ciclo para cada caso. Para a excitação com tensão PWM a dois níveis na bobina-B, o valor das perdas é 50% maior que para os demais casos.

Tabela 8: Perdas totais para diferentes formas de onda de tensão de excitação. Dispositivo de dois enrolamentos sem imposição de carga.

Tipo de tensão	Senoidal	PWM3	PWM2
Perdas totais (mJ/kg)	17,44	17,43	26,16

Este comportamento de aumento das perdas devido à formação de laços internos quando da excitação PWM a dois níveis foi observado conforme apresentado na literatura (SIMÃO, 2008) e relatado nas seções precedentes. A diferença entre os laços de magnetização sob diferentes tipos de forma de onda da excitação possui relação direta com os conceitos apresentados nesta tese. A seguir, a Seção 4.2.4 dará mais um passo na observação da formação de laços internos, neste caso, devido ao ponto de aplicação da tensão PWM a três níveis.

#### 4.2.4 Comparação entre tensão de alimentação e tensão induzida

Nas máquinas elétricas em geral, a tensão PWM a três níveis é imposta nos seus terminais de entrada por meio dos conversores de frequência. Porém, esta não é a condição de alimentação aplicada nos trabalhos de (BOGLIETTI et al., 2003; SIMÃO, 2008), os quais impõem a forma de onda PWM na tensão induzida  $e(t)$  através de uma bancada com controle em malha fechada. Esta condição aplicada nos trabalhos precedentes desconsidera da análise o efeito adicional devido às características do enrolamento de excitação, bem como deixa de avaliar o impacto causado pela variação da carga. Neste contexto, conforme a literatura, as perdas magnéticas aumentam quando as máquinas são alimentadas por este tipo de tensão em relação à alimentação senoidal (DEMS; KOMEZA, 2017; DENIS et al., 2017; SASAYAMA; MORITA; NAKANO, 2014; ZHANG et al., 2017). A fim de avaliar o comportamento do dispositivo eletromagnético sob este regime, impôs-se a forma de onda da tensão PWM a três níveis tanto na bobina-B  $e(t)$  e quanto nos terminais de alimentação, i.e., na tensão  $v_p(t)$ . Emprega-se o mesmo dispositivo eletromagnético de testes da Figura 47.

A Figura 55 apresenta laços de magnetização do dispositivo eletromagnético alimentado com tensão PWM a três níveis nas configurações i) impondo no enrolamento primário (legenda: *impondo  $V_p(t)$* ) e ii) impondo na bobina-B (legenda *impondo  $e(t)$* ). Em ambos os casos, o enrolamento secundário ficou em aberto, ou seja, o circuito eletromagnético não transferiu energia para uma carga. Nota-se que ocorre a formação de laços internos de magnetização e o valor de perdas magnéticas é maior, conforme apresentado na Tabela 9. Como mencionado anteriormente nos trabalhos (BOGLIETTI et al., 2003; SIMÃO, 2008), quando se

impõe a forma de onda na bobina-B (vide figuras 49, 52 e 54), não ocorre a formação dos laços menores no caso de tensão PWM a três níveis. Para a configuração impondo a forma de onda nos terminais de entrada do dispositivo, a Figura 56 mostra as formas de onda das tensões e corrente no enrolamento primário. Note que, embora a forma de onda de tensão PWM a três níveis  $v_p(t)$  não possua valores instantâneos com polaridade oposta à fundamental, na força eletromotriz  $e(t)$  em todos os pulsos em que a tensão PWM é nula, seu valor não o é ( $e(t)$  possui valores de polaridade inversa), fazendo com que ocorra as variações de indução  $\Delta B$  e o surgimento de laços menores (vide figuras 55 e 57). As grandezas magnéticas em função do tempo são apresentadas na Figura 57.

Figura 55: Laços de magnetização do circuito magnético excitado com tensão PWM a três níveis. Frequência de comutação de  $f_c = 13$  Hz.

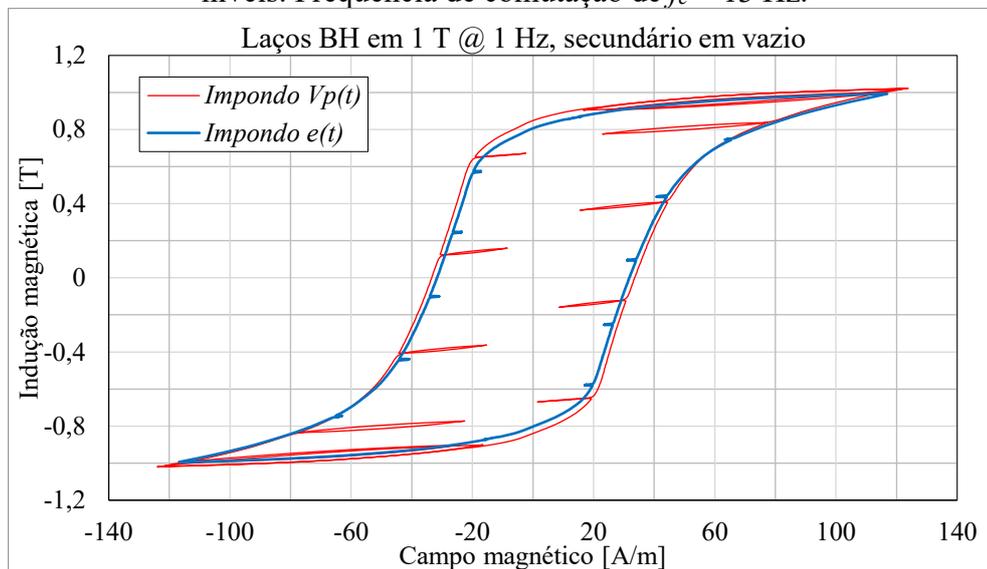


Tabela 9: Perdas totais para diferentes controles de tensão PWM a três níveis. Dispositivo de dois enrolamentos sem imposição de carga.

Tipo de controle	Impondo $v_p(t)$	Impondo $e(t)$	Dif. Rel.
Perdas totais (mJ/kg)	18,03	17,43	3,4%

Figura 56: Grandezas elétricas para tensão PWM a três níveis imposta no enrolamento primário.

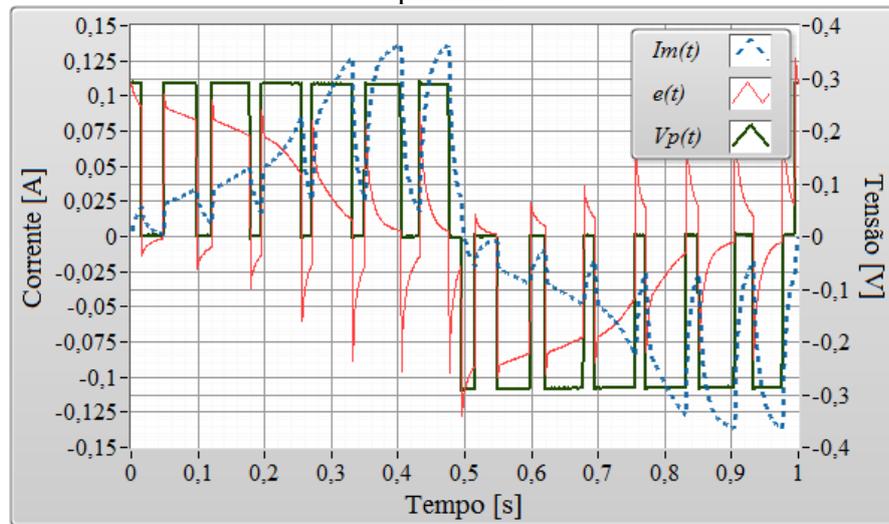
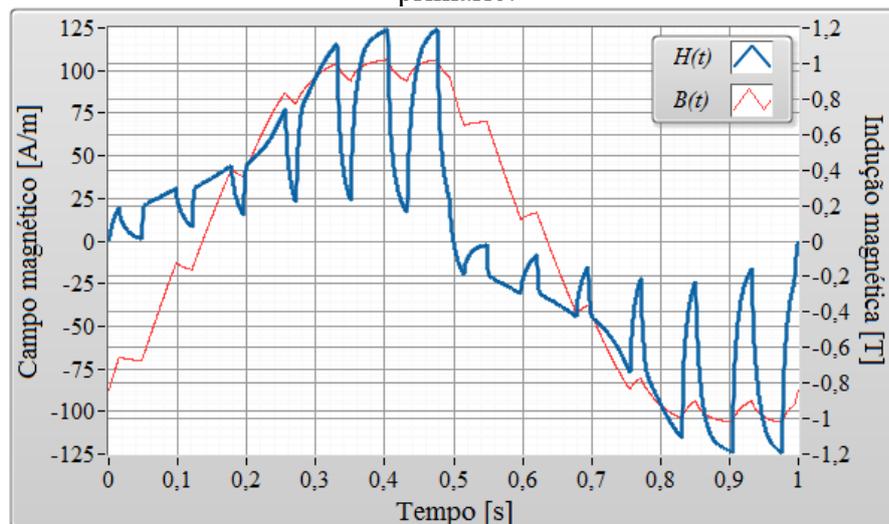


Figura 57: Grandezas magnéticas para tensão PWM a três níveis imposta no enrolamento primário.

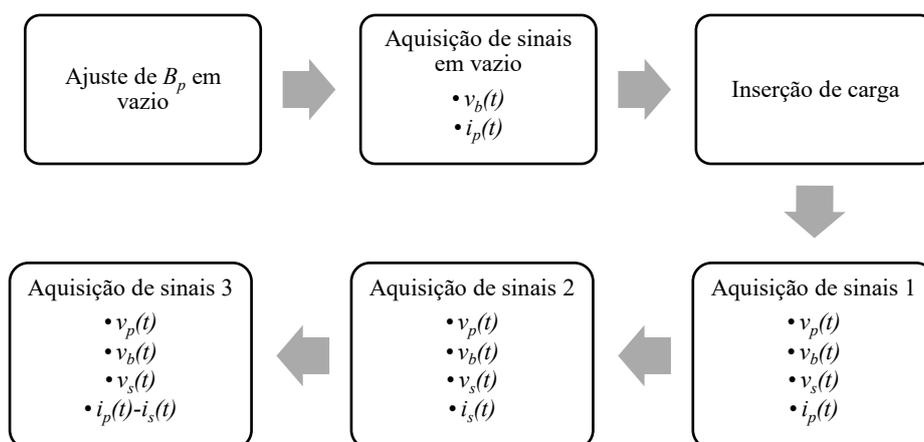


#### 4.2.5 Ensaios com tensão senoidal e variação da carga no enrolamento secundário

Para esta investigação, é necessário empregar a técnica de bobinagem discutida em (ELIAS et al., 2021). Assim, o dispositivo eletromagnético empregado na sequência da investigação é o já apresentado com as características da Tabela 5. Esta seção aborda o comportamento do material ferromagnético do dispositivo de testes processando ou não energia a um enrolamento de carga, alterando também os valores da carga. As duas metodologias de obtenção de valores de perdas no núcleo são empregadas (através do balanço energético e através da diferença entre a corrente de alimentação e a corrente na carga) para avaliar o comportamento das perdas magnéticas quando o circuito transfere energia para uma carga.

Devido ao sistema de aquisição adotado (osciloscópio DPO4104), a quantidade de canais disponíveis para aquisição simultânea é limitada a quatro. Além disso, a utilização de apenas um transdutor para medição de corrente fez com que fosse necessário realizar mais de uma etapa de aquisição de sinais para efetuar o cálculo do balanço energético. Assim, uma sequência de ensaios foi definida para que ambas as correntes pudessem ser medidas em um mesmo ponto de operação, conforme sumarizada através das etapas do diagrama de blocos da Figura 58. A forma de onda da tensão da bobina sensora de fluxo é imposta para um ponto de excitação do material em uma determinada indução e em uma determinada frequência. A seguir, as formas de onda da tensão na bobina-B  $v_b(t)$  e da corrente  $i_p(t)$  (que neste caso é a de excitação ou magnetização) são adquiridas, para obter os dados em vazio. Posteriormente, conecta-se a carga ao enrolamento secundário, aumentando a corrente no enrolamento de excitação, mas mantendo-se as condições do núcleo. Na etapa seguinte, adquire-se a tensão na bobina-B  $v_b(t)$ , corrente no primário  $i_p(t)$ , tensão no primário  $v_p(t)$  e tensão na carga  $v_s(t)$ . Na sequência, o transdutor de corrente é retirado do enrolamento primário e conectado no enrolamento secundário, efetuando-se assim a aquisição das mesmas formas de onda da etapa anterior, com exceção da corrente primária, pois mede-se a do enrolamento secundário  $i_s(t)$ . Na última etapa, o transdutor de corrente é conectado no segmento de fios dos enrolamentos primário e secundário trançados juntos a fim de se medir a forma de onda da corrente  $i_p(t)-i_s(t)$ , i.e., a de magnetização.

Figura 58: Procedimento adotado para aquisição de sinais elétricos provenientes dos ensaios com controle da tensão na bobina-B, em vazio e com carga.



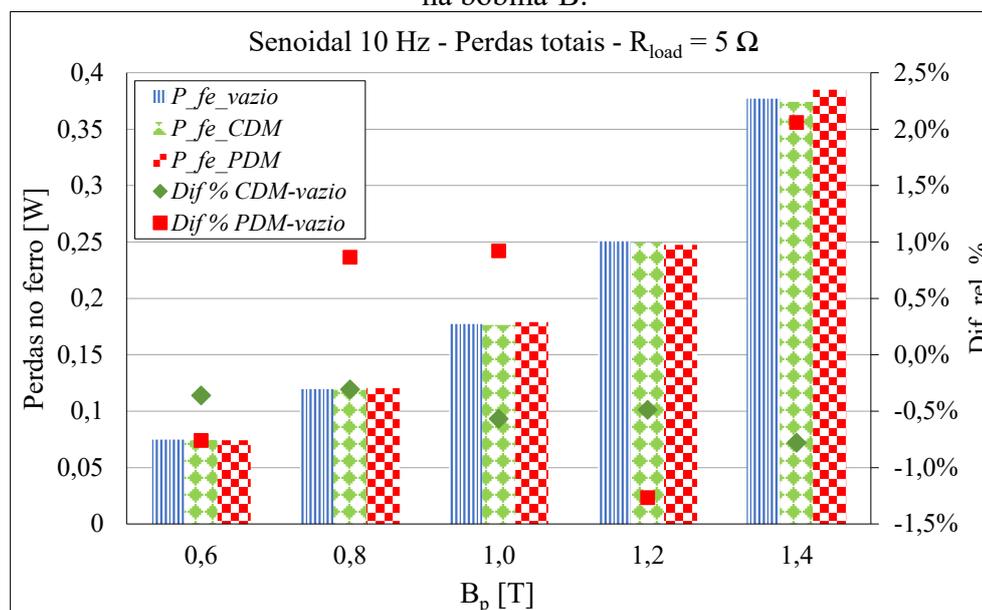
Para validar as metodologias de cálculo de perdas no núcleo apresentadas na seção 3.2, foram realizados ensaios mantendo-se a tensão na bobina-B senoidal para as condições de i) secundário em vazio e ii) transferindo energia para uma carga. Variou-se a indução entre 0,6 T e 1,4 T, e foram conectadas três cargas diferentes: 5  $\Omega$ , 2,5  $\Omega$  e 1,67  $\Omega$ .

As perdas magnéticas calculadas a partir do balanço energético são apresentadas nas figuras com o índice *\_PDM* e as perdas calculadas a partir da diferença entre correntes com índice *\_CDM*. Os valores de perdas são em potência (Watt). A diferença relativa entre os valores de perdas magnéticas em vazio e em carga é calculada conforme a Eq. (74).

$$Dif. rel. \% = \frac{P_{fe\_carga} - P_{vazio}}{P_{vazio}} \times 100 \quad (74)$$

A Figura 59 apresenta um gráfico de barras dos valores de perdas magnéticas obtidos em vazio e pelos dois métodos quando o dispositivo eletromagnético está alimentando uma carga de 5  $\Omega$  conectada no enrolamento secundário. Também apresenta valores de diferença relativa entre os procedimentos de medida quando em carga em relação à situação em vazio. Os valores de perdas magnéticas obtidos através do método de diferença das correntes (denotado por *P<sub>fe\_CDM</sub>* no gráfico) são menores do que os valores obtidos em vazio *P<sub>fe\_vazio</sub>*, em torno de 0,5% a menos. Esta diferença de -0,5% é a mesma em todos os pontos ensaiados, indicando que há um erro sistemático. Entretanto, a diferença relativa entre os valores obtidos através do método PDM (denotado por *P<sub>fe\_PDM</sub>*) e os obtidos em vazio variam entre -1,3% e 2,1%. Assim, o método de medição e cálculo de perdas magnéticas através da diferença das correntes parece fornecer valores mais confiáveis nesta bancada e nestes ensaios.

Figura 59: Perdas magnéticas para o dispositivo alimentando carga de  $5 \Omega$ . Tensão senoidal na bobina-B.



Nos mesmos moldes da obtenção dos resultados da figura anterior, a Figura 60 apresenta os valores para o dispositivo alimentando uma carga de  $2,5 \Omega$  e a Figura 61 apresenta valores para o caso de uma carga de  $1,67 \Omega$ . Os valores de perdas obtidos pelo método de diferença das correntes apresentam valores de diferença relativa menores e mais estáveis do que os obtidos pelo método de diferença das potências. Apesar de os valores obtidos pelo CDM serem sempre menores que os valores em vazio, os valores de perdas obtidos pelo PDM alternam entre maiores e menores do que os valores em vazio, na faixa de  $\pm 3\%$ . Apesar deste desempenho, a diferença de 3% pode ser considerada aceitável, pois as medições não são realizadas simultaneamente, ficando à mercê da estabilidade do controle da bancada. O método CDM utiliza apenas uma aquisição de todas as grandezas simultaneamente.

Figura 60: Perdas magnéticas para o dispositivo alimentando carga de  $2,5 \Omega$ . Tensão senoidal na bobina-B.

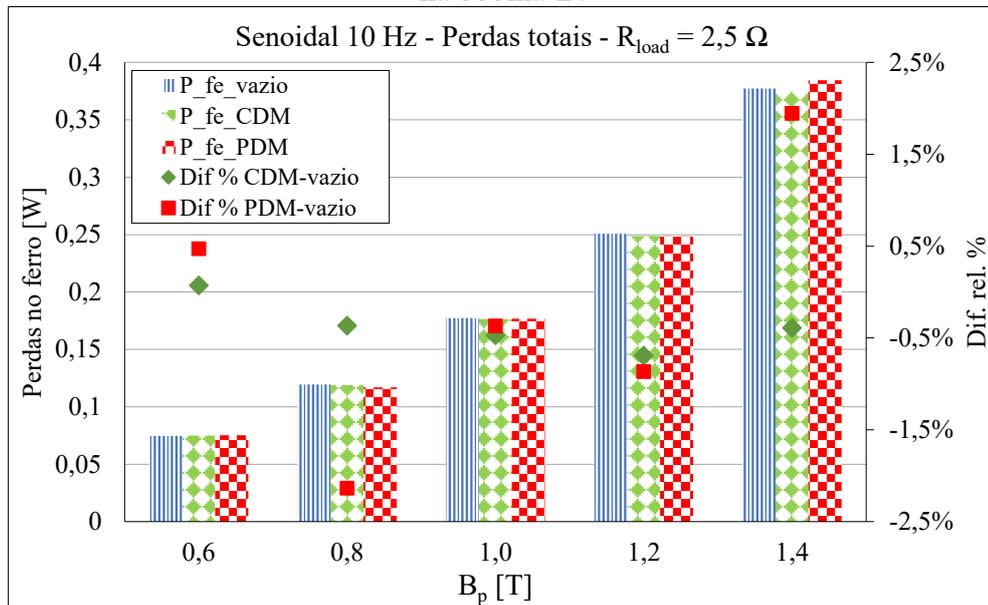
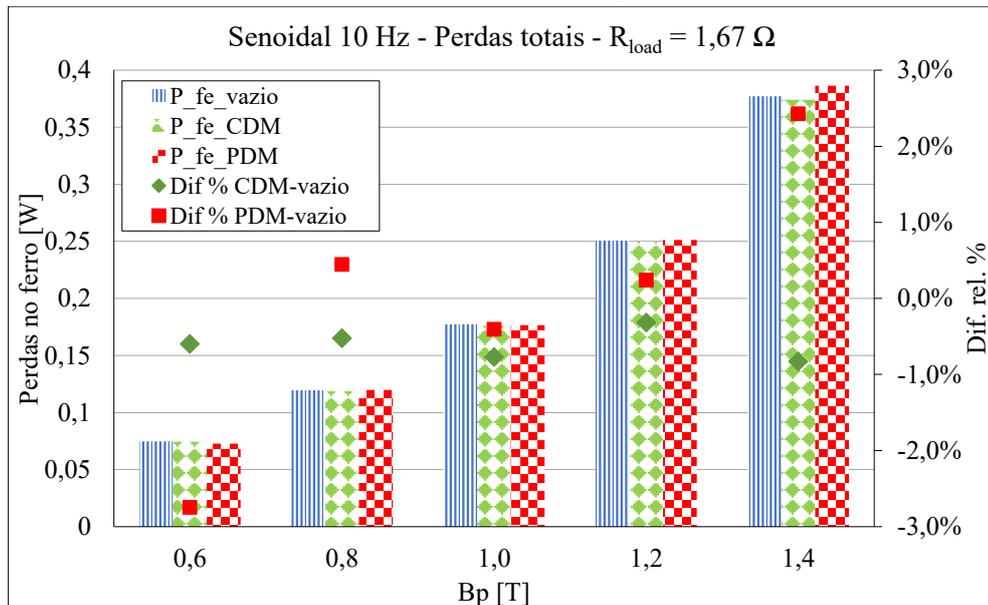


Figura 61: Perdas magnéticas para o dispositivo alimentando carga de  $1,67 \Omega$ . Tensão senoidal na bobina-B.



A seguir são apresentados laços de magnetização para alguns pontos de magnetização com o intuito de mostrar a similaridade entre os laços obtidos em vazio e na condição de carga através do CDM (a corrente de magnetização obtida através da diferença entre correntes). A Figura 62 apresenta o laço BH para a indução máxima de 0,6 T. A Figura 63 apresenta os laços de magnetização para a indução de 1,0 T e a Figura 64 para a indução máxima de 1,4 T. Visualmente, as diferenças são imperceptíveis entre os laços em vazio e em carga. A

semelhança visual entre os laços de magnetização corresponde também ao comportamento dos valores de perdas calculados através da diferença entre correntes, que diferem em menos de 1% das perdas em vazio (vide as figuras 59, 60 e 61).

Figura 62: Laços de magnetização para 0,6 T @ 10 Hz com excitação senoidal na bobina-B. Circuito em vazio e com três cargas diferentes.

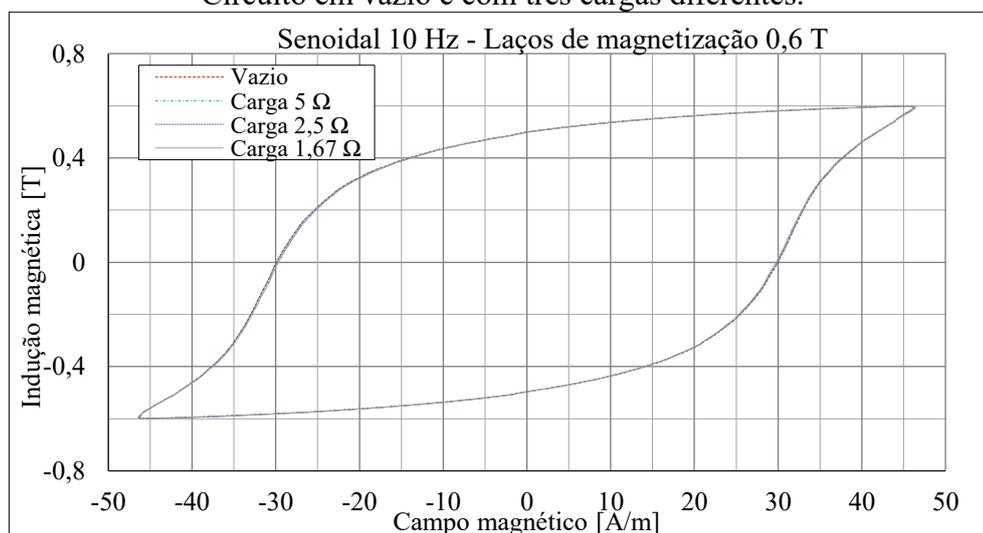


Figura 63: Laços de magnetização para 1,0 T @ 10 Hz com excitação senoidal na bobina-B. Circuito em vazio e com três cargas diferentes.

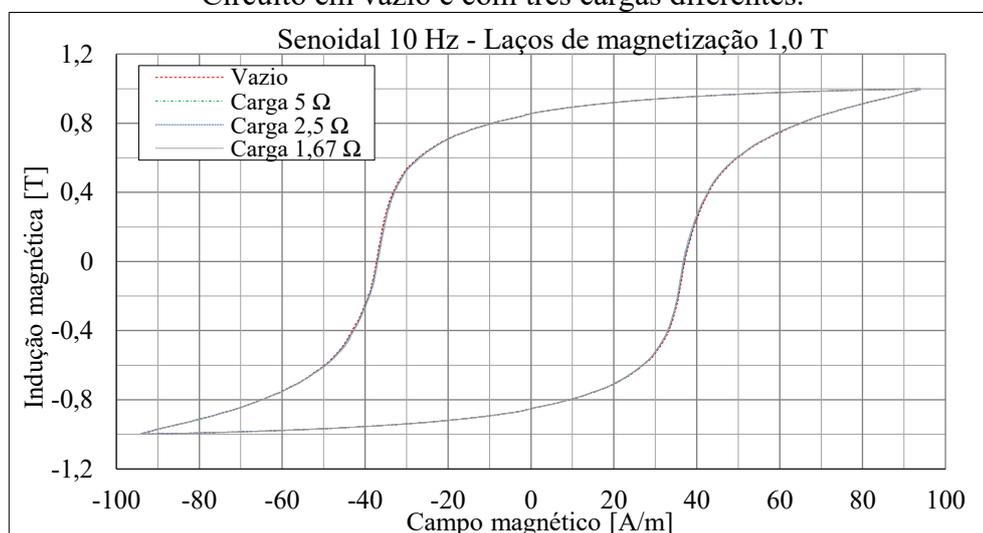
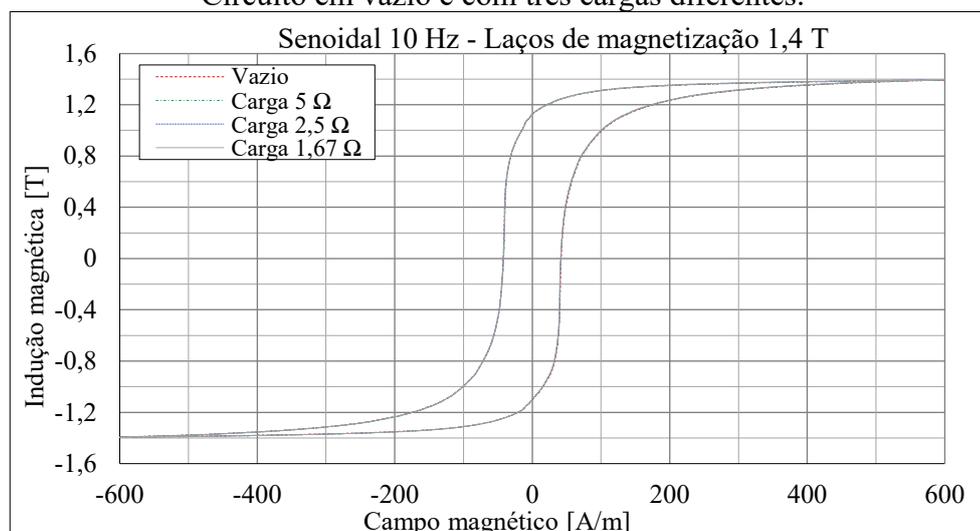


Figura 64: Laços de magnetização para 1,4 T @ 10 Hz com excitação senoidal na bobina-B. Circuito em vazio e com três cargas diferentes.



A correspondência verificada entre os laços de magnetização para diferentes condições de carga é uma condição necessária para a avaliação do circuito magnético com base no circuito elétrico equivalente (vide Figura 16). As metodologias de cálculo de perdas em condição de carga foram validadas para excitação senoidal mantida na bobina-B, sendo que o método do balanço energético (PDM) apresentou resultados na faixa de  $\pm 3\%$  com relação aos ensaios em vazio e o método de diferença entre correntes (CDM) apresentou resultados inferiores aos resultados em vazio, na faixa de  $-1\%$ . A seguir serão apresentados resultados de ensaios realizados com alimentação do tipo PWM a três níveis, também em vazio e em diferentes condições de carga no secundário.

#### 4.2.6 Ensaios com alimentação PWM a três níveis

Esta seção tem como objetivo apresentar os principais ensaios e análise de resultados de perdas obtidas nas condições em vazio e em carga, mas com a alimentação e imposição da tensão do tipo PWM a três níveis no enrolamento primário, na frequência de 10 Hz e em diferentes condições de indução de pico. O nome PWM3 será utilizado na sequência para indicar a alimentação PWM a três níveis. Quando não especificado outra condição, considera-se uma frequência de comutação  $f_s = 70$  Hz e uma frequência fundamental  $f = 10$  Hz para a forma de onda modulante.

A Figura 65 apresenta uma comparação dos valores de perdas magnéticas em vazio, sob alimentação no regime senoidal imposto na bobina-B e sob regime PWM a três níveis com

a forma de onda imposta no primário. Nesta figura, também são apresentados os valores de diferença relativa entre a indução de pico em cada um dos casos, bem como a diferença relativa entre os valores de perdas. Os valores de perdas magnéticas são próximos, apesar de haver uma tendência de formação de laço de magnetização interno. O laço de magnetização para 0,6 T de pico é apresentado na Figura 66. Os valores de perdas magnéticas e visualmente as áreas dos laços, incluindo as dos laços menores, quando relacionados os resultados das figuras 65 e 66, parecem não condizer. Ou seja, o laço de magnetização para a tensão PWM3 aparenta possuir uma área maior, porém o valor de perdas magnéticas para alimentação PWM3 apresenta um valor inferior em 0,2%. A Figura 67 apresenta os laços de magnetização para 1,0 T. Nota-se visualmente que para o regime PWM3 a área é maior, como também o valor de perdas magnéticas (vide Figura 65).

Figura 65: Perdas totais no ferro para diferentes tensões de alimentação em 10 Hz.

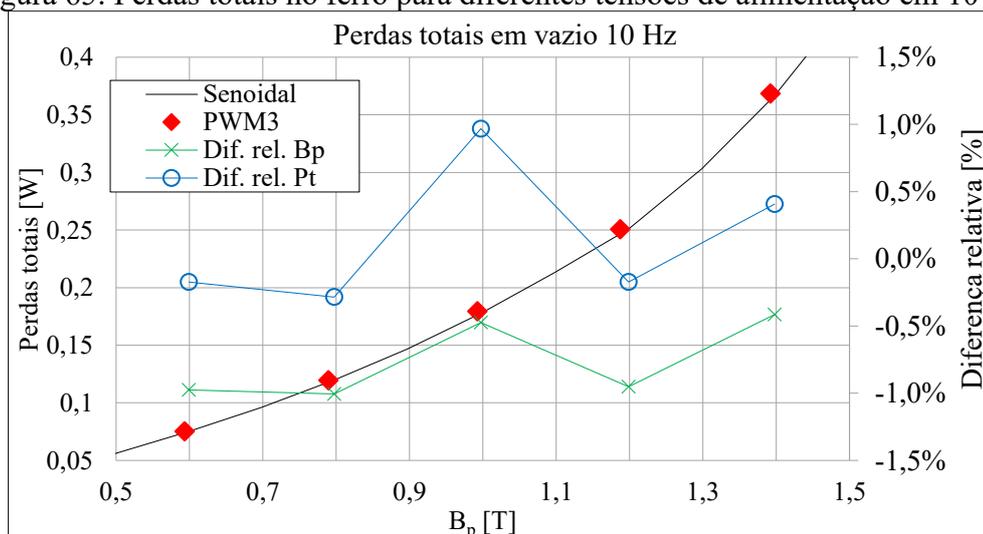


Figura 66: Laço de magnetização para 0,6 T @ 10 Hz. Excitação senoidal e alimentação PWM3.

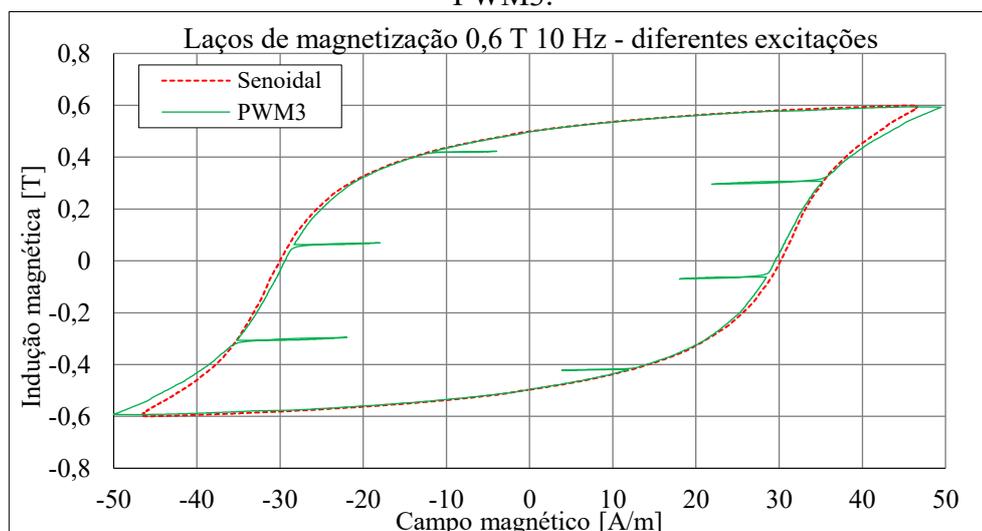
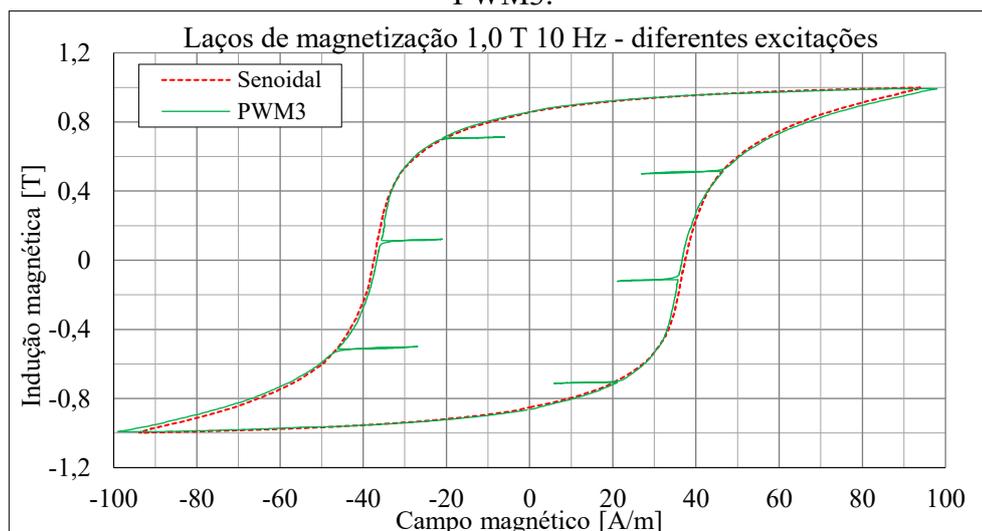


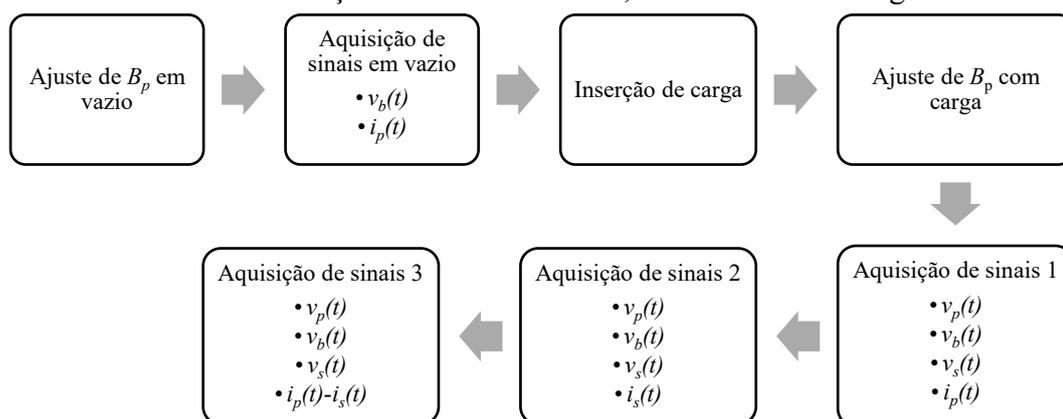
Figura 67: Laço de magnetização para 1,0 T @ 10 Hz. Excitação senoidal e alimentação PWM3.



Conforme já apresentado anteriormente ((BOGLIETTI et al., 2003) e (SIMÃO, 2008)), a excitação PWM a três níveis imposta na bobina-B não forma laço internos. No caso da tensão PWM a três níveis aplicada no enrolamento primário, ocorreu a formação de laços internos, porém apresentando nestes ensaios acréscimos de perdas magnéticas difíceis de serem determinados. Entretanto, como a imposição na alimentação da forma de onda PWM a três níveis gerou laços menores, iniciou-se a investigação experimental para averiguar a influência da carga no comportamento das perdas magnéticas devido à variação do tamanho dos laços menores. Para tanto, um procedimento experimental precisou ser desenvolvido. Diferentemente

do ensaio realizado com controle da tensão na forma de onda senoidal imposta na bobina-B, nos ensaios realizados com a tensão PWM a três níveis, o controle impôs a forma de onda PWM no enrolamento primário. Contudo, o ajuste do valor da indução de pico através da amplitude da tensão imposta no primário se faz necessário ao conectar a carga no enrolamento secundário, uma vez que há uma queda de tensão no enrolamento primário proveniente do aumento da corrente devido à carga. Assim, um procedimento de ensaio foi adotado, apresentado de maneira esquemática na Figura 68. O primeiro passo consiste em ajustar a amplitude da tensão de alimentação PWM para um determinado valor de indução de pico  $B_p$ , para então realizar a aquisição dos sinais em vazio. Posteriormente, conecta-se a carga no enrolamento secundário, ocorrendo uma diminuição da indução de pico no núcleo. Com isto, é realizada uma etapa de ajuste de  $B_p$  com carga. Por fim, as três etapas de aquisição com carga são realizadas.

Figura 68: Procedimento adotado para aquisição de sinais elétricos provenientes dos ensaios com alimentação PWM a três níveis, em vazio e com carga.



A seguir são apresentados resultados de perdas magnéticas e laços de magnetização obtidos a partir de ensaios onde se conectou uma carga resistiva no enrolamento secundário, fazendo com que o circuito magnético transferisse energia para a carga, utilizando como fonte uma tensão pulsada do tipo PWM a três níveis. Em cada um dos ensaios, a amplitude da tensão de alimentação foi ajustada a fim de manter valores de indução de pico  $B_p$  em cada condição de operação. Os ensaios foram realizados para valores de indução de pico entre 0,6 T e 1,4 T, na frequência de 10 Hz (no intuito de minimizar a influência de perdas dinâmicas no laço de magnetização). Os mesmos valores de resistores de carga dos ensaios de excitação senoidal apresentados anteriormente foram utilizados.

A Figura 69 apresenta valores de perdas totais obtidos através dos métodos CDM e PDM com uma carga de  $5 \Omega$  conectada no enrolamento secundário. Para fins de comparação, os valores de perdas magnéticas em vazio também são apresentados, e a diferença relativa percentual entre os valores de perdas com carga em relação aos em vazio também são apresentadas na figura. Os valores de perdas na condição de carga variam na faixa de  $\pm 2\%$  para ambos os métodos utilizados. Os valores de perdas magnéticas e de diferença relativa percentual dos valores de perdas magnéticas para as cargas de  $2,5 \Omega$  e  $1,67 \Omega$ , em relação ao em vazio, são apresentados nas figuras 70 e 71, respectivamente.

Figura 69: Perdas totais no ferro para o circuito alimentado com tensão PWM a três níveis, carga de  $5 \Omega$  conectada no enrolamento secundário.

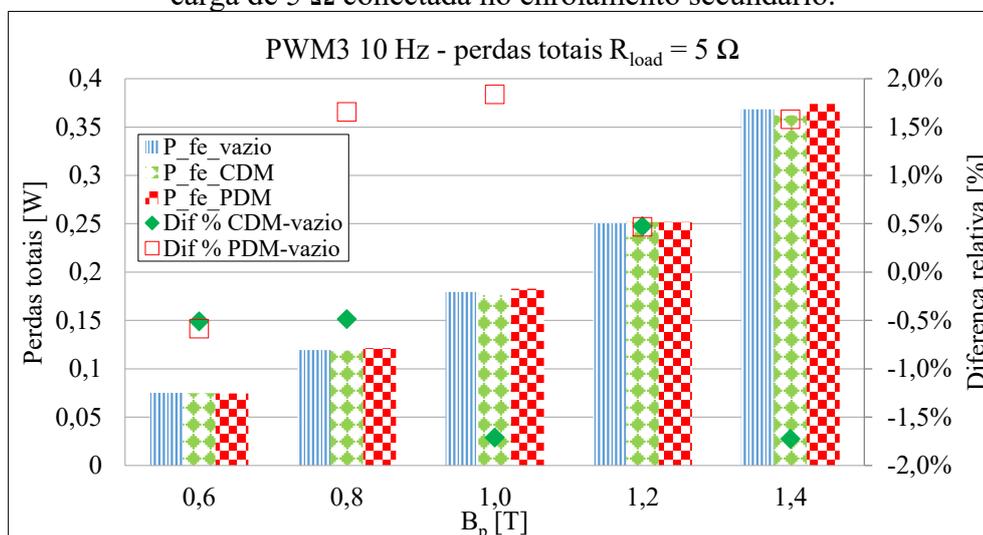


Figura 70: Perdas totais no ferro para o circuito alimentado com tensão PWM a três níveis, carga de  $2,5 \Omega$  conectada no enrolamento secundário.

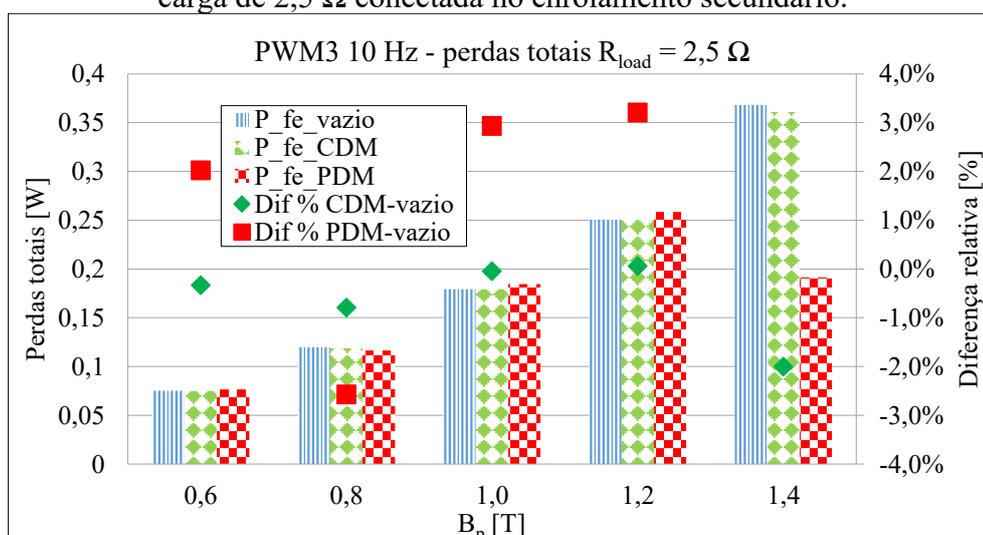
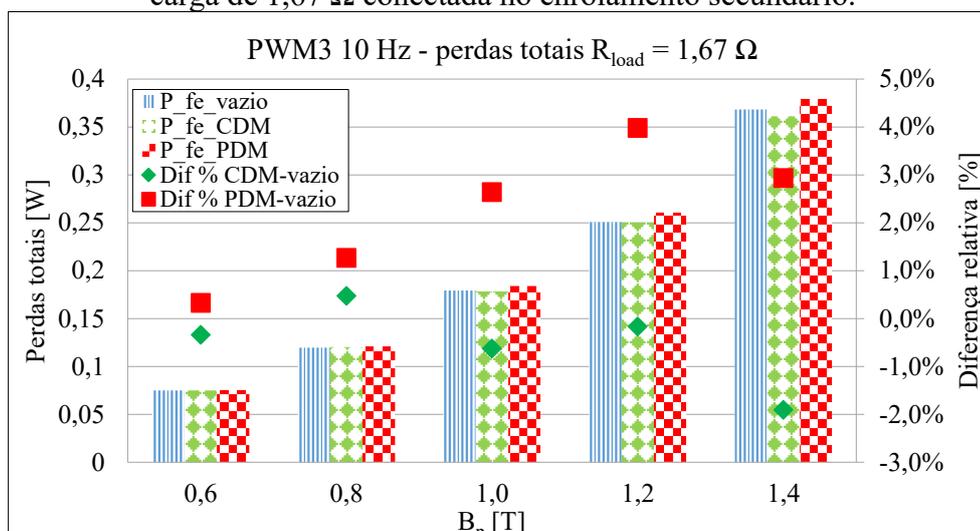


Figura 71: Perdas totais no ferro para o circuito alimentado com tensão PWM a três níveis, carga de  $1,67 \Omega$  conectada no enrolamento secundário.



A Figura 72 mostra a evolução dos valores de perdas magnéticas em vazio em função da indução de pico e os valores relativos da diferença percentual para as diferentes condições de carga em relação à condição em vazio. Os valores empregados foram os obtidos pelo método CDM. Há uma tendência de comportamento quando se compara a condição de vazio com aquelas em carga. Quando o dispositivo processa energia para uma carga, as perdas magnéticas tendem a diminuir, mantendo a indução de pico no núcleo. Para a indução de pico de 1,4 T, a Figura 73 mostra o laço de magnetização e a Figura 74 mostra um detalhe do comportamento dos laços menores em função da alteração das condições de carga. Note que, quando a carga aumenta ( $R_L$  diminui), a área do laço interno tende a diminuir. Para a indução 0,6 T, a Figura 75 apresenta o laço de magnetização e a Figura 76 mostra em detalhe o comportamento dos laços menores em função da alteração das condições de carga (manteve-se as escalas dos eixos para facilitar a comparação com o caso em 1,4 T). Aqui também, nota-se que, quando a carga aumenta ( $R_L$  diminui), a área do laço interno tende a diminuir. Porém, por causa da posição dos laços menores, em 1,4 T, há laços internos com áreas maiores do que quando a 0,6 T. Na indução de pico mais elevada ( $B_p = 1,4$  T da Figura 72), a tendência é que com carga, a perda magnética diminua consideravelmente em relação à condição em vazio (vide (SIMÃO et al., 2009)).

Figura 72: Curva de perdas magnéticas em vazio (legenda Vazio) e valores de diferença relativa percentual entre valores de perdas magnéticas para o dispositivo com carga em relação às perdas para o dispositivo em vazio (legenda: Carga 5  $\Omega$ , Carga 2,5  $\Omega$  e Carga 1,67  $\Omega$ ).

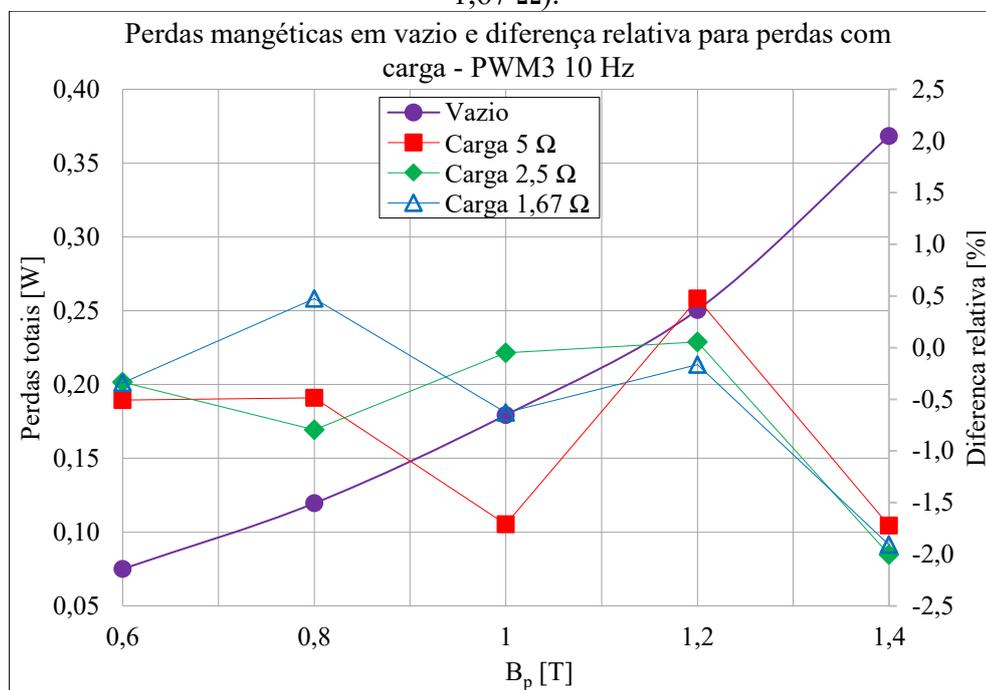
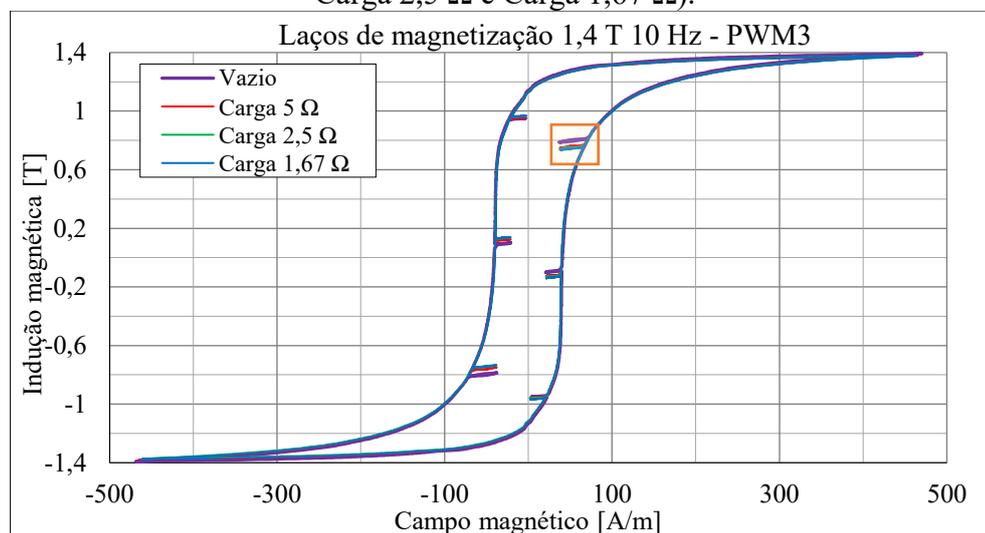


Figura 73: Laços de magnetização para  $B_p = 1,4$  T em 10 Hz, alimentação PWM a três níveis. Dispositivo em vazio (legenda Vazio) e com três valores de carga (legenda: Carga 5  $\Omega$ , Carga 2,5  $\Omega$  e Carga 1,67  $\Omega$ ).



A Figura 74 apresenta o detalhe destacado na Figura 73 com o laço interno na região próxima ao final do semiciclo positivo de campo magnético e indução no laço de magnetização em 10 Hz e 1,4 T de indução máxima.

Figura 74: Detalhe no laço de magnetização da Figura 73.

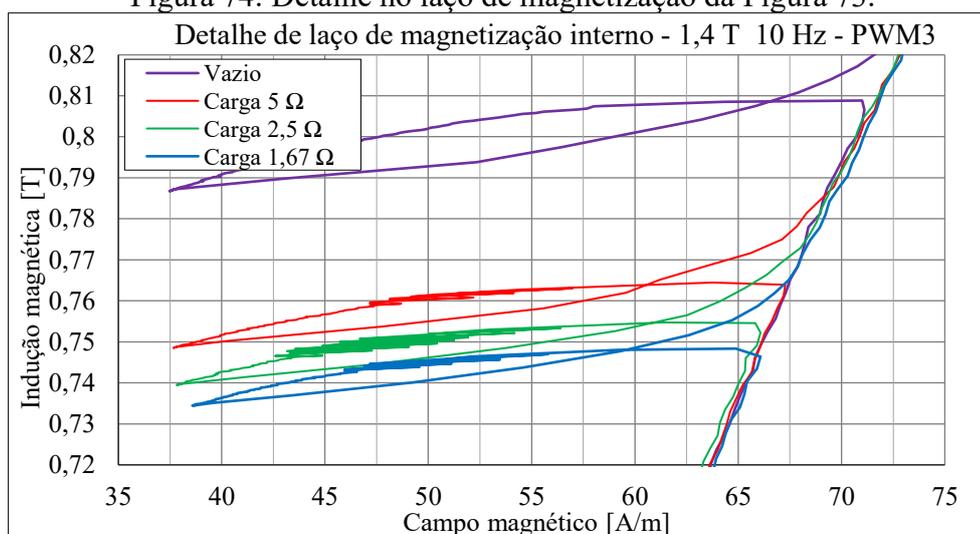
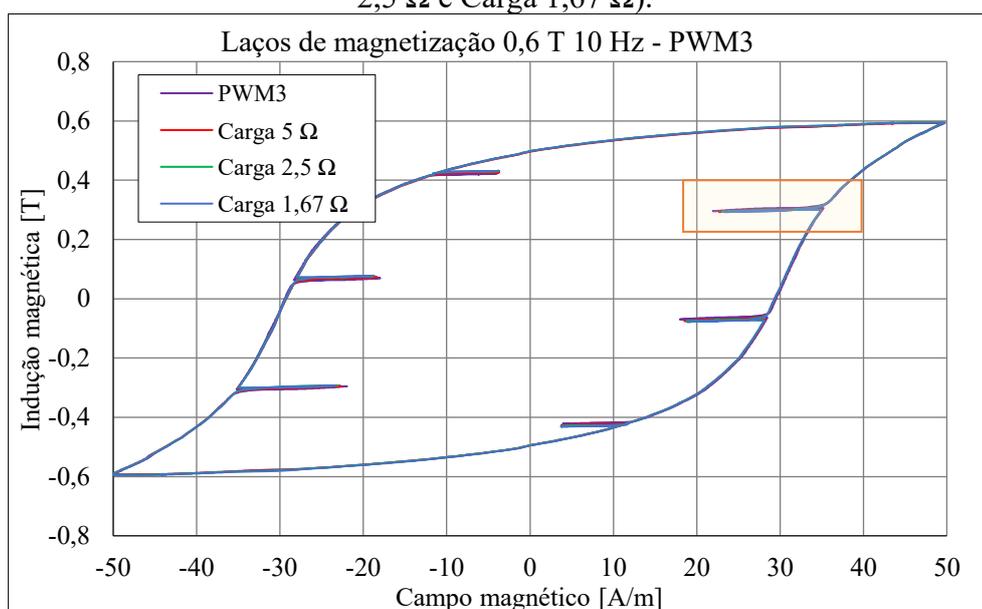
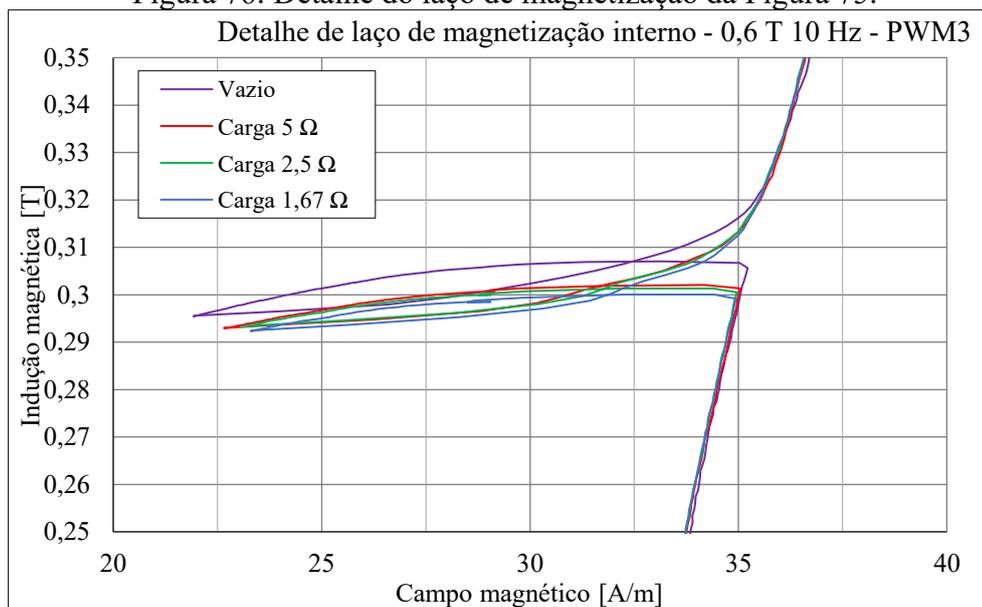


Figura 75: Laços de magnetização para  $B_p = 0,6$  T em 10 Hz, alimentação PWM a três níveis. Dispositivo em vazio (legenda Vazio) e com três valores de carga (legenda: Carga 5  $\Omega$ , Carga 2,5  $\Omega$  e Carga 1,67  $\Omega$ ).



O detalhe destacado na Figura 75 é apresentado na Figura 76 com o laço interno na região próxima ao final do semiciclo positivo de campo magnético e indução no laço de magnetização em 10 Hz e indução máxima de 0,6 T.

Figura 76: Detalhe do laço de magnetização da Figura 75.



#### 4.2.7 Variação da resistência do enrolamento primário, dispositivo em vazio

Conforme exposto na seção 0, há uma constante de tempo  $\tau$  que rege o comportamento dinâmico do dispositivo eletromagnético (vide Figura 22). Também como foi apresentado, alterações no valor da resistência  $R_p$  têm influência no valor de  $\tau$ . Assim, na presente seção, investiga-se o comportamento das perdas magnéticas em função da alteração do valor da resistência no primário. Dois valores de resistência adicional foram utilizados: adicionando um resistor de  $10 \Omega$  em série com o enrolamento primário, chamado de  $R_p 10 \Omega$ , ou um resistor de  $5 \Omega$  ( $R_p 5 \Omega$ ).

A Figura 77 apresenta laços de magnetização do núcleo do dispositivo eletromagnético em  $1,0 \text{ T} @ 10 \text{ Hz}$ , em vazio, sem a adição de um resistor no primário e acrescentando um resistor de  $10 \Omega$  ou  $5 \Omega$ . A Figura 78 apresenta em detalhe um dos conjuntos de laços internos destacados na Figura 77. Aumentando resistência no primário, ocorre um aumento da área dos laços menores, visível e facilmente percebido na Figura 78. Assim, os laços de magnetização internos possuem áreas maiores para o dispositivo com o resistor de  $10 \Omega$  em série no primário. Mesmo que praticamente imperceptível visualmente, nota-se a tendência de “alargamento do laço principal” com o aumento da resistência primária, provavelmente influenciada pelo aumento das perdas dinâmicas mesmo nesta frequência fundamental relativamente baixa. Aqui talvez esteja uma linha de investigação ainda a ser conduzida no futuro na continuidade desta presente linha de pesquisa.

Figura 77: Laços de magnetização para o circuito com diferentes valores de resistência do primário, dispositivo em vazio.

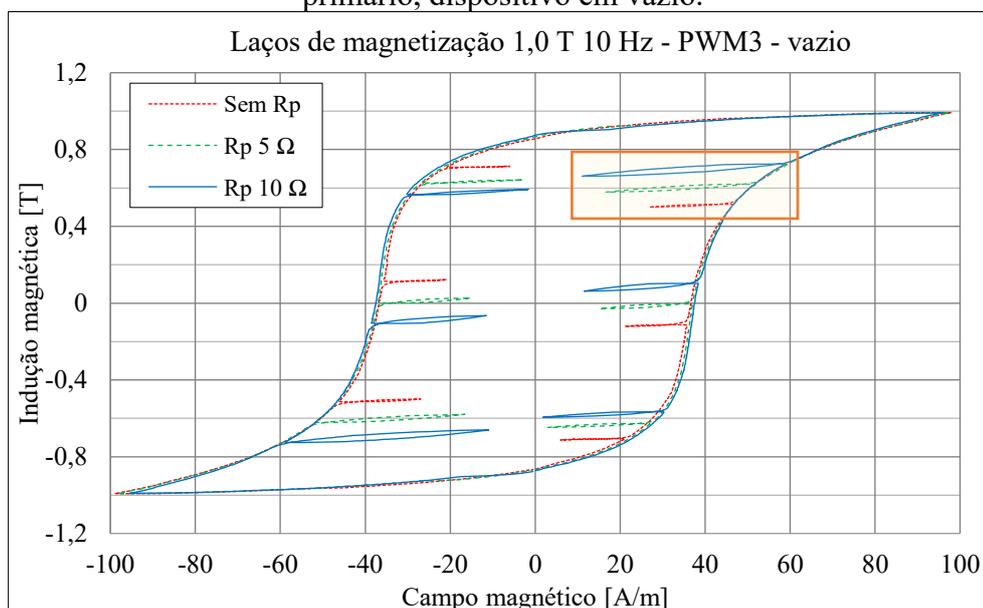
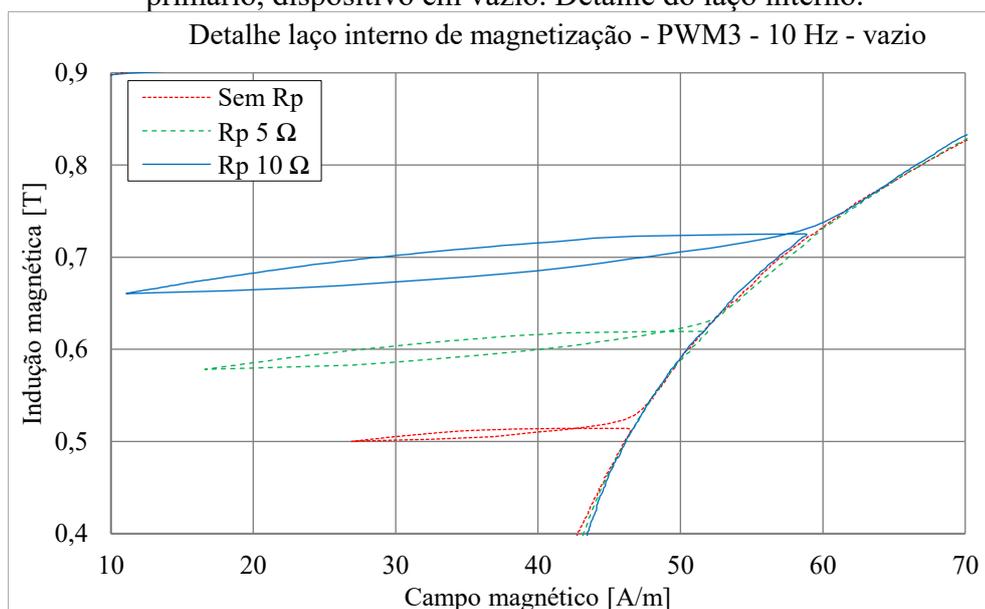


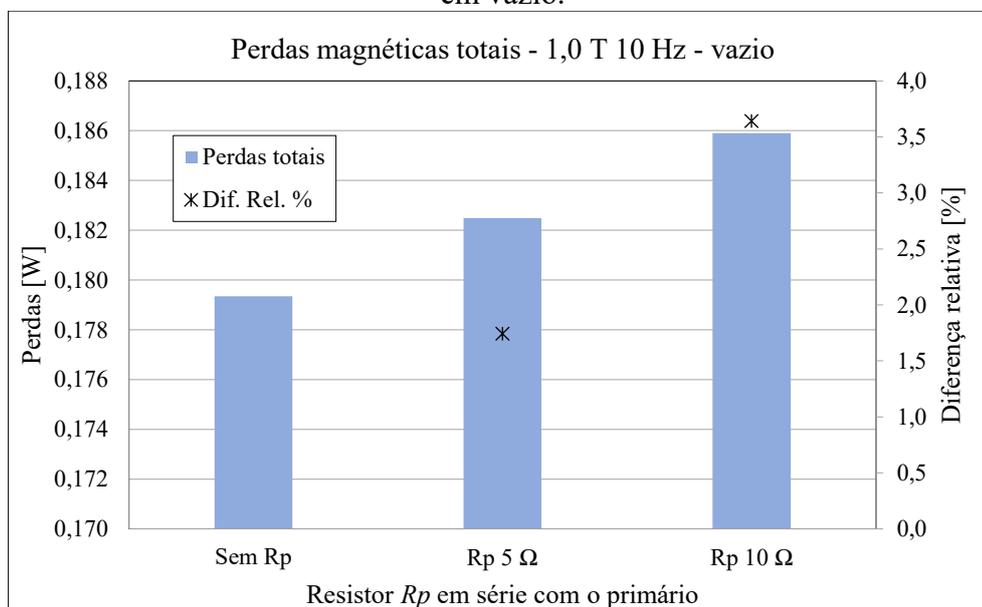
Figura 78: Laços de magnetização para o circuito com diferentes valores de resistência do primário, dispositivo em vazio. Detalhe do laço interno.



A Figura 79 mostra as perdas magnéticas em um gráfico de barras e a diferença relativa das perdas magnéticas para cada situação sem ou com resistores adicionais no primário. Conforme visto na seção 0, com um maior valor de resistência elétrica no primário, menor é o valor da constante de tempo  $\tau$ , aumentando a variação da indução em um mesmo intervalo de

tempo, aumentando a área do laço menor e, conseqüentemente, aumentando as perdas magnéticas.

Figura 79: Perdas magnéticas para diferentes valores de resistência do primário, dispositivo em vazio.



A Figura 80 apresenta as curvas de corrente de magnetização em um período para cada um dos valores de resistência do enrolamento primário e, na Figura 81 apresenta-se a tensão de alimentação  $v_p(t)$ . As formas de onda da força eletromotriz  $e(t)$ , medida através da bobina-B, são apresentadas na Figura 82. Nesta figura, as regiões destacadas são aquelas onde a tensão  $e(t)$  possui valores instantâneos com polaridade contrária à da fundamental, comportamento que faz com que haja ocorrência dos laços internos mostrados na Figura 77 (BOGLIETTI et al., 2003) e (SIMÃO, 2008).

Para completar, a Figura 83 apresenta as curvas de indução magnética, onde é possível notar a inversão da taxa de crescimento da indução no instante próximo a 35 ms, esta é a região de formação de laços internos apresentada na Figura 78. Um detalhe da Figura 83 é apresentado na Figura 84, onde fica evidente a maior variação da indução no caso com a maior resistência do enrolamento primário.

Figura 80: Curvas de corrente de magnetização para três valores de  $R_p$ . Ponto de operação 1,0 T @ 10 Hz. Dispositivo em vazio.

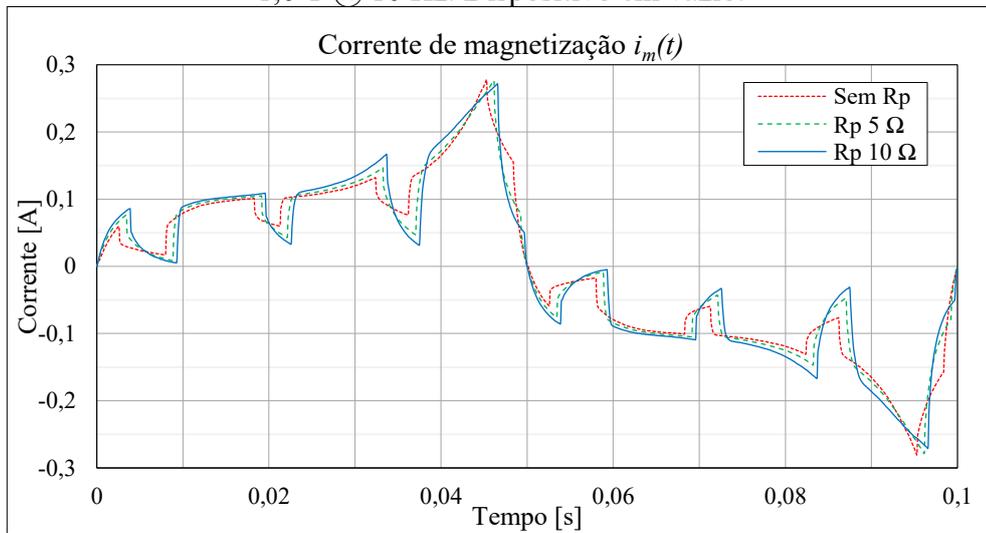


Figura 81: Curvas de tensão de alimentação para três valores de  $R_p$ . Ponto de operação 1,0 T @ 10 Hz. Dispositivo em vazio.

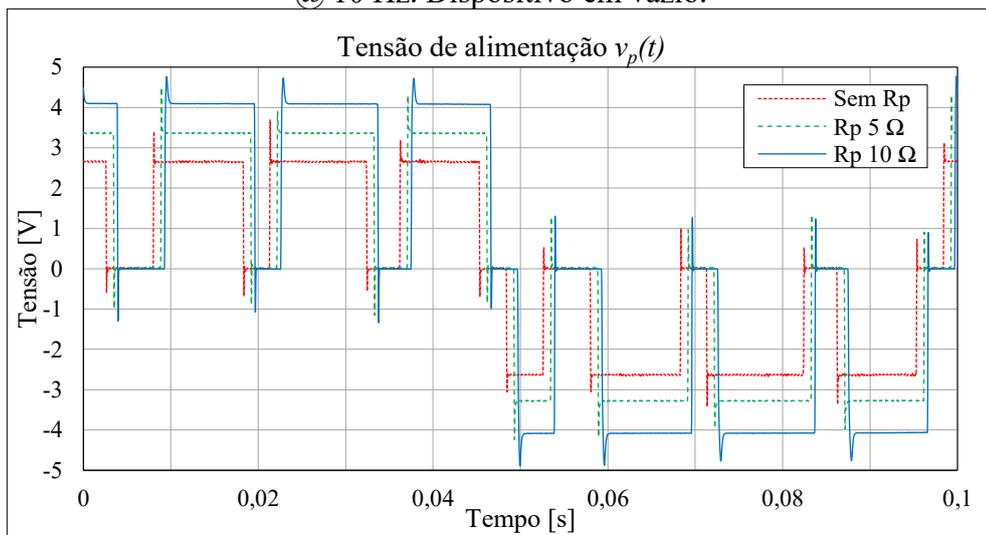


Figura 82: Tensão induzida para três valores de  $R_p$ . Ponto de operação 1,0 T @ 10 Hz.  
Dispositivo em vazio.

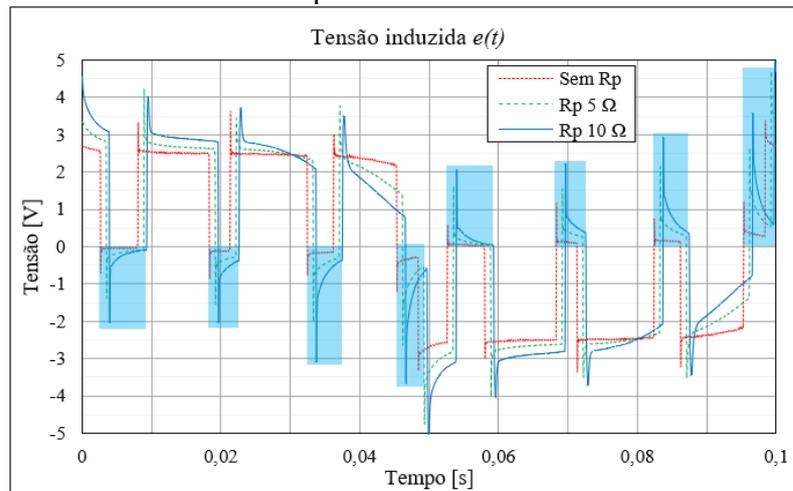


Figura 83: Indução magnética para três valores de  $R_p$ . Ponto de operação 1,0 T @ 10 Hz.  
Dispositivo em vazio.

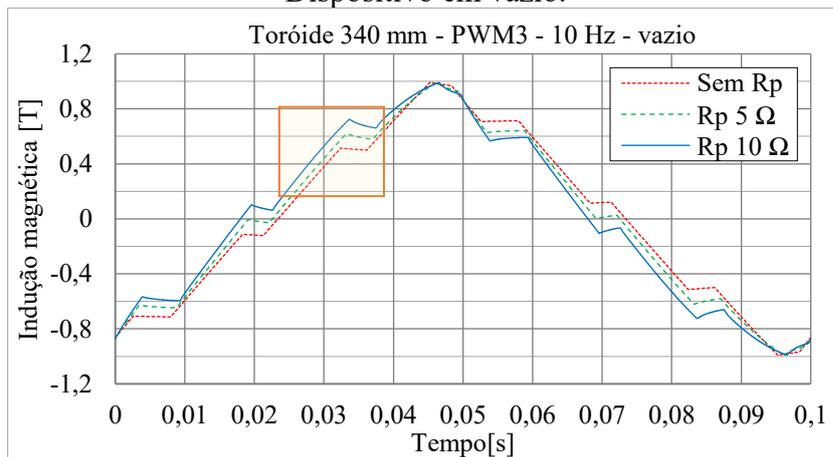
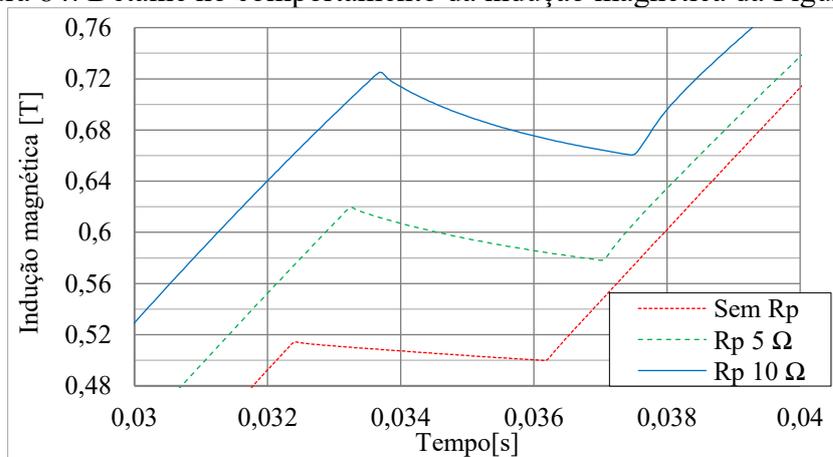


Figura 84: Detalhe no comportamento da indução magnética da Figura 83.



Para o Dispositivo B foram aplicados diferentes valores de  $R_p$  e valores de indução máxima, entre 0,1 T e 1,2 T. Conforme esperado, os maiores valores de  $R_p$  causaram incrementos significativos nas perdas totais a 10 Hz, ultrapassando 9% de aumento para o caso de 9,14  $\Omega$  em 1,2 T, conforme verificado nas figuras 85 e 86. Mostrando o mesmo comportamento do Dispositivo A, a Figura 87 apresenta as curvas de magnetização para os diferentes valores de  $R_p$  em série com o Dispositivo B.

Figura 85: Perdas magnéticas totais a 10 Hz, Dispositivo B em vazio, diferentes valores de  $R_p$ .

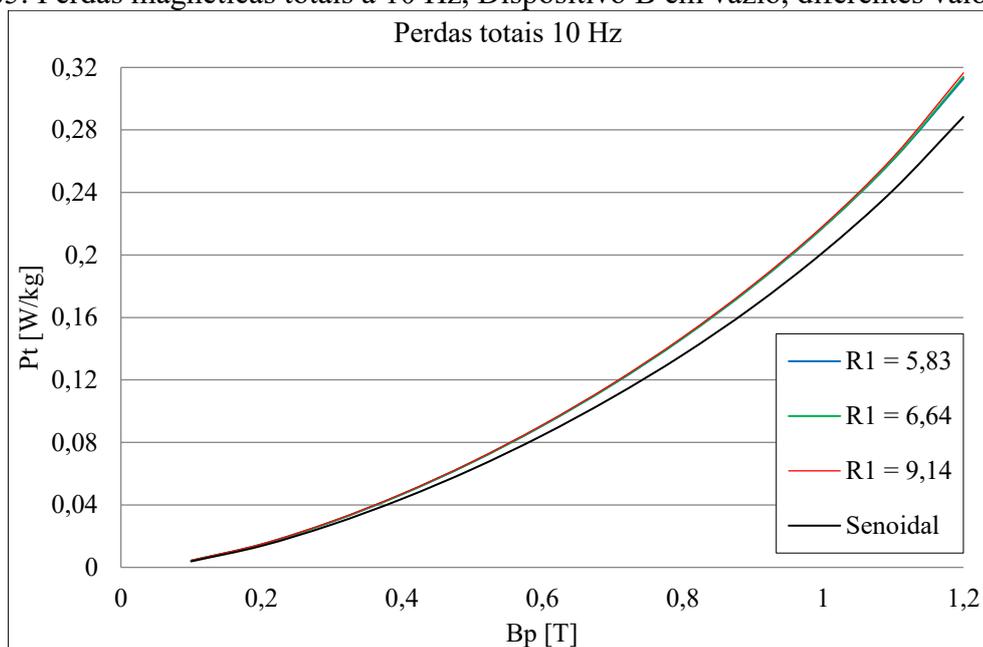


Figura 86: Diferença percentual relativa às perdas magnéticas em vazio no Dispositivo B com diferentes valores de  $R_p$ .

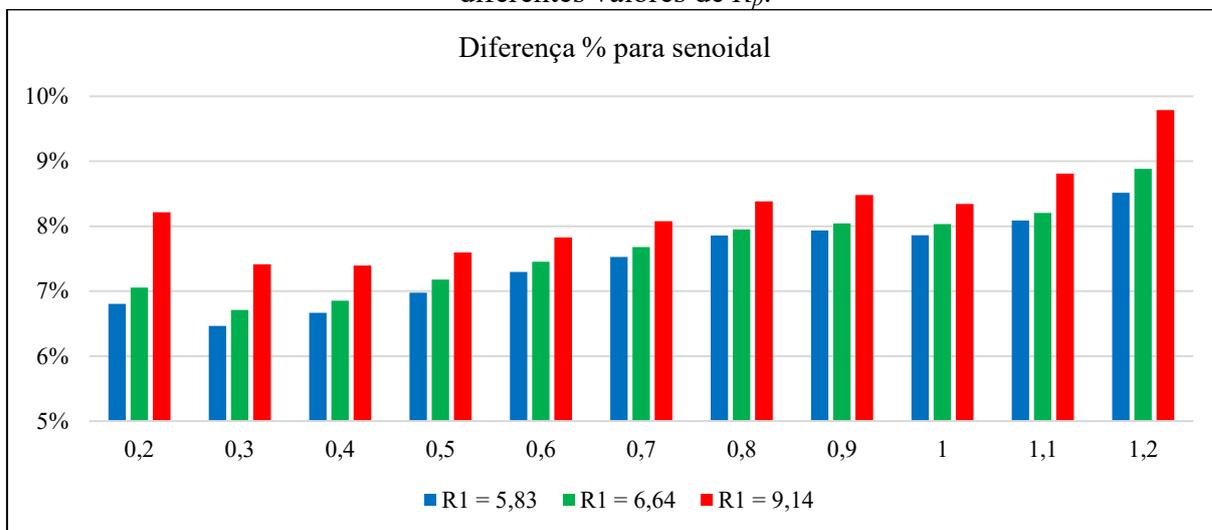
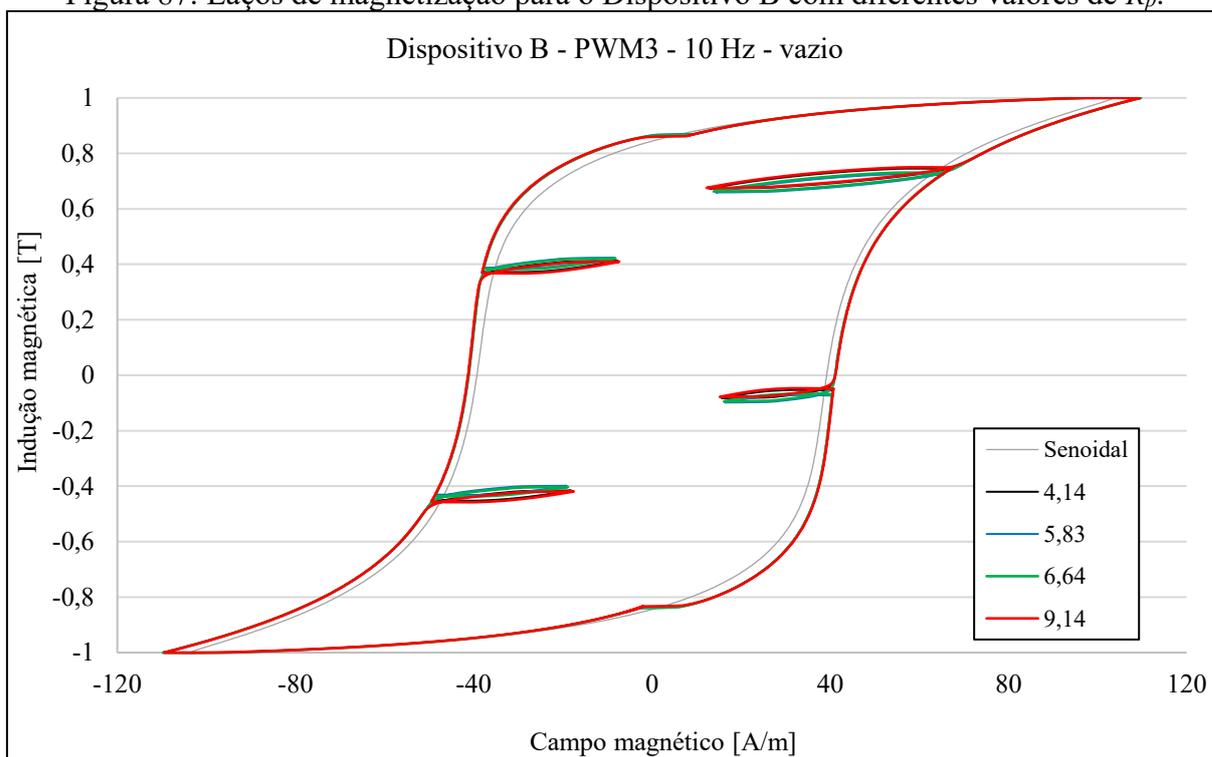


Figura 87: Laços de magnetização para o Dispositivo B com diferentes valores de  $R_p$ .

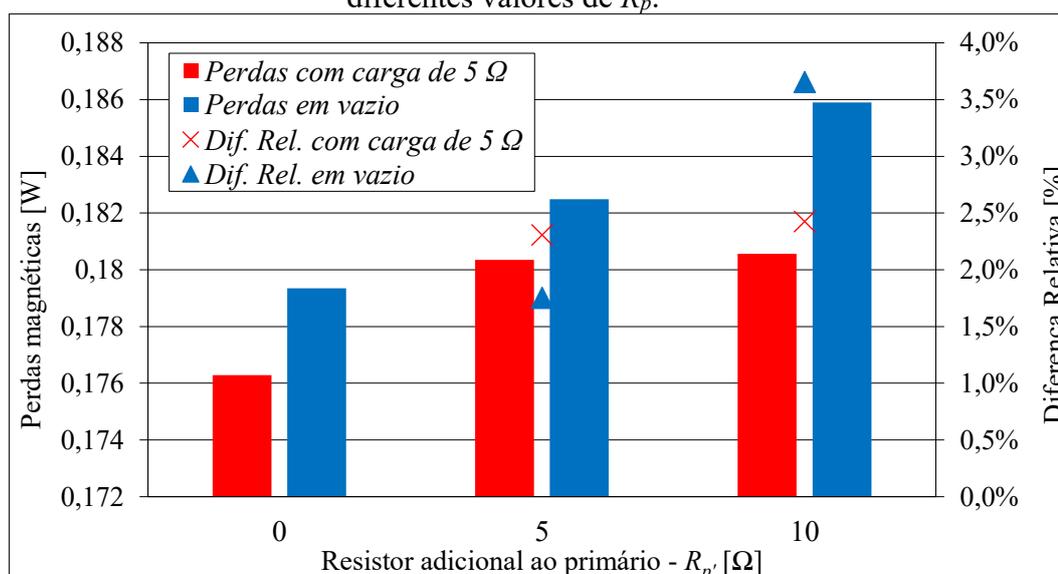


#### 4.2.8 Variação da resistência do enrolamento primário, dispositivo com carga

Conforme foi verificado experimentalmente quando o dispositivo opera em vazio, há influência nas perdas magnéticas em função da resistência elétrica no primário. A fim de avaliar as perdas magnéticas quando o dispositivo transfere energia para uma carga, adicionou-se um resistor de carga de  $5 \Omega$  no enrolamento secundário, e repetiu-se os ensaios anteriores. Na Figura 88 são apresentados valores de perdas magnéticas e de diferença relativa percentual entre os valores de perdas com e sem resistores adicionais no primário. Houve um aumento de perda magnética do caso sem  $R_p$  para os casos com  $R_p$ . Entretanto, comparando com os resultados da operação em vazio, houve um aumento de 3,6% nas perdas para  $R_p = 10 \Omega$ . Quando se acrescentou uma carga, o aumento da perda foi de 2,4% para  $R_p = 10 \Omega$ , i.e., 33% menor para os mesmos valores de indução.

Este conjunto de ensaios a ser apresentado possibilita avaliar a influência da carga conectada ao secundário do dispositivo e da resistência  $R_p$  do enrolamento primário no aumento das perdas magnéticas. A resistência  $R_p$ , assim como o número de espiras, impacta diretamente na constante de tempo do dispositivo, aumentando a área do laço de magnetização interno e, conseqüentemente, as perdas magnéticas associadas à variação de magnetização. Da mesma forma, a carga conectada ao enrolamento secundário se associa às impedâncias do dispositivo, impactando a constante de tempo conforme já apresentado na seção 0.

Figura 88: Perdas magnéticas totais a 10 Hz, Dispositivo A em vazio e com carga para diferentes valores de  $R_p$ .



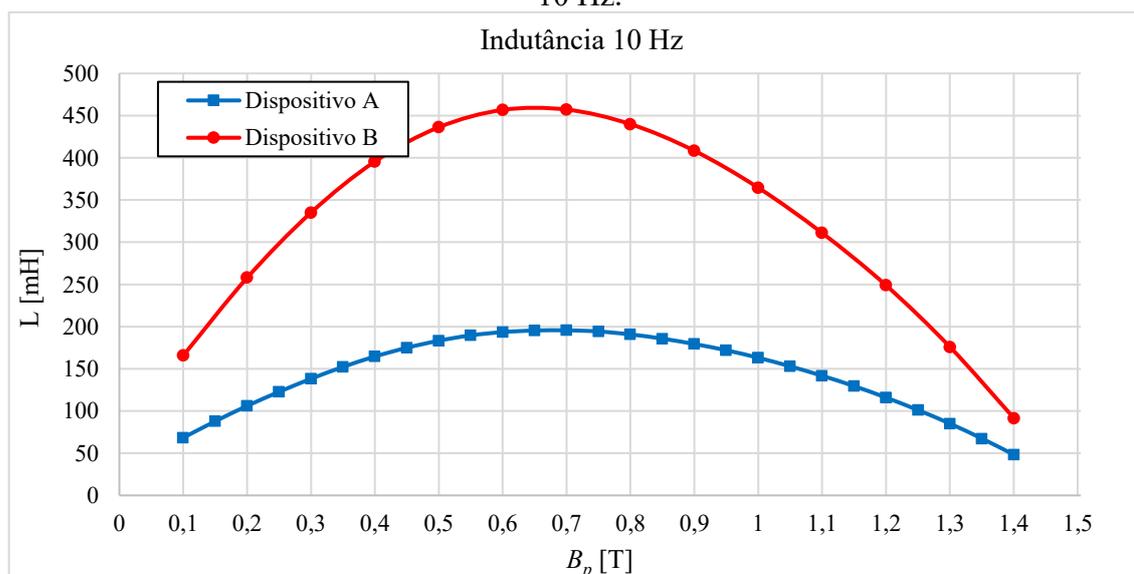
#### 4.2.9 Variação do número de espiras do primário

Como já apresentado, a indutância de um dispositivo eletromagnético  $L_m$  tem relação direta com o quadrado do número de espiras do enrolamento de magnetização  $N_p$ , vide a Eq. (75) (BASTOS, 2008), onde  $\mu$  é a permeabilidade relativa,  $S$  a seção transversal e  $l_m$  o caminho magnético do dispositivo. Como forma de avaliar a influência da indutância, neste ensaio buscou-se comparar os dispositivos A e B em relação aos valores medidos de indutância e seus comportamentos de perdas magnéticas quando excitados por fontes pulsadas.

$$L_m = \frac{N_p^2 \mu S}{l_m} \quad (75)$$

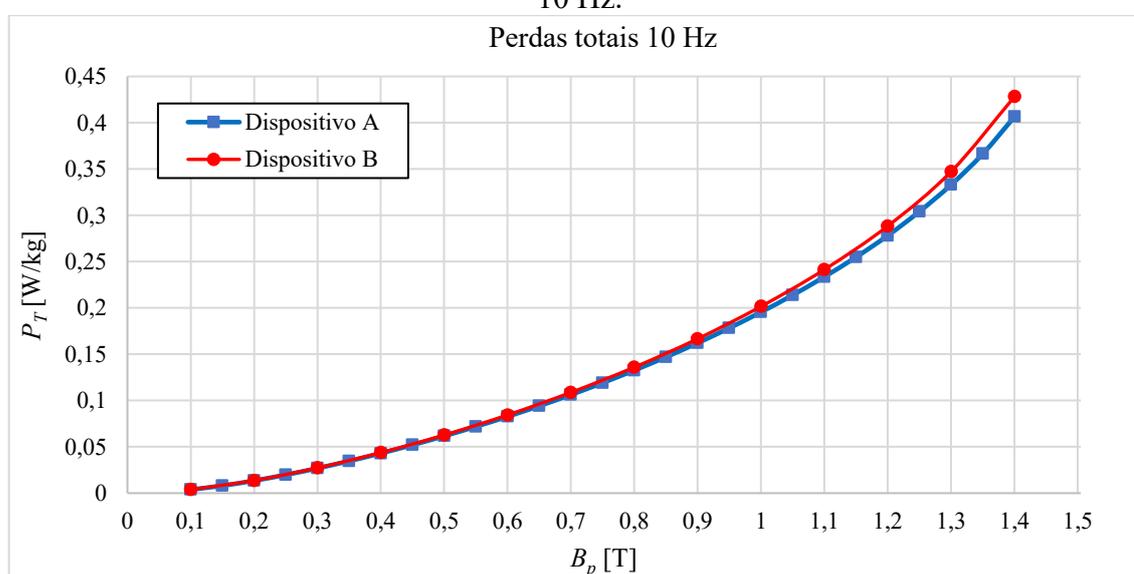
No primeiro conjunto de ensaios os dispositivos foram caracterizados sob excitação senoidal, os valores de indutância calculados são apresentados nas curvas da Figura 89. Como esperado, o Dispositivo B, por ter o dobro de espiras e um pouco menos de lâminas (10 no Dispositivo A versus 16 no Dispositivo B), apresenta valores maiores de indutância em relação ao Dispositivo A, em torno de 2,5 vezes conforme calculado com base na Tabela 7. A indutância, por ser calculada a partir da curva de magnetização inicial, não apresenta diferenças significativas em função da frequência de excitação.

Figura 89: Indutância de magnetização para os dispositivos A e B sob excitação senoidal em 10 Hz.



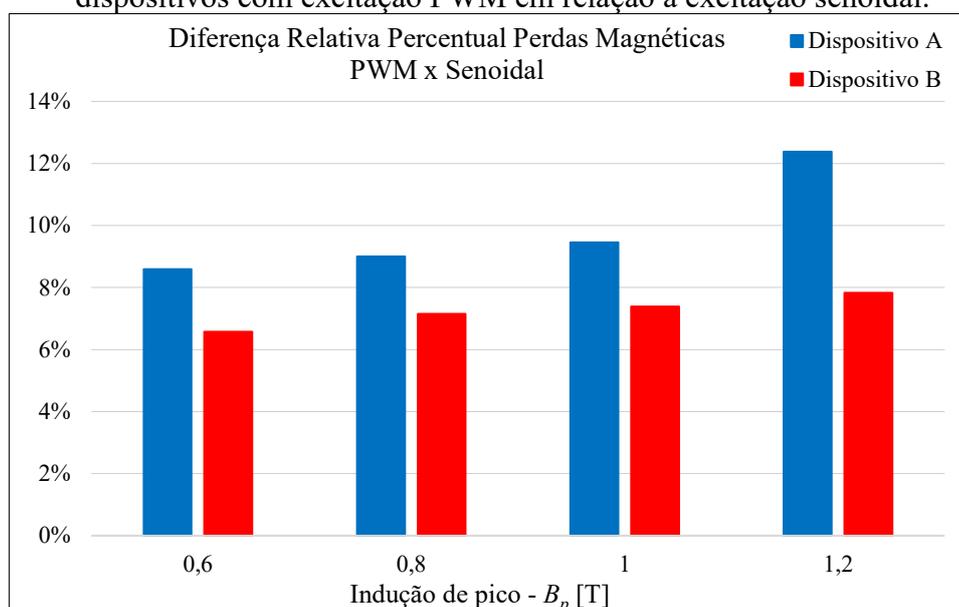
As curvas de perdas magnéticas totais para excitação senoidal em 10 Hz são apresentados na Figura 90. Nota-se que a diferença entre as curvas é mínima (no máximo de 5,4% em 1,4 T), visto que o número de espiras (ou a indutância) não deveria impactar no comportamento de perdas magnéticas quando o dispositivo não é submetido a tensões pulsadas. As diferenças possivelmente provêm de alterações locais nos núcleos, tais como anisotropias, efeitos de corte e de tratamento térmico, outros defeitos de origem metalúrgica, confecção dos enrolamentos e assim por diante.

Figura 90: Perdas magnéticas totais para os dispositivos A e B sob excitação senoidal a 10 Hz.



Ambos os dispositivos foram excitados com tensões do tipo PWM a três níveis e os valores de perdas comparados aos obtidos com excitação senoidal. Os resultados são apresentados na Figura 91. A referência estabelecida para a comparação são os valores obtidos com excitação senoidal para cada um dos dispositivos. Conforme esperado, o Dispositivo B com maior indutância de magnetização e, conseqüentemente, maior constante de tempo, possui os menores valores de perdas magnéticas quando excitado com tensão PWM a três níveis.

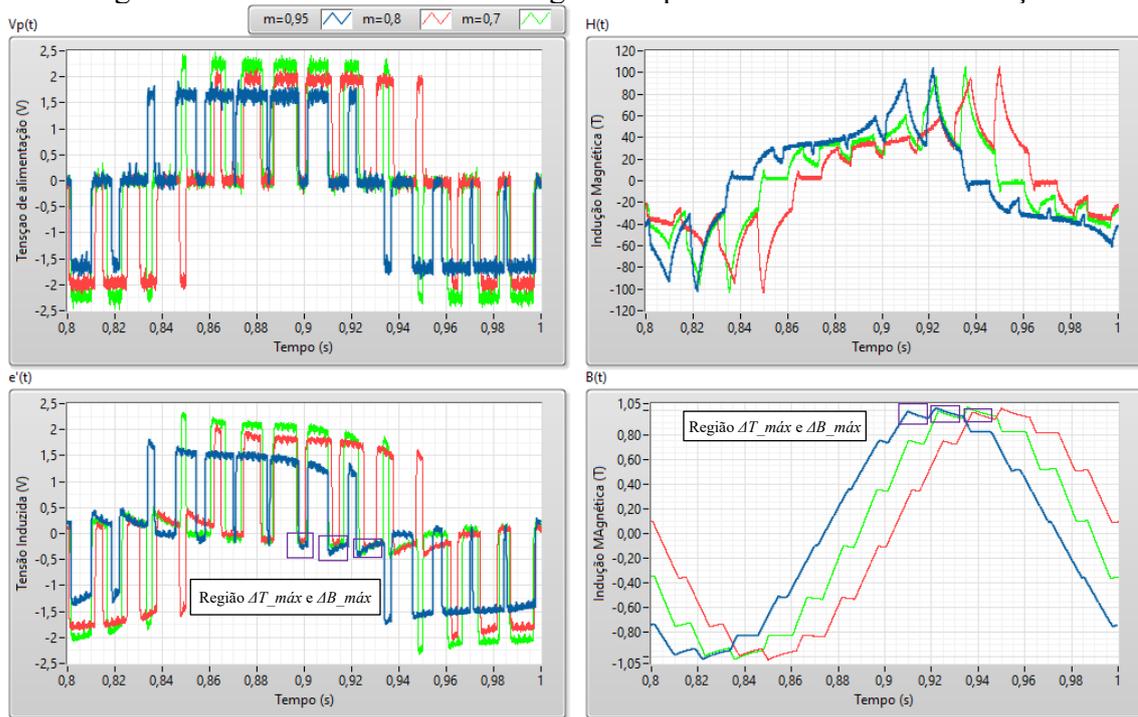
Figura 91: Diferença relativa percentual em valores de perdas magnéticas para ambos os dispositivos com excitação PWM em relação à excitação senoidal.



#### 4.2.10 Variação do índice de modulação

O Dispositivo A foi alimentado com tensão PWM, alterando o índice de modulação em três valores e mantendo-se o nível de indução e as frequências da fundamental e da portadora. Na aplicação de inversores de frequência, o índice de modulação, como já apresentado, relaciona a amplitude da tensão de referência com a amplitude da portadora, possibilitando variar a amplitude da fundamental da forma de onda observada pela carga enquanto a tensão no barramento de tensão CC é constante. Para a execução dos ensaios aqui apresentados, como o interesse foi observar a influência que a largura dos pulsos e do intervalo de tensão nula da alimentação PWM influencia na formação dos laços internos, a amplitude da tensão de alimentação (o patamar  $E$ , equivalente à tensão no barramento de tensão CC) foi ajustada para cada índice de modulação fixado, permitindo excitar o dispositivo com diferentes índices de modulação para o mesmo ponto máximo de magnetização do núcleo, o que não altera o valor da constante de tempo principal do dispositivo, que será a mesma para todos os ensaios. As formas de onda para grandezas elétricas e magnéticas são apresentadas na Figura 92, com destaque para as regiões de maior intervalo de tensão nula ( $\Delta t_{m\acute{a}x}$ ) e maior variação de indução magnética ( $\Delta B_{m\acute{a}x}$ ).

Figura 92: Grandezas elétricas e magnéticas para três índices de modulação.



O cálculo da constante de tempo principal  $\tau$  do dispositivo magnético excitado com 1,0 T de indução máxima em 5 Hz é apresentado a seguir.

- $L_m$  para  $B_p = 1,0$  T: 160 mH, vide Figura 89.
- $R_p = 1,80 \Omega$ , vide Tabela 7.

$$\tau = \frac{L}{R} = \frac{L_m}{R_p} = \frac{0,160}{1,8} = 88,9 \text{ ms}$$

A indutância de magnetização foi calculada a partir da excitação senoidal com frequência fundamental igual à dos ensaios com excitação PWM. Um resumo dos valores de indutância e constante de tempo é apresentado na Tabela 10 e as perdas calculadas apresentadas na Tabela 11. Note que para valores relativamente altos de indução máxima, o valor da constante de tempo tende a diminuir na medida em que se inicia a saturação magnética do material. A perda no ferro tende a aumentar com a diminuição do valor do índice de modulação.

Tabela 10: Constante de tempo para o dispositivo com diferentes níveis de indução de pico.

$B_p$ (T)	$L_m$ (mH)	$R_p$ ( $\Omega$ )	$\tau$ (ms)
1,0	160	1,80	88,9
1,2	116	1,80	64,4

Tabela 11: Perdas magnéticas para fundamental de 5 Hz, portadora de 35 Hz e indução máxima de 1,0 T.

$B_p$ (T)	$L_m$ (mH)	$R_p$ ( $\Omega$ )	$\tau$ (ms)	$f$ (Hz)	$f_p$ (Hz)	$m$	Perdas (W/kg)
						0,7	0,100196
1,0	160	1,8	88,9	5	35	0,8	0,098095
						0,95	0,095452

Para cada semiciclo da alimentação PWM a três níveis haverá um intervalo de tempo em que a tensão de alimentação será nula por mais tempo, classificado como intervalo máximo de tensão nula. A depender da simetria do sinal PWM gerado, poderá haver inclusive mais de um intervalo máximo de tensão nula. Para a análise, o interesse está no intervalo máximo de tensão nula que ocorre no final de cada semiciclo, pois nesta região acontece a magnetização máxima instantânea no material (o fluxo está em quadratura com a tensão). Este intervalo é definido como  $\Delta t_{\text{máx}} = t_2 - t_1$ , e pode ser calculado com base no intervalo de tempo ilustrado na Figura 93. Da mesma maneira, a maior variação da indução magnética  $\Delta B_{\text{máx}}$  pode ser calculada com o valor da indução nos instantes  $t_1$  e  $t_2$ .

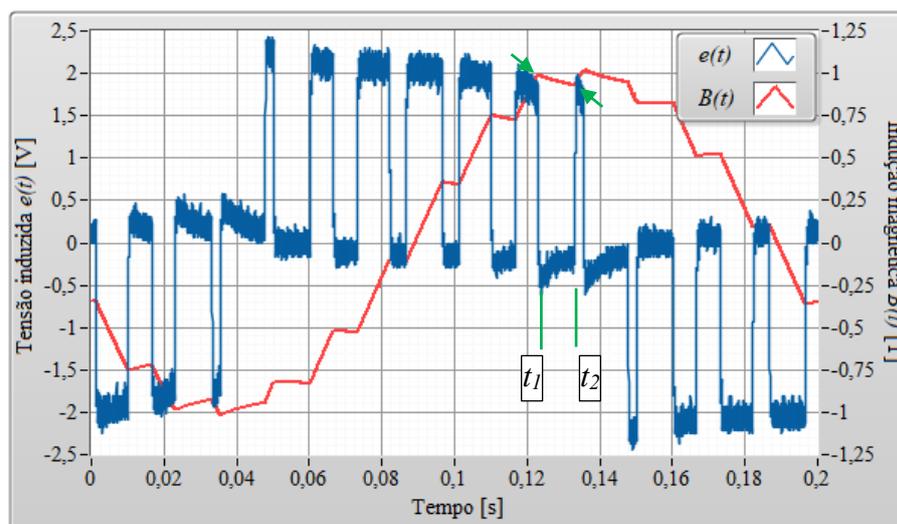


Figura 93: forma de onda da tensão induzida e da indução magnética em um período. Caso com  $m = 0,7$ ,  $B_p = 1,0$  T e  $f = 5$  Hz. Definição das regiões de máxima variação  $\Delta B_{\text{máx}}$  e  $\Delta t_{\text{máx}}$ .

A Tabela 12 apresenta resultados de ensaios com três valores de índice de modulação  $m$ , mantendo um valor de indução de pico de 1,0 T nos três casos. Os valores obtidos para  $m = 0,95$  foram adotados como referência de comparação. Nota-se que quanto menor o índice de modulação, maiores são o Delta B, a inversão de polaridade, o Delta T e, conseqüentemente, maiores as perdas magnéticas totais. De maneira detalhada na Tabela 12, é possível observar

que as perdas magnéticas aumentaram em 5% no caso de  $m = 0,7$  em relação ao índice de modulação  $m = 0,95$ , reflexo do intervalo de tensão nula, que é 17,6% maior e causou um aumento de 8,9% na variação da indução causadora de um laço interno de magnetização.

Tabela 12: Valores de intervalo máximo de tensão nula com diferentes índices de modulação.

		$m = 0,7$	$m = 0,8$	$m = 0,95$
Maior Delta B	$B_1$ (T)	0,9881	0,9816	0,9865
	$B_2$ (T)	0,9282	0,9231	0,9315
	$\Delta B_{\text{máx}}$ (mT)	59,9	58,5	55,0
	Dif. Rel. $m = 0,95$	<b>8,9%</b>	<b>6,4%</b>	-
Maior inversão de polaridade	$e_{\text{inv}}$ (V)	-0,154469	-0,148226	-0,11642
	Dif. Rel. $m = 0,95$	32,7%	27,3%	-
Maior Delta T	$t_1$ (s)	0,92304	0,93776	0,90996
	$t_2$ (s)	0,93324	0,94733	0,91863
	$\Delta t_{\text{máx}}$ (ms)	10,2	9,57	8,67
	Dif. Rel. $m = 0,95$	<b>17,6%</b>	<b>10,4%</b>	-
Variação das Perdas Totais	$Perdas$ (W/kg)	0,100196	0,098095	0,095452
	$Perdas$ (mW/kg)	100,196	98,095	95,452
	Dif. Rel. $m = 0,95$	<b>5,0%</b>	<b>2,8%</b>	-

#### 4.2.11 Variação da frequência fundamental do sinal modulante

Considerando que o número de pulsos corresponde à razão entre a frequência da portadora e a frequência fundamental do sinal modulante, foi realizada uma avaliação da influência que o aumento da frequência fundamental causa da diferença entre as perdas sob alimentação PWM a três níveis e as perdas sob alimentação senoidal.

A forma de onda da tensão de alimentação foi gerada com índice de modulação  $m = 0,7$ , mantendo a razão de 3 pulsos por período. A estratégia adotada para atingir os níveis de indução de pico foi através da variação da amplitude  $V_p$  da tensão de alimentação  $v_p(t)$ , fazendo com que a indução de pico tenha sido a mesma em todas as condições.

São apresentadas nas figuras 94 e 95, respectivamente, os laços de magnetização para induções de pico de 1,0 T e 1,2 T, com frequência fundamental de 1 Hz e 10 Hz, sempre com frequência da portadora três vezes maior que a fundamental. É visualmente perceptível a contribuição (aumento da área) dos laços internos em 1 Hz, diferentemente do que ocorre em 10 Hz, onde os laços internos possuem áreas relativamente menores.

É fato que o intervalo de tensão nula é menor no caso de 10 Hz, sendo este um motivo para os laços internos em 10 Hz serem menores ou da mesma ordem de grandeza que os laços internos em 1 Hz. Outro ponto a ser considerado é a amplitude da tensão de alimentação em 10 Hz, que é maior do que para fundamental de 1 Hz para o mesmo valor de indução, assim como é maior a tensão induzida no caso de 1,2 T em relação à tensão para 1,0 T.

Figura 94: Laços de magnetização para  $B_p = 1,0$  T.

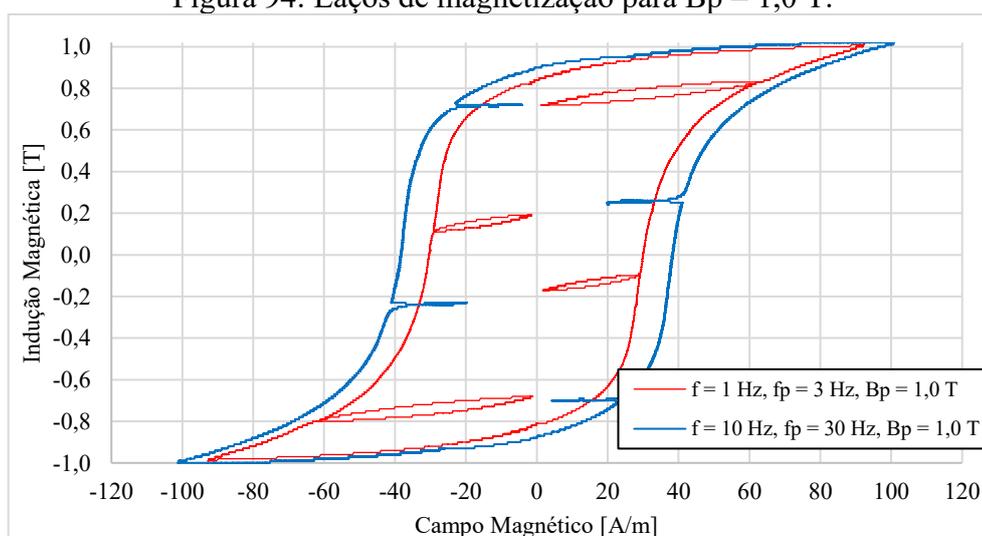
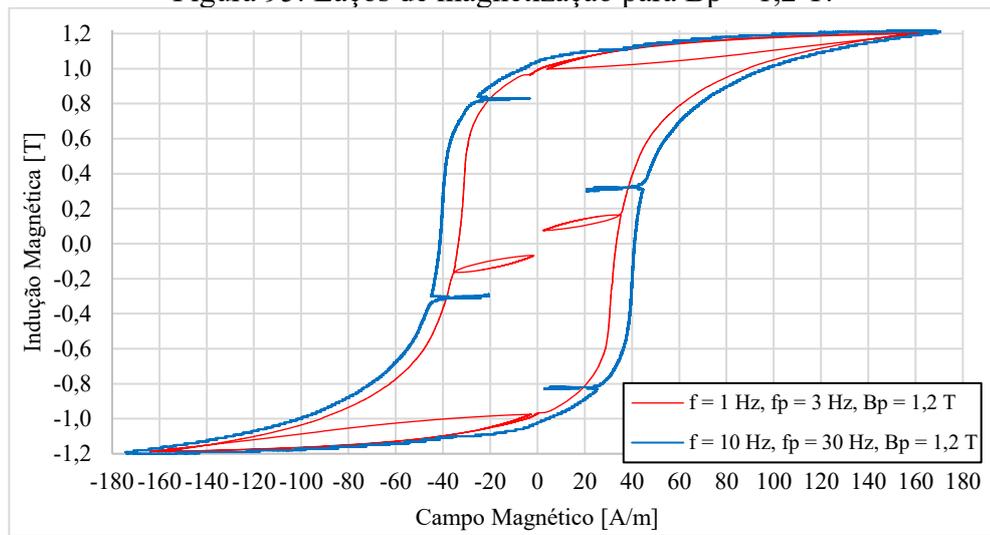


Figura 95: Laços de magnetização para  $B_p = 1,2$  T.

#### 4.2.12 Variação do entreferro do circuito magnético

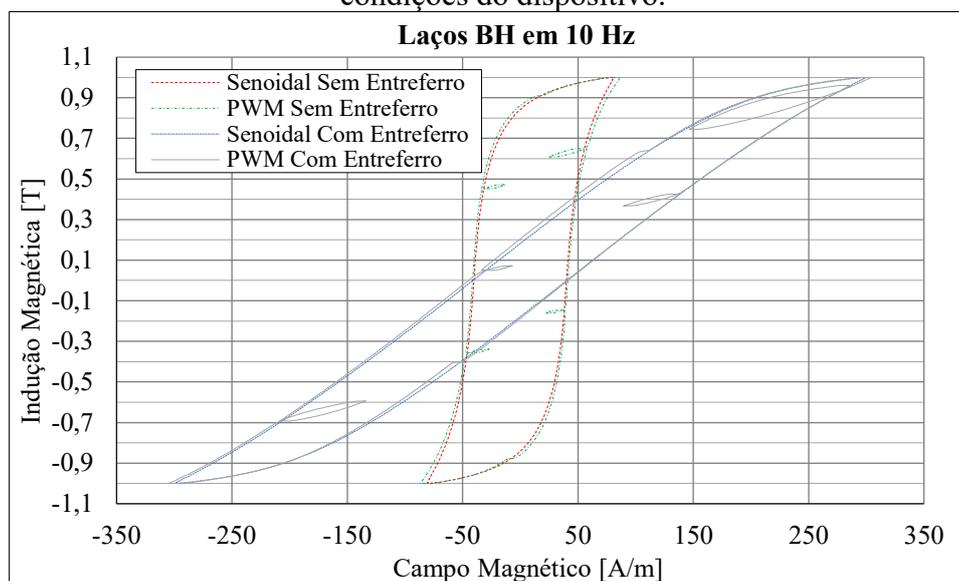
Uma maneira já conhecida para se obter valores desejados de indutância consiste na variação do entreferro em circuitos magnéticos, o que altera, entre outras características, o caminho magnético do dispositivo. Com o objetivo de avaliar a influência do caminho magnético foi adotado um quadro de Epstein, por ser um dispositivo já conhecido e capaz de operar com a inserção de um entreferro ao acondicionar as lâminas de maneira adequada. A Figura 96 apresenta a montagem em um dos cantos do circuito magnético, o único canto com a inserção do entreferro.

Figura 96: Disposição das lâminas no Quadro de Epstein para inserção de entreferro - a) montagem sem entreferro, b) montagem com entreferro.



Na Figura 97 são apresentados os laços de magnetização para a excitação com frequência fundamental de 10 Hz e as diferentes condições de entreferro. A legenda PWM trata dos casos com alimentação PWM, já a legenda Senoidal trata dos ensaios com excitação senoidal, sendo estes a referência para análises desta seção.

Figura 97: Laços de magnetização para frequência fundamental de 10 Hz e diferentes condições do dispositivo.



A comparação foi realizada tomando-se como referência as perdas sob regime de alimentação senoidal, tanto para o caso sem entreferro quanto para o caso com entreferro alimentados com tensão PWM a três níveis. Os resultados, apresentados na Figura 98 mostram o maior aumento das perdas magnéticas no caso do dispositivo com entreferro, pois a indutância é menor (levando a uma constante de tempo  $\tau$  menor), o que corresponde a maiores perdas magnéticas devido ao aumento da área dos laços internos.

Na Figura 99 são apresentados valores de diferença relativa percentual para perdas magnéticas com alimentação PWM a três níveis em relação à excitação senoidal em três casos de frequência fundamental. É evidente a contribuição da maior área de laços internos nos casos com baixa frequência. Além do comportamento já observado do maior aumento de perdas magnéticas em maiores induções de pico.

Figura 98: Perdas magnéticas sob regime de excitação senoidal e diferença relativa para as perdas com alimentação PWM e dispositivo com e sem entreferro. Frequência fundamental 10 Hz.

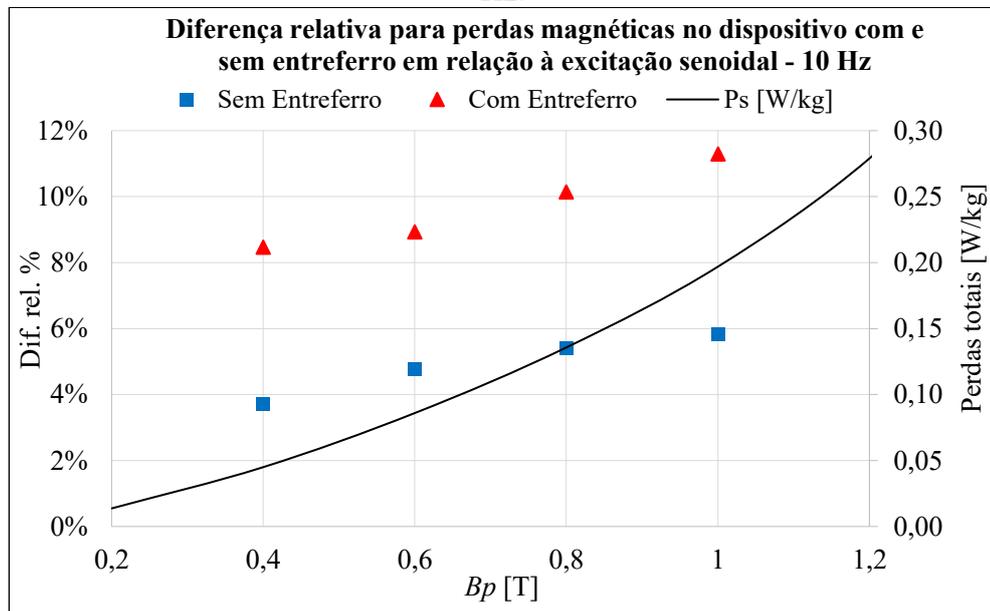
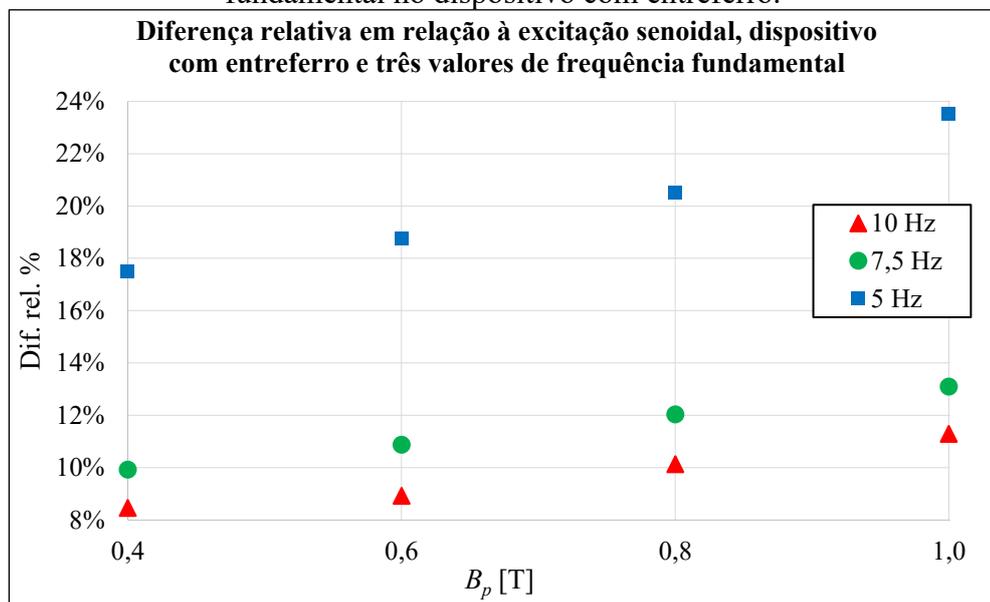


Figura 99: Comparação do aumento nas perdas magnéticas para três valores de frequência fundamental no dispositivo com entreferro.



### 4.3 DISPOSITIVO ELETROMAGNÉTICO COM NÚCLEO DE COMPÓSITO MAGNÉTICO MOLE

Até o momento, o estudo foi desenvolvido alterando valores de resistências envolvidas. Ainda a fim de avaliar a influência da indutância de magnetização  $L_m$  na constante de tempo  $\tau$  no comportamento de laços menores sob regime PWM três níveis, construiu-se um dispositivo eletromagnético com núcleo formado por um composto magnético mole comercialmente vendido como Somaloy 3P 700, formato toroidal, com diâmetro externo de 65 mm e diâmetro interno de 55 mm, altura de 5,9 mm. Foram confeccionadas 130 espiras para os enrolamentos primário e secundário e 500 espiras no enrolamento sensor de fluxo. A permeabilidade deste tipo de material é muitas vezes menor do que para materiais compostos de aço silício, conforme pode ser verificado para o ponto de 1,0 T no laço de magnetização da Figura 100, onde observa-se um campo magnético de aproximadamente 2400 A/m, versus valores próximos a 100 A/m conforme verificado até então nos ensaios com aço GNO.

Os ensaios foram realizados com uma frequência fundamental de 10 Hz e com frequência da portadora em 70 Hz para a formação da tensão de alimentação na forma de onda PWM a três níveis. A Figura 100 apresenta o laço de magnetização do SMC Somaloy nas condições do dispositivo estar em vazio ou transferindo energia para uma carga de 5  $\Omega$ . A Figura 101 mostra detalhes da Figura 100. Na condição em vazio, os laços internos de magnetização são maiores que na condição com carga, como ocorreu nos ensaios anteriores apresentados neste trabalho.

Figura 100: Laço de magnetização do SMC Somaloy em 10 Hz. Dispositivo em vazio e com carga de  $5 \Omega$ .

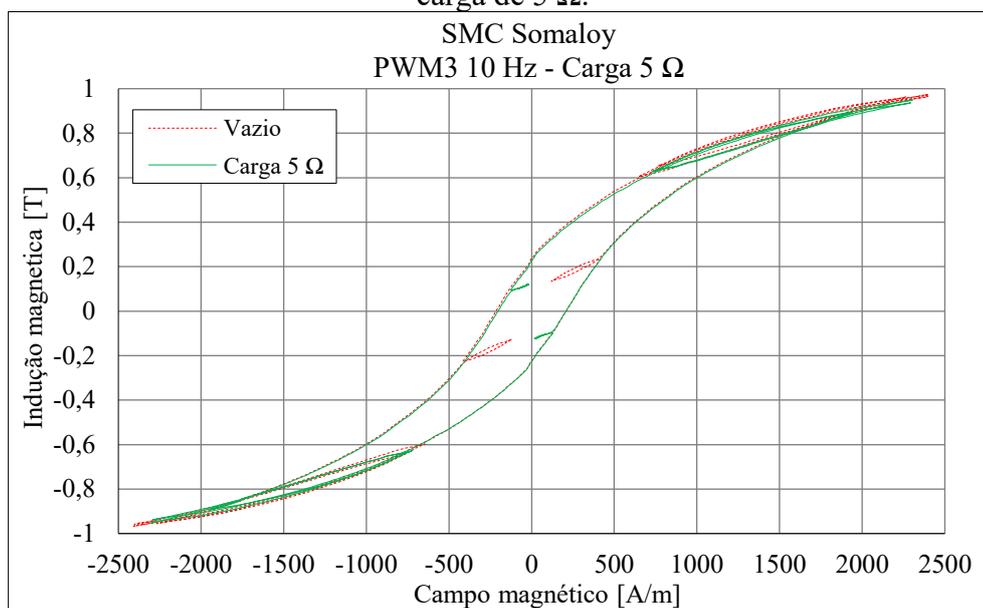
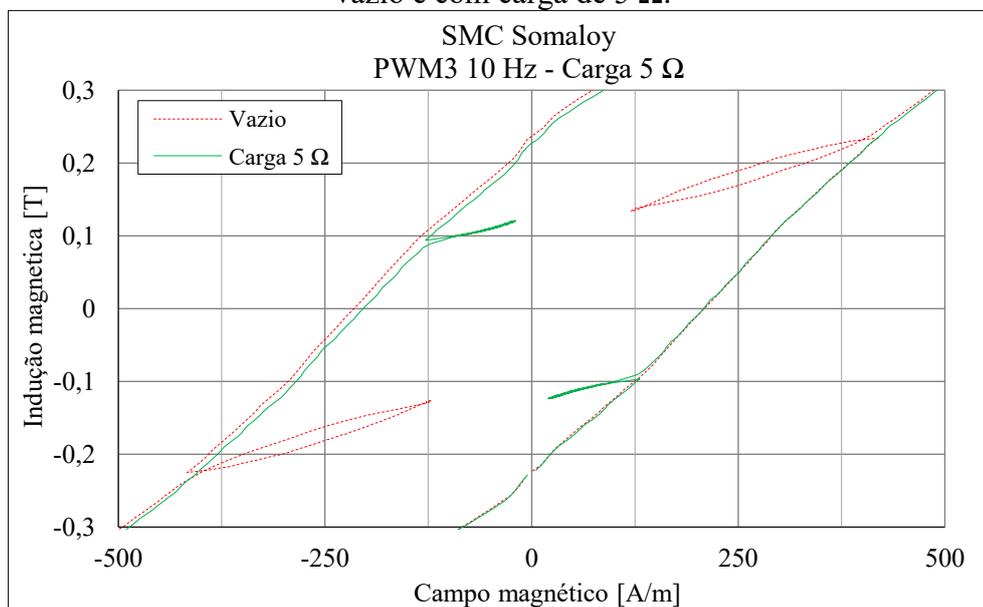


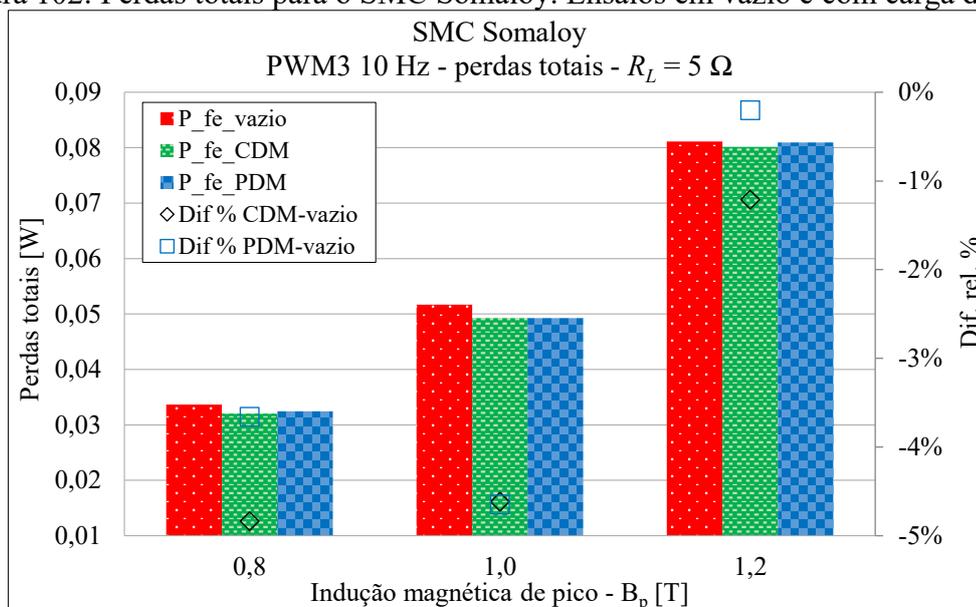
Figura 101: Detalhe no laço de magnetização do SMC Somaloy em 10 Hz. Dispositivo em vazio e com carga de  $5 \Omega$ .



Com a intenção de apresentar uma avaliação quantitativa, a Figura 102 apresenta os valores das perdas totais para três condições de indução de pico, tanto para o dispositivo operando em vazio quanto para o dispositivo transferindo energia (carga de  $5 \Omega$  conectada no enrolamento secundário). São apresentados dois valores de perdas magnéticas na condição de

carga, um deles obtido através do método CDM (diferença entre correntes) e outro através do método PDM (balanço energético). A correspondência entre os resultados obtidos pelos diferentes métodos é próxima a 1%. Conforme previsto na seção 0, as perdas em vazio apresentam valores maiores do que na condição de carga.

Figura 102: Perdas totais para o SMC Somaloy. Ensaio em vazio e com carga de  $5 \Omega$ .



Comparando a tendência de evolução das perdas magnéticas em função da indução, diferente dos dispositivos empregando núcleos de ferro (como no caso apresentado na Figura 72, quanto maior a indução, maior foi a diferença entre vazio e em carga), aqui quanto maior é a indução, menor é a diferença entre as perdas para o dispositivo processando carga com relação à situação em vazio. Entretanto, esta tendência provavelmente também poderia ocorrer para os núcleos com aço, pois lá não se realizou análises em altas saturações do material. Aqui, em 1,2 T o material está praticamente na região de saturação, como mostra a Figura Y (curva de magnetização do material).

#### 4.4 CONCLUSÕES SOBRE OS EXPERIMENTOS

Com base no conjunto de ensaios realizados, totalizando doze diferentes situações, é possível concluir que há influência das características próprias do enrolamento primário e da forma de onda de alimentação no comportamento das perdas por histerese magnética nos dispositivos estudados. Dentre as características avaliadas, a relação entre a indutância de magnetização e a resistência do enrolamento de excitação determina praticamente o valor da constante de tempo principal do dispositivo. Quanto menores forem a constante de tempo e a frequência dos pulsos PWM, maiores serão as chances de formar laços internos ao laço de histerese principal, bem como suas áreas serem relativamente maiores. Tanto a frequência dos pulsos de tensão quanto o valor do índice de modulação determinam os intervalos de tensão nula na alimentação do dispositivo. Por fim, a Tabela 13 elenca os ensaios realizados e a conclusão obtida por cada um destes.

Tabela 13: Resumo dos ensaios realizados e conclusões obtidas.

Seção	Tipo de ensaio / característica avaliada	Conclusão
4.1.1, 4.1.2 e 4.1.3	Disposição dos enrolamentos de excitação e de carga.	Na confecção de dispositivos eletromagnéticos que possuam enrolamento de carga, a dispersão de fluxo é diretamente dependente da corrente na carga e da disposição dos enrolamentos de excitação e de carga.
4.2.3	Aplicação da tensão PWM a dois e a três níveis na excitação do dispositivo.	Diferentemente da tensão PWM a dois níveis, a tensão PWM a três níveis não causa a formação de laços internos quando aplicada na excitação do dispositivo, tensão $e(t)$ .
4.2.4	Aplicação da tensão PWM a três níveis na alimentação $v_p(t)$ e na excitação do dispositivo $e(t)$ .	Quando a tensão PWM a três níveis é aplicada no enrolamento de alimentação, existe a formação de laços de magnetização internos, diferentemente dos ensaios apresentados até então na literatura, que aplicam tal tipo de tensão na excitação do dispositivo.
4.2.5	Tensão senoidal na excitação e variação de carga no secundário.	Quando o dispositivo é excitado com tensão senoidal e seus enrolamentos são adequados para mitigar o fluxo disperso, não há impacto da variação da carga nas perdas magnéticas.
4.2.6	Alimentação PWM a três níveis	A tensão PWM a três níveis aplicada ao enrolamento primário gera laços internos de magnetização, que diminui na medida que a carga conectada ao enrolamento secundário aumenta.
4.2.7	Variação da resistência do enrolamento primário no dispositivo em vazio	Quanto maior o valor da resistência do enrolamento primário, maiores são as perdas magnéticas provocadas por maiores áreas dos laços internos.
4.2.8	Impacto da resistência do enrolamento primário para o dispositivo com carga	Quando uma carga é conectada ao enrolamento secundário, a influência da resistência do enrolamento primário no aumento das perdas magnéticas é reduzida.

---

4.2.9	Número de espiras do enrolamento de excitação	A indutância de magnetização é proporcional ao quadrado do número de espiras do enrolamento primário, conseqüentemente, quanto maior o número de espiras, menores serão as perdas magnéticas para o dispositivo alimentado por tensão PWM a três níveis.
4.2.10	Índice de modulação	O índice de modulação, em conjunto com a frequência fundamental e a frequência de comutação, define o intervalo de tensão nula da forma de onda PWM a três níveis. Quanto menor o índice de modulação, maior o intervalo de tensão nula e maiores as perdas magnéticas por laços internos.
4.2.11	Frequência fundamental	Quando se preserva o número de pulsos por período, a menor frequência fundamental implica em maiores intervalos de tensão nula, gerando laços de magnetização internos maiores do que nos casos para frequência fundamental maior.
0	Caminho magnético	As características do caminho magnético impactam diretamente na relutância magnética do dispositivo e na constante de tempo principal, gerando maiores laços internos no caso do dispositivo com maior relutância.
4.3	Material do núcleo	A permeabilidade magnética do material do núcleo é diretamente proporcional à indutância de magnetização do dispositivo, conseqüentemente, um material do núcleo com menor permeabilidade terá maior impacto na formação dos laços internos para o dispositivo em vazio.

---

## 5 CONCLUSÃO

Esta tese investigou o comportamento do material ferromagnético quando submetido a regimes de excitação com formas de onda de tensão pulsadas, dando ênfase à forma PWM a três níveis. Além disso, a investigação se restringiu ao fenômeno de histerese. A pesquisa resultou em três contribuições importantes ao assunto em questão.

Apesar de haver certa concordância com as referências (BOGLIETTI et al., 2003) e (SIMÃO, 2008), a primeira contribuição foi mostrar que há o surgimento de laços internos de magnetização quando o dispositivo eletromagnético está sob uma alimentação imposta na excitação com uma forma de onda de tensão do tipo PWM a três níveis. Não há relato na literatura sobre este fato, pois, os trabalhos anteriores que possuem uma metodologia de investigação aprofundada, excitam o dispositivo impondo a forma de onda para a força eletromotriz  $e(t)$ . Outros trabalhos sobre a questão desprezam os efeitos da impedância do enrolamento primário (SASAYAMA; MORITA; NAKANO, 2014).

A segunda contribuição está relacionada à análise do dispositivo eletromagnético processando carga. Supondo que os parâmetros elétricos do dispositivo eletromagnético são lineares para um determinado ponto de excitação, o tamanho dos laços internos (i.e., aumento das perdas magnéticas) sob este regime de fluxo investigado é regido por sua constante de tempo  $\tau$  e intervalo de tensão nula da fonte. Com este tipo de abordagem proposta da questão, há uma indicação de que a principal contribuição ao aumento das perdas magnéticas (surgimento dos laços internos) se deve à resistência do enrolamento primário. O efeito da resistência é provocar que a força eletromotriz  $e(t)$  tenha polaridade contrária à do pulso quando o valor instantâneo da tensão de alimentação PWM a três níveis é nulo. Por outro lado, quando o dispositivo processa carga, por causa do paralelismo entre as resistências elétricas envolvidas, a constante de tempo tende a aumentar seu valor, fazendo com que as amplitudes das variações locais da indução  $\Delta B_i$  diminuam. Assim, em termos de aumento de perdas magnéticas, o pior caso para este regime ocorre quando o dispositivo opera em vazio. Esta conclusão é contrária ao resultado de uma análise rápida de que, quando a tensão na indutância de magnetização for nula, a energia para a carga é proveniente da energia armazenada na indutância de magnetização, levando a se imaginar que haveria maiores amplitudes das variações locais da indução  $\Delta B_i$ .

Devido à dificuldade e imprecisão de se obter a forma de onda da corrente de magnetização quando o dispositivo está processando carga, em regime senoidal ou pulsado, e por se analisar também os laços de magnetização e não só os valores de perdas como em (SASAYAMA; MORITA; NAKANO, 2014), contribui-se na metodologia de medição para a obtenção dos valores de perdas magnéticas. Como terceira contribuição, mostrou-se que o efeito dos fluxos dispersos relativo às correntes de excitação e de carga faz com que tanto a metodologia CDM quanto a PDM tenham imprecisões. Assim, para uma investigação experimental com dispositivos de testes semelhantes aos utilizados nesta tese, os enrolamentos de excitação e de carga devem ser confeccionados de tal modo que efeitos dos fluxos dispersos não gerem alterações indevidas nas formas de onda medidas das correntes. Além disso, na aplicação do método CDM, é interessante obter a forma de onda da corrente de magnetização através da subtração das correntes de excitação e carga medidas simultaneamente no mesmo transdutor aproveitando-se o efeito da polaridade. Esta estratégia só pode ser utilizada quando a relação de transformação for unitária ou múltipla inteira.

Por fim, a presente tese contribui de maneira única ao apresentar resultados experimentais que demonstram o fenômeno da formação de laços internos para dispositivos com diferentes características construtivas e alimentados por fontes pulsadas, regime comum em aplicações tais como de eletromobilidade e naval.

## 6 PERSPECTIVAS E TRABALHOS FUTUROS

Na presente tese não se levou em conta os efeitos das indutâncias dispersão na investigação do surgimento e tamanho dos laços internos. O comportamento da indutância de dispersão, por ser não linear e pouco explorado experimentalmente, requer uma campanha adicional de ensaios com premissas e validações. Isto pode ser levado adiante tanto com o auxílio de modelagem numérica quanto através de experimentação. Experimentalmente, indutâncias poderão ser acrescentadas externamente ao dispositivo de maneira a facilitar a observação dos fenômenos e a comparação com resultados de simulação, sendo uma primeira abordagem sugerida de continuidade da pesquisa.

Para uma comparação efetiva da influência da indutância de magnetização na constante de tempo predominante do dispositivo e na questão da formação de laços internos, dois dispositivos eletromagnéticos de teste confeccionados com bobinagens semelhantes poderão ser investigados, tendo núcleos magnéticos de materiais diferentes, como o material do tipo SMC e o aço silício GNO, por exemplo, com mesmas dimensões físicas. Esta estratégia de investigação é considerada importante, pois conforme resultados de ensaios apresentados, o material com menor permeabilidade faz com que a indutância de magnetização seja menor, diminuindo a constante de tempo  $\tau$  e aumentando relativamente as perdas magnéticas em vazio devido ao aumento da área dos laços internos. Com a diminuição do valor da constante de tempo, o SMC tende a proporcionar maiores perdas relativas ao caso senoidal com o aumento da frequência, quando comparado a materiais com permeabilidades superiores.

Com vistas a evidenciar os fenômenos, neste trabalho foram realizados estudos com uma frequência da portadora relativamente baixa, entre 30 Hz e 100 Hz, facilitando as análises sobre o surgimento dos laços internos. Os trabalhos futuros poderão avaliar a frequência da portadora com valores maiores e dispositivos com constante de tempo condizente aos de equipamentos industriais/comerciais, que empregam geralmente entreferros. Com isto, poderão ser conduzidos estudos sobre os efeitos de perdas magnéticas dinâmicas, tanto com operação em frequência de comutação baixa e frequência fundamental elevada, onde as perdas dinâmicas passam a serem significativas, quanto em frequência de comutação elevada e frequência fundamental baixa e elevada. Este trabalho continua deixando uma questão em aberto, de efetivamente encontrar as razões do aumento das perdas no núcleo de motores de indução trifásicos quando alimentados por conversores estáticos, ou de outras máquinas elétricas.

Porém, apontou que, em termos das perdas por histerese em núcleos magnéticos, a perda em vazio tende a ser superior àquela em carga para um mesmo ponto de operação em termos de indução de pico, algo não abordado e evidenciado na literatura.

## REFERÊNCIAS

- AKYOUNE, M. et al. **Characterisation of nonoriented electric alloys under nonconventional conditions**. IEE Proceedings - Science, Measurement and Technology, v. 143, n. 1, p. 35–40, 1996.
- AMAR, M.; KACZMAREK, R. **A General Formula for Prediction of Iron Losses Under Nonsinusoidal Voltage Waveform**. IEEE Transactions on Magnetics, v. 31, n. 5, p. 2504–2509, 1995.
- BARBISIO, Edoardo; FIORILLO, Fausto; RAGUSA, Carlo. **Predicting loss in magnetic steels under arbitrary induction waveform and with minor hysteresis loops**. IEEE Transactions on Magnetics, v. 40, n. 4 I, p. 1810–1819, 2004.
- BASTOS, J. P. A. et al. **A New and Robust Hysteresis Modeling Based on Simple Equations**. IEEE Transactions on Magnetics, v. 54, n. 3, p. 1–4, 2018.
- BASTOS, João Pedro Assumpção. **Eletrogmanetismo para Engenharia: Estática e Quase Estática**. Florianópolis: Editora da UFSC, 2008.
- BASTOS, João Pedro Assumpção; SADOWSKI, Nelson. **Electromagnetic Modeling by Finite Element Methods**. 1 Ed. ed. : CRC Press, 2003.
- BATISTELA, Nelson Jhoe. **Caracterização e modelagem eletromagnética de lâminas de aço ao silício**. 2001. Tese de Doutorado. Departamento de Engenharia Elétrica. Universidade Federal de Santa Catarina, 2001.
- BENABOU, A.; CLÉNET, S.; PIRIOU, F. **Comparison of Preisach and Jiles-Atherton models to take into account hysteresis phenomenon for finite element analysis**. Journal of Magnetism and Magnetic Materials, v. 261, n. 1–2, p. 139–160, 2003.
- BERTOTTI, G. **Space-time correlation properties of the magnetization process and eddy current losses: Theory**. Journal of Applied Physics, v. 54, n. 9, p. 5293–5305, 1983.
- BERTOTTI, Giorgio. **General properties of power losses in soft ferromagnetic materials**. IEEE Transactions on Magnetics, v. 24, n. 1, p. 621–630, 1988.
- BOGLIETTI, A.; CAVAGNINO, A. **Iron loss prediction with PWM supply: An overview of proposed methods from an engineering application point of view**. Em: CONFERENCE RECORD OF THE 2007 IEEE INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE, 2007. 42ND IAS ANNUAL MEETING 2007, Anais [...].
- BOGLIETTI, Aldo et al. **Predicting iron losses in soft magnetic materials with arbitrary voltage supply: An engineering approach**. IEEE Transactions on Magnetics, v. 39, n. 2 II, p. 981–989, 2003.
- BOSE, Bimal K. **Power Electronics and Motor Drives: Advances and Trends**. : Academic Press, 2006.
- BRISSONNEAU, P.; LÉBOUC, D. **Core Losses with Trapezoidal Waveform of Induction**. IEEE Transactions on Magnetics, v. 20, n. 5, p. 1484–1486, 1984.

CHEN, B. et al. **Core loss prediction in magnetic laminations under high-frequency trapezoidal induction waveform**. 2017 IEEE International Magnetics Conference, INTERMAG 2017, n. c, p. 2, 2017.

CHEN, Wei et al. **Predicting iron losses in laminated steel with given non-sinusoidal waveforms of flux density**. *Energies*, v. 8, n. 12, p. 13726–13740, 2015.

COELHO, Valci Vitor. **Estudo da Avaliação de Transformadores de Corrente de Alta Tensão Através da Curva de Excitação**. 2011. Dissertação de Mestrado. Departamento de Engenharia Elétrica. Universidade Federal de Santa Catarina, 2011.

CULLITY, B. D.; GRAHAM, C. D. **Introduction to Magnetic Materials**. 2. ed. : John Wiley & Sons, 2009. v. 1

DE LA BARRIERE, O. et al. **Characterization and prediction of magnetic losses in soft magnetic composites under distorted induction waveform**. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 49, n. 4, p. 1318–1326, 2013.

DE LA BARRIÈRE, O. et al. **Loss separation in soft magnetic composites**. *Journal of Applied Physics*, v. 109, n. 7, p. 1–4, 2011.

DE LA BARRIERE, Olivier et al. **Prediction of Energy Losses in Soft Magnetic Materials under Arbitrary Induction Waveforms and DC Bias**. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 64, n. 3, p. 2522–2529, 2017.

DEMS, Maria; KOMEZA, Krzysztof. **The Influence of Electrical Sheet on the Core Losses at No-Load and Full-Load of Small Power Induction Motors**. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 64, n. 3, p. 2433–2442, 2017.

DENIS, N. et al. **Study of the Effect of Load Torque on the Iron Losses of Permanent Magnet Motors by Finite Element Analysis**. Em: 2017 11TH INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON LINEAR DRIVES FOR INDUSTRY APPLICATIONS (LDIA) 2017, Osaka, Japan. Anais... Osaka, Japan: IEEE, 2017.

ELIAS, Ricardo de A. et al. **An analysis of minor hysteresis loops behavior under PWM voltage - Electromagnetic device at no-load and loaded conditions**. *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, v. 20, n. 4, p. 745–762, 2021.

ELIAS, Ricardo de A. et al. **Aplicação de Modelos de Perdas Magnéticas em Compósitos Magnéticos Moles**. Em: 18 SBMO - SIMPÓSIO BRASILEIRO DE MICROONDAS E OPTOELETRÔNICA E 13 CBMAG - CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETROMAGNETISMO FINITE 2018, Santa Rita do Sapucaí/MG. Anais [...] Santa Rita do Sapucaí/MG.

FIORILLO, F.; NOVIKOV, A. **Power Losses Under Sinusoidal, Trapezoidal and Distorted Induction Waveform**. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 26, n. 5, p. 2559–2561, 1990.

HOFFMANN, Kleyton. **Modelagem Numérica de Histerese Ferromagnética Acoplada ao Método de Elementos Finitos 3D: Proposição do Modelo G e Aprimoramento da Técnica de Jiles-Atherton**. 2018. Tese de Doutorado. Departamento de Engenharia Elétrica e Eletrônica. Universidade Federal de Santa Catarina, 2018.

IBRAHIM, M.; PILLAY, P. **A Hybrid Model for Improved Hysteresis Loss Prediction in Electrical Machines**. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 50, n. 4, p. 2503–2511, 2014.

IBRAHIM, Maged; PILLAY, Pragasen. **Core loss prediction in electrical machine laminations considering skin effect and minor hysteresis loops**. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 49, n. 5, p. 2061–2068, 2013.

JR., Euzeli Cipriano dos Santos; SILVA, Edison Roberto Cabral Da. **Advanced Power Electronics Converters**. Hoboken: Wiley-IEEE Press, 2014.

KOLLÁR, Peter et al. **Power loss separation in Fe-based composite materials**. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, v. 327, p. 146–150, 2013.

KOLLÁR, Peter et al. **Steinmetz law in iron-phenolformaldehyde resin soft magnetic composites**. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, v. 353, p. 65–70, 2014.

KOLTERMANN, P. et al. **A modified Jiles method for hysteresis computation including minor loops**. *Phy. B, Condensed Mater*, v. 275, n. 1–3, p. 233–237, 2000.

LATHI, B. P. **Sinais e Sistemas Lineares**. 2. ed. Porto Alegre: Bookman, 2007.

MAILHÉ, Benjamin Joseph. **Characterization and modelling of the magnetic behaviour of electrical steel under mechanical stress**. 2018. Tese de Doutorado. Departamento de Engenharia Elétrica e Eletrônica. Universidade Federal de Santa Catarina, 2018.

MCCOY, G. A.; DOUGLASS, J. G. **Energy-Efficient Electric Motor Selection Handbook**. Revision 3 ed. Portland, OR: Bonneville Power Admin., 1993.

MENDES, Filomena Barbosa Rodrigues. **Análise de Medidas de Perdas Magnéticas em Lâminas de Aço ao Silício**. 2004. Dissertação de Mestrado. Departamento de Engenharia Elétrica. Universidade Federal de Santa Catarina, 2004.

MENDES, Filomena Barbosa Rodrigues. **Uma Contribuição para Identificação dos Parâmetros do Modelo Escalar de Histerese de Jiles-Atherton**. 2017. Tese de Doutorado. Departamento de Engenharia Elétrica. Universidade Federal de Santa Catarina, 2017.

PIRES, Waldiberto de Lima. **Estudo do comportamento das perdas no ferro em motores de indução alimentados por conversores de frequência**. 2008. Dissertação de Mestrado. Departamento de Engenharia Elétrica. Universidade Federal de Santa Catarina, 2008.

PITTA, Indiara et al. **Ring Shaped Ferromagnetic Samples Resistivity Measurement**. Em: 18 SBMO - SIMPÓSIO BRASILEIRO DE MICROONDAS E OPTOELETRÔNICA E 13 CBMAG - CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETROMAGNETISMO RING 2018, Santa Rita do Sapucaí/MG. Anais [...] Santa Rita do Sapucaí/MG.

SAMUEL, M. et al. **Comparison of Iron Loss Calculation Methods for Soft Magnetic Composite**. Em: POWER ELECTRONICS CONFERENCE (COBEP), 2017 BRAZILIAN 2017, Juiz de Fora, Brazil. Anais... Juiz de Fora, Brazil: IEEE, 2017.

SASAYAMA, Teruyoshi; MORITA, Masataka; NAKANO, Masanori. **Experimental study on effect of load on iron loss of an electrical steel sheet under PWM inverter excitation**. IEEE Transactions on Magnetics, v. 50, n. 11, p. 0–3, 2014.

SHOKROLLAHI, H.; JANGHORBAN, K. **Soft magnetic composite materials (SMCs)**. Journal of Materials Processing Technology, v. 189, n. 1–3, p. 1–12, 2007.

SILVA, Indiará Pitta Corrêa Da. **Análise de um sistema de medição de resistividade elétrica de amostras em formato de anel**. 2017. Trabalho de Conclusão de Curso. Departamento de Engenharia Elétrica e Eletrônica. Universidade Federal de Santa Catarina, 2017.

SIMÃO, C. et al. **Analysis of magnetic hysteresis loops under sinusoidal and PWM voltage waveforms**. PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference, v. 2005, p. 1555–1559, 2005.

SIMÃO, C. et al. **Evaluation of hysteresis losses in iron sheets under DC-biased inductions**. IEEE Transactions on Magnetics, v. 45, n. 3, p. 1158–1161, 2009.

SIMÃO, Claudinei. **Estudo da eficiência energética de dispositivos eletromagnéticos e de suas alimentações**. 2008. Tese de Doutorado. Departamento de Engenharia Elétrica. Universidade Federal de Santa Catarina, 2008.

STEINMETZ, Chas. Proteus. **On the Law of Hysteresis**. Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, v. IX, n. 1, p. 1–64, 1892.

SULLIVAN, Charles R.; HARRIS, John H.; HERBERT, Edward. **Core loss predictions for general PWM waveforms from a simplified set of measured data**. Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC, p. 1048–1055, 2010.

TONTINI, G. et al. **Study of soft magnetic composites of iron coated with nanoparticles dispersion in liquid glass**. Journal of Magnetism and Magnetic Materials, v. 487, n. February, p. 6, 2019.

YUE, Shuaichao et al. **Core loss calculation for magnetic materials employed in SMPS under rectangular voltage excitations**. AIP Advances, v. 8, n. 5, p. 056121, 2018.

WEG, **MVW3000: Inversor de Frequência de Média Tensão**, Jaraguá do Sul, 2023. Disponível em: <https://static.weg.net/medias/downloadcenter/hbd/ha2/WEG-MVW3000-catalogo-50071946-pt.pdf>. Acesso em 10 de junho de 2023.

ZHANG, Bo. **Soft Magnetic Composites in Novel Designs of Electrical Traction Machines**. 2016. 2016.

ZHANG, Dongdong et al. **A Fast Identification Method for Rotor Flux Density Harmonics and Resulting Rotor Iron Losses of Inverter-fed Induction Motors**. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 0046, n. c, p. 1–1, 2017.

ZHAO, Hanyu et al. **Magnetic Loss Versus Frequency in Non-Oriented Steel Sheets and Its Prediction: Minor Loops, PWM, and the Limits of the Analytical Approach**. IEEE Transactions on Magnetics, v. 53, n. 11, p. 0–3, 2017.

## APÊNDICE A – Cálculo Discreto da Indução Magnética

Este apêndice tem como objetivo apresentar um algoritmo para calcular a indução magnética e o campo magnético para um dispositivo alimentado por diferentes formas de onda da tensão  $v_p(t)$ .

A variação temporal da indução magnética  $dB(t)/dt$  pode ser obtida a partir da definição da derivada para um intervalo de tempo infinitesimal  $h$ , aproximado por dois instantes de tempo  $t_1$  e  $t$ , onde  $\Delta t = t_1 - t$ , conforme indicado na Eq. A.1.

$$\frac{dB(t)}{dt} = \lim_{h \rightarrow 0} \left[ \frac{B(t+h) - B(t)}{h} \right] \approx \frac{B(t+\Delta t) - B(t)}{\Delta t} \quad (\text{A.1})$$

Assim, pode-se escrever a indução para o próximo passo de cálculo  $\Delta t$  pela Eq. A.2.

$$B(t+\Delta t) = \frac{\Delta t}{NS} e(t) + B(t) \quad (\text{A.2})$$

O campo magnético devido à histerese  $H_h(t)$  é obtido através da Eq. A.3, onde  $\mu$  e  $\nu$  correspondem à permeabilidade magnética e à relutividade magnética, respectivamente.

$$H_h(t+\Delta t) = \frac{B(t+\Delta t)}{\mu} = \nu B(t+\Delta t) \quad (\text{A.3})$$

A permeabilidade magnética, ou a relutividade magnética, pode ser dada por um valor constante, por uma função relacionada à indução magnética, ou através de modelos que consideram laços de histerese, tal como o modelo de Jiles-Atherton e o modelo G (BASTOS et al., 2018).

O campo magnético total no núcleo  $H_{mag}$  é dado pelas parcelas da Eq. A.4, em que  $H_h$  corresponde ao campo devido à histerese,  $H_f$  às correntes induzidas no material e  $H_e$  às correntes provenientes das perdas por excesso.

$$H_{mag}(t+\Delta t) = H_h(t+\Delta t) + H_f(t+\Delta t) + H_e(t+\Delta t) \quad (\text{A.4})$$

Impondo uma variação da tensão de alimentação  $v_p(t)$ , o sistema evoluindo ao longo do tempo pode seguir a sequência de equações apresentada a seguir, onde no instante inicial ( $t = 0$ ), as grandezas valem zero ( $B(t) = H(t) = i_p(t) = i_s(t) = e(t) = 0$ ).

$$\begin{aligned}
 B(t+\Delta t) &= \frac{\Delta t}{NS} [v_p(t) - R_p i_p(t)] + B(t) \\
 H_h(t+\Delta t) &\overset{\text{modelo}}{\longleftarrow} B(t+\Delta t) \\
 H_{\text{mag}}(t+\Delta t) &= H_h(t+\Delta t) + H_f(t+\Delta t) + H_e(t+\Delta t) \\
 i_s(t+\Delta t) &= \frac{e(t+\Delta t)}{R_s + R_L} = \frac{NS[B(t+\Delta t) - B(t)]}{\Delta t(R_s + R_L)} \\
 i_{\text{mag}}(t+\Delta t) &= H_{\text{mag}}(t+\Delta t) \frac{l_m}{N} \\
 i_p(t+\Delta t) &= i_{\text{mag}}(t+\Delta t) + i_s(t+\Delta t)
 \end{aligned}$$

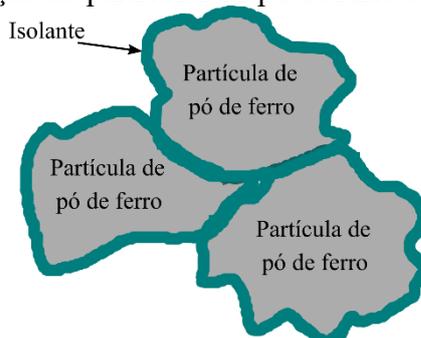
A rotina apresentada acima pode ser implementada em um sistema computacional como Matlab ou LabVIEW, por exemplo, e pode-se empregar diferentes formas de onda da tensão de alimentação para realizar simulações numéricas.

Uma evolução do desenvolvimento analítico considera também as indutâncias de dispersão do primário e do secundário.

## APÊNDICE B – Compósitos Magnéticos Moles (SMC)

O presente apêndice abordará brevemente o desenvolvimento e o comportamento magnético de materiais ferromagnéticos do tipo compósitos magnéticos moles. Durante o início do trabalho de doutorado houve um contato intenso com a caracterização destes materiais, trazendo à luz da pesquisa metodologias para avaliação deste tipo de material durante seu desenvolvimento. Os compósitos magnéticos moles, também conhecidos como SMC (*Soft Magnetic Composite*) são materiais formados por partículas ferromagnéticas isoladas entre si por um isolante elétrico e compactadas para formar peças sólidas, podendo passar por tratamento térmico e técnicas de compactação avançadas (SHOKROLLAHI; JANGHORBAN, 2007). Uma ilustração de partículas isoladas é apresentada na Figura A.1.

Figura A.1: Ilustração de partículas de pó de ferro com isolante elétrico.



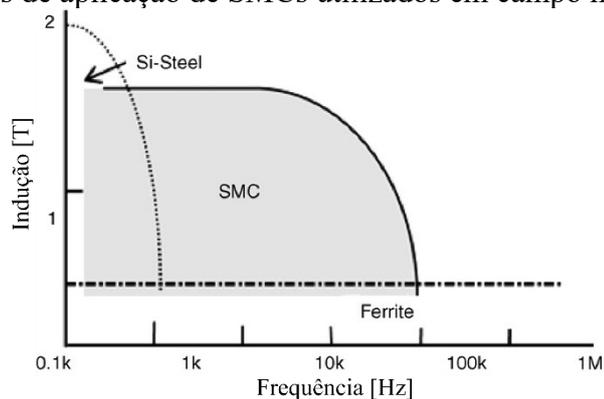
Fonte: o autor.

Entre as propriedades do SMC, pode-se citar o comportamento isotrópico, baixos valores de perdas por correntes induzidas, relativamente pouca perda magnética em médias e altas frequências, possibilidade de melhorias no comportamento térmico de dispositivos eletromagnéticos, projeto do núcleo de dispositivos eletromagnéticos otimizado para fabricação em linha de produção, redução de peso e redução de custos de fabricação (SHOKROLLAHI; JANGHORBAN, 2007; ZHANG, 2016). A ideia de utilizar compósitos de ferro-resina para aplicações magnéticas surgiu a mais de 100 anos atrás, porém foram raramente utilizados, pois, suas propriedades, tecnologias para processamento e fabricação e reais necessidades destes materiais não estavam suficientemente desenvolvidas (SHOKROLLAHI; JANGHORBAN, 2007). Novos desenvolvimentos em compósitos de pó fazem os materiais SMC interessantes para aplicações em máquinas elétricas, quando combinados com novas regras de projeto e novas técnicas de produção (SHOKROLLAHI; JANGHORBAN, 2007). Algumas linhas de SMC baseados em ferro são: 1) pó de ferro com resina, 2) pós sinterizados baseados em ferro, 3) pó

de ferro puro com adições de Zn e carbono, 4) ligas de pó a base de ferro (Fe, Ni, Co, Si) e 5) pó de ferro comercial “Somaloy” (SHOKROLLAHI; JANGHORBAN, 2007). Há um esforço de pesquisa dentro do GRUCAD para auxiliar no desenvolvimento deste tipo de material, conforme pode ser verificado nos trabalhos (ELIAS et al., 2018; TONTINI et al., 2019). Porém, não é o escopo do presente apêndice apresentar características de desenvolvimento e fabricação do SMC.

Em comparação a outros materiais ferromagnéticos usuais, o ferrite doce possui poucas perdas na região de alta frequência, mas devido à sua baixa densidade de fluxo é necessário um núcleo maior. Já o aço laminado não pode ser utilizado em alta frequência devido ao valor elevado de perdas por correntes induzidas. Desta maneira, núcleos formados por SMC podem cobrir esta região de alta frequência que os dois outros materiais ferromagnéticos não podem ser utilizados (SHOKROLLAHI; JANGHORBAN, 2007). A Figura A.2 apresenta as regiões de aplicação para SMCs utilizados em campo magnético alternado no tempo.

Figura A.2: Regiões de aplicação de SMCs utilizados em campo magnético alternado.



Fonte: (SHOKROLLAHI; JANGHORBAN, 2007).

Segundo afirma (ZHANG, 2016), os fatores que determinam o desempenho do SMC relacionados à mistura são o pó de metal, a isolamento, o lubrificante entre outros listados na Figura A.3. No que tange a engenharia elétrica, pode-se dizer que a confecção do material particulado, bem como sua isolamento são as etapas mais significantes dentre os fatores determinantes da qualidade do material. Porém, conforme trabalhos indicam, a pressão de compactação e o tratamento térmico, têm se mostrado etapas relevantes na busca por materiais com boas qualidades magnéticas.

Figura A.3: Fatores dominantes das propriedades de SMCs.



Fonte: (ZHANG, 2016).

## A.1 PERDAS MAGNÉTICAS NO SMC

Duas características chave do núcleo utilizado em dispositivos eletromagnéticos são a permeabilidade magnética e as perdas magnéticas. O cálculo preciso de perdas magnéticas é uma das mais importantes e mais complicadas tarefas no projeto e otimização de máquinas elétricas (ZHANG, 2016). Grandes esforços têm sido feitos e vários modelos de perdas magnéticas têm sido sugeridos na literatura (DE LA BARRIERE et al., 2013; ELIAS et al., 2018; KOLLÁR et al., 2014; ZHANG, 2016), em especial para o SMC, que possui características únicas em relação à sua estrutura e fabricação.

As perdas por histerese são parcialmente devidas ao estresse introduzido na compactação do material. O tratamento térmico após a compactação é o principal passo dado para reduzir as perdas por histerese, pois atua eliminando estresse residual e alguns defeitos internos e ajuda no crescimento de domínios e no movimento de paredes de domínio (SHOKROLLAHI; JANGHORBAN, 2007; TONTINI et al., 2019). Porém, a elevada temperatura também degrada a isolação entre partículas e assim aumenta a presença de correntes induzidas no material. As perdas por histerese podem também ser reduzidas ao aumentar o tamanho da partícula, aumentar a pureza do ferro nas partículas e ao realizar tratamento de alívio térmico (SHOKROLLAHI; JANGHORBAN, 2007). No trabalho de (KOLLÁR et al., 2013) foi verificado que as perdas por histerese por unidade de volume são maiores para os compósitos com menor concentração volumétrica de partículas de ferro e conseqüentemente fraca interação magnética entre partículas. Em relação ao tamanho da partícula, o aumento do tamanho resulta em menor resistividade elétrica, maiores perdas por correntes induzidas e maior permeabilidade devido ao movimento das paredes de domínio serem menos impedidos (ZHANG, 2016). Por este motivo, pós mais finos são apropriados para aplicação em alta frequência, enquanto pós de partículas maiores tem melhor performance em baixa frequência. A Tabela 14 resume a dependência de parâmetros conforme a composição e técnicas de processamento do SMC.

Tabela 14: Dependência paramétrica na composição e no processo de fabricação.

	<b>Aumento do tamanho da partícula</b>	<b>Adição de lubrificante</b>	<b>Adição de ligante</b>	<b>Aumento da pressão de compactação</b>	<b>Tratamento térmico</b>
<b>Permeabilidade</b>	↑	↓	↓	↑	↑
<b>Indução máxima</b>	↑	↓	↓	↑	↑

<b>Campo coercitivo</b>	↑	-	-	↑	↓
<b>Resistividade</b>	↓	↑	↑	↓	↓
<b>Condutividade térmica</b>	↑	↓	↓	↑	↑
<b>Resistência mecânica</b>	↓	↓	↑	↑↓	↑

Fonte: (SHOKROLLAHI; JANGHORBAN, 2007).

## A.2 MODELOS DE PERDAS PARA SMCS

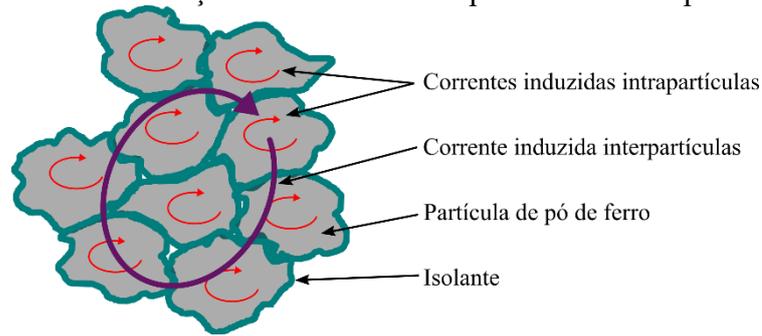
O trabalho de (ZHANG, 2016) apresenta um modelo derivado da fórmula clássica de Bertotti para calcular as perdas no SMC excitado senoidalmente, Eq. (A.1). A contribuição do trabalho foi aplicar um coeficiente de Steinmetz em forma de polinômio (vide primeiro termo do lado direito da Eq. (A.1)). Os coeficientes foram obtidos a partir de técnicas de ajuste de curvas, alcançando resultados satisfatórios (não apresentaram valores de diferença relativa) para frequências entre 50 Hz e 2 kHz e indução entre 0,2 T e 1,5 T.

$$P_{fe} = k_h f B_p^{(a \cdot B_p^2 + b \cdot B_p + c)} + k_w f^2 B_p^2 + k_a f^{1,5} B_p^{1,5} \quad (\text{A.1})$$

No decorrer do desenvolvimento do trabalho de doutorado, foi elaborado um artigo (ELIAS et al., 2018) em que se avaliou a possibilidade de utilização do modelo de Bertotti (BATISTELA, 2001; BERTOTTI, 1988) para representação das perdas magnéticas no SMC. O modelo difere do apresentado na Eq (A.1) apenas no coeficiente de perdas por histerese, que é uma constante independente da indução de pico. Os coeficientes de perdas foram obtidos através de ajuste de curvas com valores de perdas medidos entre 0,2 e 1,2 T nas frequências de 10 Hz e 60 Hz. Resultados de perdas totais na frequência de 60 Hz apresentaram diferença de no máximo 1,5% entre dados experimentais e o modelo para induções entre 0,4 e 1,2 T.

O trabalho de Kollár et al. (KOLLÁR et al., 2013) analisou a dependência das perdas totais em função da frequência, desde corrente contínua até 1 kHz, em duas amostras de SMC. Neste trabalho, foi evidenciado o conceito de perdas por correntes induzidas interpartículas e intrapartículas, que no SMC aparentam ser fatores preponderantes na modelagem do comportamento do material. Uma ilustração das correntes induzidas em um material SMC são apresentadas na Figura A.4. Como indicado no trabalho de (KOLLÁR et al., 2013), sob excitação senoidal, as perdas por corrente induzidas interpartículas  $P_e^{inter}$  podem ser calculadas a partir da Eq. (A.2) e as perdas intrapartículas  $P_e^{intra}$  podem ser calculadas a partir da Eq. (A.3), onde  $d_{eff}$  corresponde à dimensão efetiva por onde as correntes induzidas se desenvolvem,  $\rho_R$  é a resistividade específica do pó de ferro,  $\rho$  é a resistividade da amostra,  $\beta$  é um coeficiente geométrico,  $d_R$  é o diâmetro da partícula,  $B_p$  a indução de pico e  $f$  a frequência de excitação.

Figura A.4: Ilustração de correntes interpartículas e intrapartículas.



Fonte: o autor (2018).

$$P_e^{inter} = \frac{(\pi d_{eff} B_p)^2}{\beta \rho_R \rho} f^2 \quad (A.2)$$

$$P_e^{intra} = \frac{(\pi d_R B_p)^2}{20 \rho_R \rho} f^2 \quad (A.3)$$

No trabalho de (SHOKROLLAHI; JANGHORBAN, 2007), as perdas magnéticas em SMC foram interpretadas de maneira tradicional, separadas em três parcelas (histerese, corrente induzidas e residuais). Porém, as perdas residuais foram desprezadas naquele trabalho pois só seriam importantes em níveis baixos de indução e frequências muito elevadas. Segundo (SHOKROLLAHI; JANGHORBAN, 2007), as perdas devido às correntes induzidas podem ser descritas conforme a Eq. (A.4). Esta equação é a mesma descrita para aços laminados, que diferem em partes das amostras de SMC estudadas, que são compostas por partículas semelhantes a esferas e ou/cubos, isoladas entre si ou não, e não possuem a mesma característica de um aço laminado.

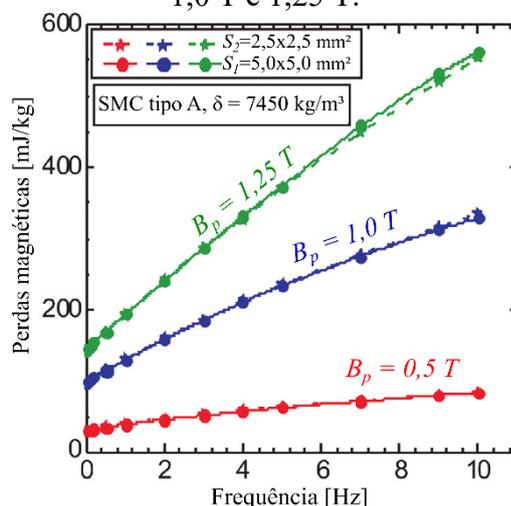
$$P_e = \frac{CB^2 f^2 d^2}{\rho} \quad (A.4)$$

### A.3 SEPARAÇÃO DE PERDAS NO SMC POR DE LA BERRIÈRE ET AL.

Um trabalho sobre separação de perdas no SMC com base na teoria estatística de perdas de Bertotti (BERTOTTI, 1988) foi publicado em 2011 por de la Barrière et al. (DE LA BARRIÈRE et al., 2011). Neste trabalho, partem da suposição de que as correntes induzidas se desenvolvem apenas no interior das partículas e calculam as perdas por correntes induzidas para uma dada distribuição de partículas utilizando uma metodologia que detecta o tamanho médio das partículas por meio de uma análise micrográfica, as aproxima por um retângulo e calcula as perdas por correntes induzidas resolvendo a equação de Poisson para o campo magnético por meio de elementos finitos. As perdas excedentes são avaliadas de maneira quantitativa e as perdas por histerese são obtidas a partir da extrapolação da curva de perdas totais em função da frequência  $W_T(f)$  para  $f=0$ . Esta metodologia utilizada por (DE LA BARRIÈRE et al., 2011) é pouco prática, pois emprega análise micrográfica e cálculos por elementos finitos para estimar as perdas por correntes induzidas. Porém, os resultados experimentais e conclusões do trabalho são interessantes do ponto de vista da análise do material. Os ensaios foram realizados para frequências de até 10 kHz e indução de pico de 0,5, 1,0 e 1,25 T. Foram utilizadas amostras de dois tipos de material do núcleo, chamados de tipo A e tipo B. A Figura A.5 apresenta curvas de perdas magnéticas totais em função da frequência, em J/kg, para três valores de indução de pico  $B_p$ . Nesta figura, são apresentados os valores de perdas de duas amostras com núcleo do tipo A, uma delas com seção transversal  $S_1$  e outra com seção  $S_2$ . A conclusão obtida pela análise destas curvas é de que as perdas não são afetadas com o aumento da seção transversal da amostra, o que, segundo os autores, é um indício de que as correntes induzidas se desenvolvem apenas no interior das partículas. Contudo, esta conclusão é tomada com base nos resultados de ensaios experimentais com as amostras em questão. Conclusões diferentes poderiam ser obtidas ao se analisar amostras com diferentes composições. A Figura A.6, apresenta curvas de perdas totais em função da frequência para duas amostras com mesmas dimensões e características de composição diferentes (amostras tipo A e tipo B). Apresenta também as perdas magnéticas segregadas devido à histerese  $W_{hyst}$ , devido às correntes induzidas  $W_{cl}$  e excedentes  $W_{exc}$ . Analisando a figura, nota-se que as perdas devido à histerese na amostra A são menores do que na amostra B. Porém, as perdas totais na amostra A, passam a ser superiores às perdas magnéticas totais na amostra B para frequências superiores a 2 kHz. A menor perda por histerese na amostra A pode ser justificada pelo fato de esta amostra possuir maior tamanho de partícula, conforme indicado por (SHOKROLLAHI; JANGHORBAN, 2007). Ou conforme verificado no trabalho de (KOLLÁR et al., 2013), que as perdas por

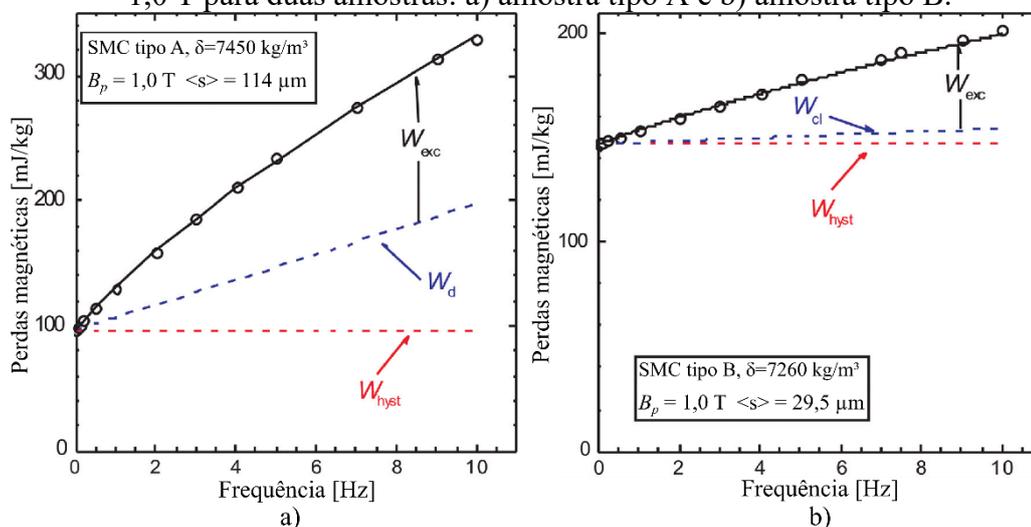
histerese por unidade de volume são maiores para os compósitos com menor concentração volumétrica de partículas de ferro. Como no caso na amostra B, que possui menor densidade.

Figura A.5: Perdas magnéticas totais em função da frequência para valores de  $B_p = 0,5$  T, 1,0 T e 1,25 T.



Fonte: (DE LA BARRIÈRE et al., 2011).

Figura A.6: Perdas totais em função da frequência para indução senoidal com valor de pico  $B_p = 1,0$  T para duas amostras: a) amostra tipo A e b) amostra tipo B.



Fonte: (DE LA BARRIÈRE et al., 2011).

Como já comentado, as perdas por correntes induzidas foram calculadas a partir de análise micrográfica e cálculo por elementos finitos e as perdas devido à histerese foram obtidas a partir da extrapolação da curva de perdas totais em função da frequência. Já as perdas excedentes foram calculadas a partir da diferença entre os valores de perdas totais medidas e os valores obtidos de perdas devido à histerese e por correntes induzidas. Um modelo de perdas excedentes, Eq (A.5), proposto por Bertotti (BERTOTTI, 1988) foi aplicado e apresentou boa

correspondência entre valores previstos pelo modelo e medidos em função da frequência. Este mesmo modelo também foi aplicado no trabalho de Kollár et al. (KOLLÁR et al., 2013).

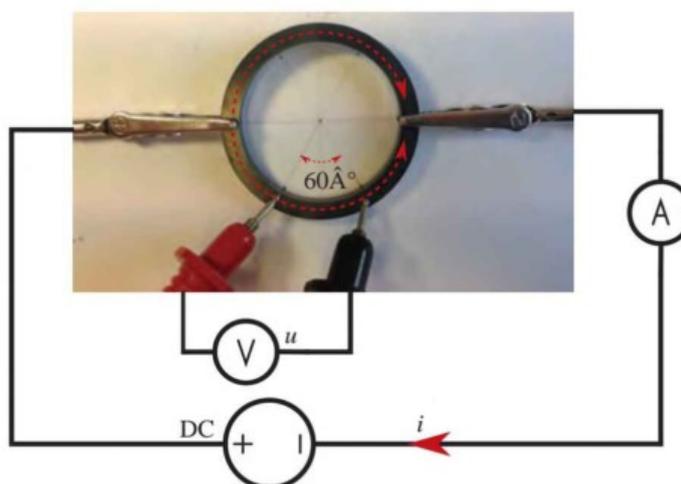
$$W_{exc}(B_p, f) = 2n_0 V_0 B_p \left( \sqrt{1 + \frac{16\sigma G S V_0}{n_0^2 V_0^2} f B_p^{-1}} \right) \quad (\text{A.5})$$

#### A.4 RESISTIVIDADE ELÉTRICA

A resistividade elétrica do SMC está diretamente relacionada à camada isolante das partículas de ferro que formam a amostra e à resistividade do pó de ferro. Desta maneira, para investigar o desempenho da isolação e das partículas, faz-se a análise da resistividade do material através de um aparato desenvolvido e aprimorado dentro do escopo de um projeto de pesquisa e em parte do desenvolvimento desta proposta de tese.

Existem diversas maneiras de inferir a resistividade elétrica em uma amostra de SMC. No trabalho de (ZHANG, 2016) a resistividade elétrica é medida através do método dos quatro pontos, um esquema funcional do aparato é apresentado na Figura A.7. O cálculo da resistividade elétrica utiliza a Eq. (A.6), onde  $u$  é a tensão medida em volts,  $i$  é a corrente em ampères,  $A$  é a seção transversal da amostra e  $l_{SMC}$  o comprimento da circunferência entre os terminais de medição de tensão.

Figura A.7: Aparato para medição de resistividade elétrica a quatro pontos.



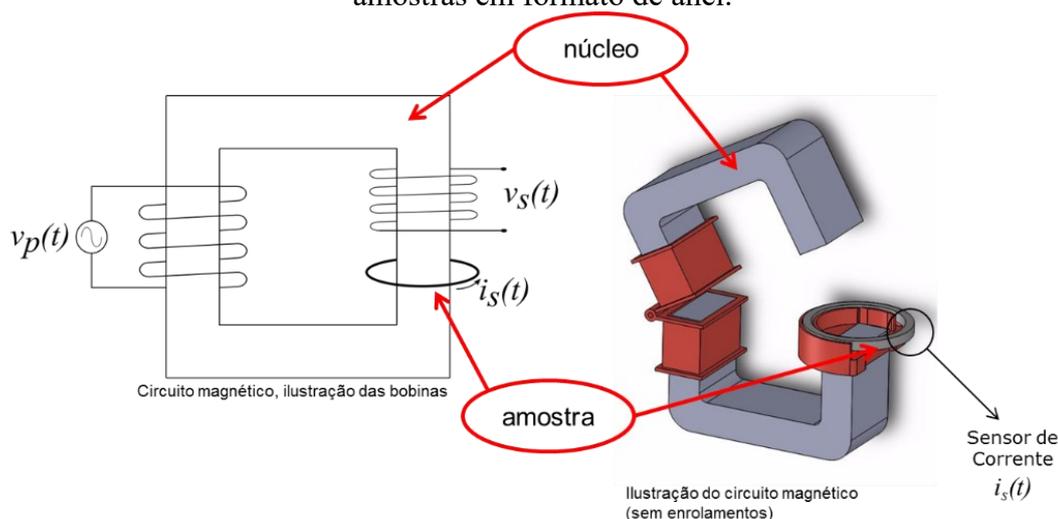
Fonte: (ZHANG, 2016).

$$\rho = \frac{u}{i} \frac{A}{l_{SMC}} \quad (\text{A.6})$$

Na medição a quatro pontos, a corrente pode se concentrar somente na superfície da amostra, não contemplando toda a seção transversal. Este comportamento pode implicar em um valor equivocado de resistividade. Deste modo, métodos que contemplem a resistividade com base em toda a seção transversal da amostra são necessários para uma correta análise do material. Um método que tem sido demonstrado mais adequado para medição de resistividade

em amostras de SMC é o método indutivo, o qual emprega um núcleo de material ferromagnético, um enrolamento de excitação e uma espira em curto-circuito, correspondente à amostra em si. O método baseia-se no fenômeno da corrente induzida em uma amostra de SMC em formato de anel (espira em curto-circuito) para inferir a resistividade na mesma. Um desenho ilustrativo do aparato é apresentado na Figura A.8.

Figura A.8: Desenho ilustrativo do dispositivo para medição de resistividade elétrica em amostras em formato de anel.

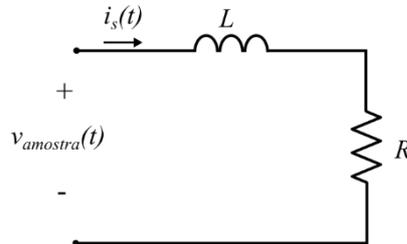


Fonte: o autor (2018).

Esta metodologia foi implementada com base em um dispositivo magnético com uma bobina em aberto e uma espira em curto, onde, através da tensão na bobina em aberto, a tensão na espira em curto-circuito é inferida e a partir das relações entre corrente e tensão, a resistência da espira em curto é calculada. Tal metodologia empregou a equação que relaciona potência, corrente e resistência, visto que poderia haver influência de fluxos dispersos. A seguir o desenvolvimento da metodologia de cálculo é apresentado. O circuito elétrico equivalente apresentado na Figura A.9 representa o secundário do dispositivo eletromagnético com uma espira em curto-circuito correspondente à amostra sob ensaio. A tensão  $v_{amostra}(t)$  corresponde à tensão medida por meio de uma bobina sensora de fluxo, a qual está relacionada à tensão na amostra através da Eq. (A.7), onde  $v_s(t)$  à tensão no enrolamento em aberto, que é sensibilizada à variação do fluxo magnético imposto no núcleo do dispositivo eletromagnético por um enrolamento de excitação e  $N_{espiras}$  é o número de espiras do enrolamento em aberto. A corrente  $i_s(t)$  é medida diretamente na amostra por meio de um transdutor de corrente. A indutância de dispersão  $L$  existe devido à dispersão de fluxo no dispositivo eletromagnético e a resistência  $R$  corresponde à resistência elétrica da própria amostra. A resistividade elétrica  $\rho$  da amostra está

relacionada à resistência  $R$  por meio da Eq. (A.8), onde  $S$  é a seção transversal a amostra e  $l_{amostra}$  é o comprimento do caminho por onde circula a corrente na amostra.

Figura A.9: Circuito elétrico equivalente da amostra sob ensaio.



Fonte: o autor (2018).

$$v_{amostra}(t) = \frac{I}{N_{espiras}} v_s(t) \quad (A.7)$$

$$\rho = \frac{RS}{l_{amostra}} \quad (A.8)$$

A partir das formas de onda de tensão e corrente, pode-se calcular o valor da resistência  $R$  no circuito equivalente da Figura A.9. Há basicamente duas maneiras de relacionar as grandezas elétricas tensão e corrente com o valor de  $R$ : i) por meio da relação de impedância e ii) por meio da relação de potência. A relação entre a impedância do dispositivo e as grandezas elétricas é apresentada na Eq. (A.9), onde  $V_{amostra}$  é o valor da tensão eficaz,  $I_s$  é o valor da corrente eficaz e  $\theta$  é o ângulo de fase entre tensão e corrente. Este método, chamado de método da impedância considera as grandezas tensão e corrente como sendo puramente senoidais, o que não ocorre de fato.

$$R = \frac{V}{I} \cos(\theta) \quad (A.9)$$

O segundo método, chamado de método da impedância utiliza a relação entre potência  $P$ , em watts, e grandezas elétricas tensão e corrente, conforme expresso nas equações (A.10) e (A.11). Este método é mais coerente do ponto de vista da análise do circuito elétrico equivalente da Figura A.9, pois a corrente  $i_s(t)$  efetivamente percorre a amostra, já a tensão  $v_{amostra}(t)$  é a tensão em cima do conjunto  $R$ - $L$  em série.

$$P = \frac{1}{T} \int_T v_{amostra}(t) i_s(t) dt \quad (\text{A.10})$$

$$R = \frac{P}{I_s} \quad (\text{A.11})$$

Ensaio experimentais e análise de performance do aparato experimental e das metodologias de medição e cálculo da resistividade são apresentadas em um artigo elaborado no âmbito do presente trabalho de doutorado (PITTA et al., 2018; SILVA, 2017).

