

ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE MODELOS ANALÍTICOS DE CÁLCULO DE PERDAS NO NÚCLEO APLICADOS A INDUTORES COM PREMAGNETIZAÇÃO UTILIZANDO O MATERIAL HIGH FLUX

Pedro C. Bolsi¹, Edegar O. Prado¹, Hamiltom C. Sartori¹, José Renes Pinheiro²

¹Universidade Federal de Santa Maria - UFSM, Santa Maria – RS, Brasil

²Universidade Federal da Bahia - UFBA, Salvador – BA, Brasil

e-mail: pcbolsi@gmail.com, eo.prado@hotmail.com, hamiltomsar@gmail.com, jrenespinheiro@gmail.com

Resumo – Este trabalho aborda o estudo e análise do comportamento das perdas no núcleo em materiais High Flux na presença de níveis contínuos de densidade de fluxo magnético, com diferentes valores de pico-a-pico, bem como a influência da frequência e razão cíclica. São apresentadas e discutidas as expressões matemáticas dos modelos analíticos empíricos mais difundidos na literatura (OSE, MSE, IGSE e WSE), em sua versão linear por partes. As perdas magnéticas estimadas pelos modelos analíticos são comparadas aos resultados experimentais, bem como às perdas obtidas fazendo uso de software de análise de elementos finitos (FEA). Foi realizado o mapeamento do uso destes cinco modelos em materiais High Flux, utilizando somente informações dadas pelo fabricante. É realizada uma discussão acerca do uso destes modelos analíticos, sob o ponto de vista de sua acurácia e simplicidade.

Palavras-chave – Perdas magnéticas, Perdas no núcleo, Premagnetização, Steinmetz.

COMPARATIVE ANALYSIS BETWEEN ANALYTICAL MODELS FOR CORE LOSS CALCULATION APPLIED TO INDUCTORS WITH PREMAGNETIZATION USING HIGH FLUX MATERIAL

Abstract – This work addresses the study and analysis of the behavior of core loss on iron powder High Flux materials in the presence of continuous levels of magnetic flux density, with different peak-to-peak values, as well as the influence of frequency and duty cycle. The mathematical expressions for the most widespread analytical empirical models (OSE, MSE, IGSE and WSE) are presented and discussed, in their piece-wise linear form. The magnetic losses estimated by the analytical models are compared to experimental results, as well as the losses obtained making use of a finite element analysis (FEA) software. A mapping of the use of these five models for High Flux materials is performed, making use of manufacturer data only. A discussion is made about the use of these analytical models, in light of their accuracy and simplicity.

Manuscript received 09/08/2020; first revision 10/28/2020; accepted for publication 11/24/2020, by recommendation of Editor Demercil de Souza Oliveira Jr. <http://dx.doi.org/10.18618/REP.2020.4.0054>

Keywords – Magnetic Losses, Core Loss, Premagnetization, Steinmetz.

NOMENCLATURA

- A_{BH} - área interna da curva de histerese;
- A_e - área de seção transversal do núcleo;
- B - densidade de fluxo magnético;
- B_m - valor de pico da densidade de fluxo magnético;
- B_{cc} - parcela contínua da densidade de fluxo magnético;
- D - razão cíclica de comutação;
- f - frequência da forma de onda excitando o núcleo;
- f_{eq} - termo frequência equivalente da MSE;
- H - força magnetizante;
- i_1 - corrente que atravessa o primário do indutor;
- k - coeficiente de Steinmetz;
- k_i - coeficiente k modificado para a IGSE;
- l_e - comprimento do caminho médio magnético;
- N_1 - número de espiras no primário do indutor;
- N_2 - número de espiras no secundário de detecção;
- P_h - perdas medidas;
- P_{IGSE} - perdas dadas pela IGSE;
- $P_{IGSE'}$ - perdas dadas pela IGSE simplificada pela linearidade por partes de B triangular;
- PL - potência no indutor;
- P_{MSE} - perdas dadas pela MSE;
- $P_{MSE'}$ - perdas dadas pela MSE simplificada pela linearidade por partes de B triangular;
- P_{OSE} - perdas dadas pela equação de Steinmetz original;
- $P_{WSE'}$ - perdas dadas pela WSE para B triangular;
- T - período da forma de onda de excitação;
- v_2 - tensão induzida no secundário de detecção;
- V_e - volume do núcleo;
- α - coeficiente de Steinmetz;
- β - coeficiente de Steinmetz;
- ΔB - valor de pico-a-pico da densidade de fluxo magnético;
- θ - fase da senoide para a qual a IGSE é normalizada para estar em conformidade com a OSE no caso senoidal;
- μ_r - permeabilidade relativa do núcleo.

I. INTRODUÇÃO

Em eletrônica de potência, as perdas e o aumento de temperatura encontram-se entre as principais restrições de projeto em aplicações que visam aumentar a densidade volumétrica de potência através do aumento da frequência, tanto para os dispositivos magnéticos [1], como para os

semicondutores [2]. Para transformadores e indutores, a densidade de potência torna-se menor em função das perdas nos condutores e no núcleo.

O aumento da temperatura e/ou requisitos de rendimento tornam-se então critérios de projeto. Portanto, independente da metodologia de otimização utilizada, seja por varredura de pontos de operação [3], [4], ou algoritmos evolucionários [5], é fundamental o emprego de modelos de perdas adequados para cada dispositivo projetado.

Na fase de modelagem do sistema, um dos grandes desafios encontrados por projetistas de conversores estáticos é a caracterização do material magnético. A predição correta das perdas do núcleo está relacionada ao conhecimento de sua dependência com a tecnologia do material, a geometria, temperatura, densidade de fluxo magnético, e também com a frequência e forma de onda de excitação. No entanto, os catálogos e folhas de dados dos fabricantes muitas vezes não possuem informações suficientes, limitando o projetista em sua capacidade de realizar projetos [6], [7].

Com modelos de perdas inadequados à aplicação, a estimativa de temperatura será inexata, e esta está diretamente ligada ao projeto volumétrico do material [8]. Sendo assim, o uso de modelos de perdas representativos é fundamental para a realização de um projeto que vise uma alta densidade volumétrica de potência.

Como ferramenta de cálculo de perdas magnéticas, os fabricantes fornecem, normalmente, apenas os coeficientes senoidais da equação de Steinmetz, não cobrindo extensas faixas de frequência e temperatura, como seria desejável para aplicações em eletrônica de potência, e não considerando a premagnetização. Ademais, as curvas de perdas fornecidas pelos fabricantes são notoriamente inexatas, particularmente nos seus extremos [9].

Por estas razões, ao buscar uma alta acurácia, diversos autores evitam a abordagem de Steinmetz, por vezes considerando inevitável o levantamento experimental das perdas no núcleo. Publicações recentes buscam contribuir com a melhora deste processo empírico [10] - [11].

No entanto, é manifesta a utilidade de uma abordagem direta de estimativa de perdas magnéticas, que dependa apenas de informações disponibilizadas pelo fabricante, ainda que haja de se conviver com certa inexatidão. Caso contrário, o projetista deve estar disposto a investir tempo e recursos no levantamento experimental da característica de perdas de seu componente magnético, em sua aplicação específica.

Tendo isso em vista, diversas adaptações à equação de Steinmetz foram propostas ao longo dos anos, buscando utilizar os parâmetros senoidais fornecidos pelos fabricantes em uma equação adaptada para formas de onda de tensão mais usuais em eletrônica de potência, como ondas quadradas e retangulares, em diferentes frequências e razões cíclicas.

As modificações mais abrangentes e difundidas são a *Modified Steinmetz Equation* (MSE) [12], a *Improved Generalized Steinmetz Equation* (IGSE) [13], a *Waveform coefficient Steinmetz Equation* (WSE) [14], e a *Natural Steinmetz Equation* (NSE) [15], que é equivalente à IGSE. Estas equações foram propostas visando o cálculo das perdas em núcleos de ferrite e aço-silício. No entanto, não incorporam a influência da premagnetização.

A presença da premagnetização (deslocamento contínuo na densidade de fluxo magnético sobre a parcela alternada) aumenta as perdas no núcleo, como demonstrado, analisando-se ferrites, por [16], [17]. Já os trabalhos de [18], [19] propuseram equações para o cálculo das perdas na presença de premagnetização, analisando materiais amorfos, nanocristalinos e ferrites. Estas, porém, ainda dependem da obtenção empírica de outros coeficientes do material para sua implementação.

Assim sendo, em função da natureza da influência da premagnetização sobre as perdas do núcleo, uma expressão generalizada que faça uso apenas dos coeficientes senoidais, características físicas do material, e do tipo de excitação, à exemplo da MSE, ainda não foi proposta.

Como contribuição, este artigo demonstra a influência da premagnetização sobre as perdas em núcleos de tecnologia High Flux com excitação não-senoidal, além de analisar a acurácia dos modelos analíticos empíricos de cálculo de perdas no núcleo. Os núcleos High Flux suportam altas densidades de fluxo magnético, sendo utilizados em aplicações de alta densidade volumétrica de potência. Por outro lado, possuem uma característica de perdas mais acentuada quando comparados a núcleos Sendust, por exemplo, que por sua vez possuem menor custo.

Entretanto, esta característica de perdas magnéticas mais elevadas é de interesse para o estudo proposto, por facilitar a visualização da influência da forma de onda de excitação e da premagnetização sobre as perdas. Do mesmo modo, perdas mais altas permitem melhor avaliar a acurácia das estimativas dos modelos analíticos empíricos ao valor experimental. Com este material (High Flux), para realizar a análise da influência da premagnetização somada à excitação não-senoidal, utilizou-se um conversor c.c.-c.c. *Boost*, em modo de condução contínua (MCC), variando-se:

- Razão cíclica (D) de 0,2 a 0,5;
- Frequência de comutação (f_s) de 10 kHz a 100 kHz;
- Densidade de fluxo magnético (ΔB) de 60 mT a 180 mT;
- Premagnetização (B_{cc}) de 90 mT a 150 mT.

Além da comparação dos resultados experimentais aos modelos analíticos, os componentes magnéticos são simulados em software de análise de elementos finitos (*finite element analysis*, FEA), a fim de avaliar o uso deste tipo de ferramenta na estimativa de perdas no núcleo na presença de premagnetização, dadas somente as informações previamente disponíveis nas folhas de dados dos fabricantes.

II. MODELOS ANALÍTICOS DE PERDAS NO NÚCLEO

A equação de Steinmetz original (OSE) (1) é o método tradicional para estimativa de perdas no núcleo para excitações senoidais, devido à sua simplicidade e praticidade:

$$P_{OSE} = k f^\alpha B_m^\beta \quad (1)$$

Assim como ela, cada modelo analítico de estimativa de perdas no núcleo foi concebido com base em uma hipótese inicial quanto à natureza das perdas, e verificado experimentalmente, buscando associar os resultados empíricos à grandezas físicas. Nesta seção são revistos os três modelos empíricos mais abrangentes e difundidos para estimativa de

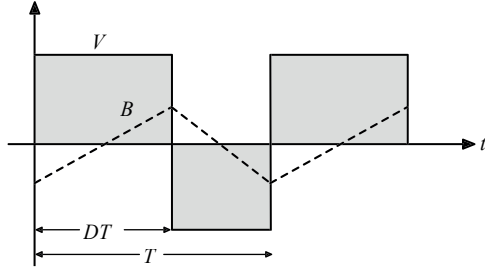


Fig. 1. Forma de onda de B linear por partes.

perdas no núcleo com excitação não-senoidal.

Em conversores c.c.-c.c., o componente magnético é excitado por uma tensão de perfil retangular com ou sem intervalo de tensão igual a zero. Por consequência, a forma de onda de B será triangular ou trapezoidal.

Para o conversor *Boost* em MCC, a densidade de fluxo será como ilustrado na Figura 1. Este perfil de B possui linearidade por partes, cujo equacionamento (2) simplifica o emprego dos modelos analíticos baseados em Steinmetz.

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

A. Modified Steinmetz Equation (MSE)

A MSE associa a origem física das perdas à taxa média de remagnetização, obtida por dB/dt . A partir deste princípio, e normalizando a expressão com respeito ao caso senoidal, introduziu-se à equação de Steinmetz um termo de frequência equivalente (3):

$$f_{eq} = \frac{2}{\Delta B^2 \pi^2} \int_0^T \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 dt. \quad (3)$$

Com este termo a densidade volumétrica de perdas magnéticas é calculada na forma (4) [12],

$$P_{MSE} = \left(k f_{eq}^{\alpha-1} B_m^\beta \right) f. \quad (4)$$

Para a excitação da Figura 1, a linearidade por partes de B permite que o termo de integração da MSE seja simplificado, como feito por [20] e [21]. Neste caso, a MSE pode ser reescrita para o caso triangular como (5) [21],

$$P_{MSE'} = k f^\alpha B_m^\beta \frac{2^{\alpha-1} D^{1-\alpha} (1-D)^{1-\alpha}}{\pi^{2(\alpha-1)}}. \quad (5)$$

B. Improved Generalized Steinmetz Equation (IGSE) e Natural Steinmetz Equation (NSE)

A IGSE (8) foi proposta para uso em formas de onda arbitrárias, e baseia-se na hipótese que as perdas instantâneas são dependentes de dB/dt e ΔB , propondo uma adaptação ao termo k da OSE por (7) [13]:

$$k_i = \frac{k}{(2\pi)^{\alpha-1} \int_0^{2\pi} |\cos \theta|^\alpha 2^{\beta-\alpha} d\theta} \quad (6)$$

$$k_i \simeq \frac{k}{2^{\beta+1} \pi^{\alpha-1} \left(0,2761 + \frac{1,7061}{\alpha+1,354} \right)}. \quad (7)$$

Com base neste, o valor médio das perdas será:

$$P_{IGSE} = \frac{1}{T} \int_0^T k_i \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha (\Delta B)^{\beta-\alpha} dt. \quad (8)$$

Através da fragmentação da curva de histerese em *loops* majoritários e minoritários, a IGSE pode ser aplicada a formas de onda arbitrárias. A identificação dos *loops* é feita através de um algoritmo [13].

A NSE, de formulação equivalente à IGSE, foi desenvolvida contemporaneamente por outros autores. A NSE foi concebida sob a mesma hipótese quanto à natureza das perdas, isto é, que as perdas instantâneas são dependentes de dB/dt e ΔB , porém é voltada à formas de onda triangulares de densidade fluxo magnético, como na Figura 1 [15]. Este perfil de forma de onda de B não possui *loops* minoritários, dispensando a necessidade de um algoritmo de separação.

Desta maneira, assim como na MSE, o termo de integração da IGSE/NSE pode ser simplificado em função da linearidade por partes de B , resultando em (9) para formas de onda triangulares [21],

$$P_{IGSE'} = k_i f^\alpha B_m^\beta 2^\beta \left[D^{1-\alpha} + (1-D)^{1-\alpha} \right]. \quad (9)$$

C. Waveform Coefficient Steinmetz Equation (WSE)

A WSE busca correlacionar a forma de excitação não senoidal à senoidal, baseando-se no cálculo da área sob a forma de onda de B . Desta forma, cada perfil de excitação possuirá um coeficiente de forma de onda, a ser multiplicado pela equação de Steinmetz original [14]. Para o caso de B triangular, a WSE resulta na expressão (10) [21]:

$$P_{WSE'} = \frac{\pi}{4} k f^\alpha B_m^\beta. \quad (10)$$

III. AVALIAÇÃO EXPERIMENTAL DOS MODELOS

A fim de analisar e quantificar a influência da premagnetização, frequência, e razão cíclica sobre as perdas no núcleo, um circuito foi construído conforme ilustrado na Figura 2. Os resultados são comparados à MSE, IGSE, WSE, OSE (método recomendado pelo fabricante [22]), e o resultado em um modelo 2D do indutor no software de FEA Ansys Electronics Desktop.

A. Circuito de Ensaio

Para obtenção das perdas no núcleo magnético, o método de medição elétrica é empregado, em função da simplicidade e precisão, este método é largamente utilizado [10] - [20], [23] e [24]. Utilizando a mesma estratégia de [18], conforme ilustrado pela Figura 2, o primário do núcleo sob teste (NST) é utilizado para excitação CA e CC, estando inserido em um conversor *Boost*. Um enrolamento de detecção (secundário) enrolado sobre o indutor é utilizado para obtenção do campo B , através da integração (11):

$$B(t) = \frac{1}{N_2 A_e} \int_0^T v_2 dt. \quad (11)$$

Por tratar-se de um circuito que se comporta como um circuito em aberto, o uso do secundário de detecção permite

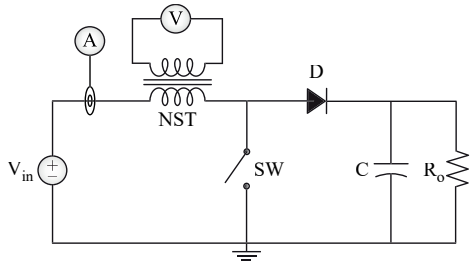


Fig. 2. Circuito utilizado para medição das perdas magnéticas.

obtenção de B somente pelo fluxo concatenado no núcleo, ao passo que a medição de tensão no primário incluiria a queda resistiva no cobre do enrolamento primário. Para obtenção da intensidade de campo magnético H (12), é utilizada a corrente no primário, medida através de um sensor de corrente:

$$H(t) = \frac{N_1 i_1(t)}{l_e} \quad (12)$$

A partir das medições de B e H as perdas são obtidas (16):

$$P_h = f \int_0^T p_L(t) dt = f \int_0^T i_1 v_2 \frac{N_1}{N_2} dt = f \int_0^T i_1 v_1 dt \quad (13)$$

$$P_h = N A_e f \oint i_1 dB \quad (14)$$

$$P_h = A_e l_e f \oint H dB \quad (15)$$

$$P_h = V_e f \oint H dB = V_e f A_{BH} \quad (16)$$

No método de medição elétrica das perdas no núcleo, há uma grande preocupação com relação ao erro introduzido pela defasagem entre a tensão no secundário de detecção e a corrente no primário. Esta defasagem é causada pelo fluxo disperso, bem como pode ser introduzida pela instrumentação.

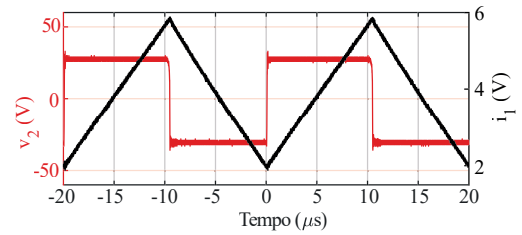
Em materiais High Flux, por sua característica de entreferro distribuído, existe uma pequena dispersão ao longo do núcleo, que pode ser mitigada pelo seu enrolamento completo [1]. Com esta medida construtiva, a relação de tensão V_1/V_2 pode ser aproximada por N_1/N_2 . Já para a instrumentação, um estudo dos atrasos introduzidos pela impedância dos cabos coaxiais usados na medição das formas de onda foi realizado, assim como [18], medindo o tempo de atraso em cada frequência e posteriormente compensando-o.

Com estas providências, obteve-se uma maior precisão nas medidas. Ainda assim, todos os ensaios foram repetidos três vezes, produzindo um valor médio em cada ponto, a fim de garantir a acurácia dos resultados.

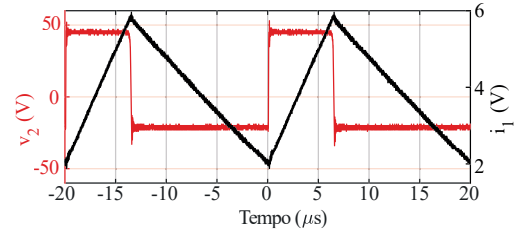
Finalmente, em todos ensaios manteve-se a operação do indutor dentro da região linear da curva $B-H$, a fim de verificar exclusivamente a influência de B_{cc} sobre as perdas, evitando que o valor de pico-a-pico da densidade de fluxo ΔB fosse influenciado por variações de permeabilidade relativa μ_r [24].

B. Resultados Experimentais

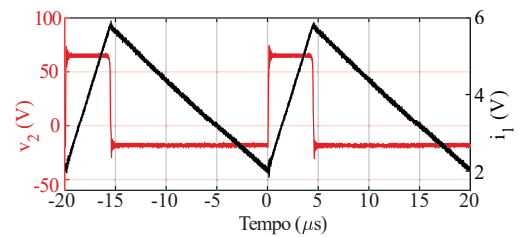
Para a comutação do conversor foram utilizados um MOSFET IPW60R040C7 (Infineon), e um diodo HFA25PB60 (International Rectifier), ambos com ventilação forçada. Na saída, empregou-se um capacitor de $2000 \mu F / 600 V$. As



(a) $D = 0,5$.



(b) $D = 0,3$.



(c) $D = 0,2$.

Fig. 3. Formas de onda no conversor Boost operando em 50 kHz.

formas de onda no circuito de ensaio foram medidas com um osciloscópio Tektronix MDO3000, com pontas de tensão diferenciais P5200A e uma ponta de corrente TCP0030A. Para a alimentação, empregou-se uma fonte de tensão estabilizada Tectrol 500 $V_{cc} / 20 A$. Assim como em [18], a tensão de entrada e a resistência na carga foram variados de acordo com os valores de ΔB e B_{cc} desejados sobre o indutor.

Foram variados os parâmetros: $D = 0,5, 0,3$ e $0,2$, $f_s = 10$ kHz, 25 kHz, 50 kHz e 100 kHz, ΔB de 60 mT a 180 mT, e $B_{cc} = 90$ mT, 120 mT e 150 mT. Razões cíclicas acima de 0,5 não foram consideradas. Em formas de onda de excitação triangular, razões cíclicas maiores ou menores de 0,5 influem nas perdas de maneira equivalente, em função de seu conteúdo harmônico [21]. Por exemplo, $D = 0,3$ equivale a $D = 0,7$.

Formas de onda no conversor Boost em MCC operando em 50 kHz com as razões cíclicas 0,5, 0,3 e 0,2 estão apresentadas na Figura 3. Através da execução rápida dos ensaios para evitar aquecimento e do uso de ventiladores, a temperatura foi mantida fixa em $25 \pm 1^\circ C$ no núcleo do indutor, sendo verificada com termopares conectados a um datalogger Fluke NetDAQ 2640A.

O indutor do NST possui $L = 131,2 \mu H$, $\mu_r = 60$, $N_1/N_2 = 40/20$, $R = 20$ mm, $r = 12$ mm, $h = 15$ mm e núcleo High Flux. A Figura 4 mostra as perdas no material para diferentes B_{cc} , com a razão cíclica de 0,2. A influência de B_{cc} sobre as perdas com $D = 0,3$ e $D = 0,5$ é semelhante. Este resultado aponta que, dentro de região linear, a influência de B_{cc} sobre as perdas do material High Flux é relativamente pequena, corroborando com o que foi sugerido por [19], que avaliou núcleos Molypermalloy, porém não apresentou os resultados

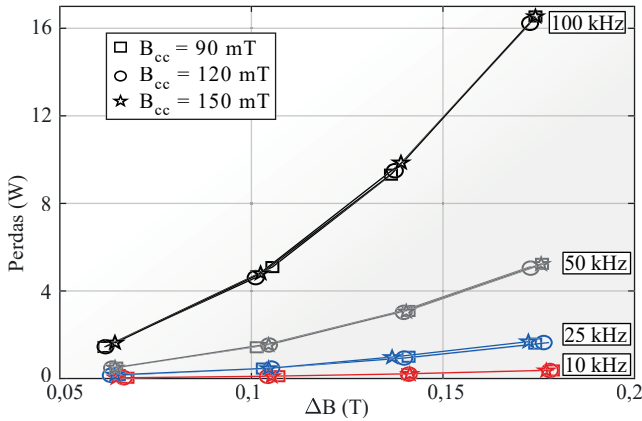


Fig. 4. Resultados por nível de premagnetização: $D = 0,2$.

obtidos.

Uma vez que dentro da região linear de μ_r a premagnetização não possui influência significativa, uma média entre os resultados de B_{cc} pode ser feita, a fim de linearizá-los, e melhor observar a influência da razão cíclica sobre as perdas magnéticas. A Figura 5 compara então as perdas obtidas para os diferentes valores de D , com os resultados de B_{cc} agrupados. Este resultado concorda com a expectativa de que a razão cíclica influencia no aumento das perdas em função da alteração do conteúdo harmônico [21].

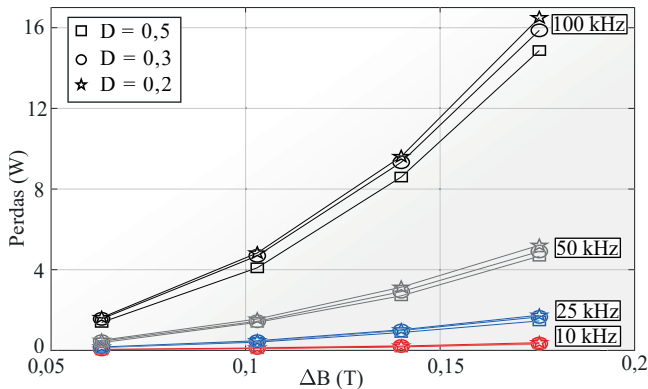


Fig. 5. Resultado agrupado de B_{cc} .

C. Comparação aos Modelos Empíricos

A fim de demonstrar a acurácia dos modelos analíticos empíricos sobre o material e conversor ensaiado, nesta seção são comparadas as perdas medidas com as previsões do método recomendado pelo fabricante (OSE) [22], dos modelos MSE, IGSE, WSE, e o resultado obtido através de um modelo 2D do indutor em FEA, conforme a Figura 6. O software FEA

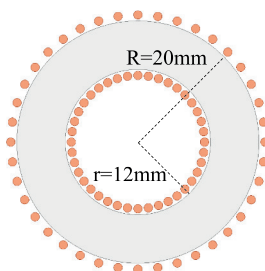
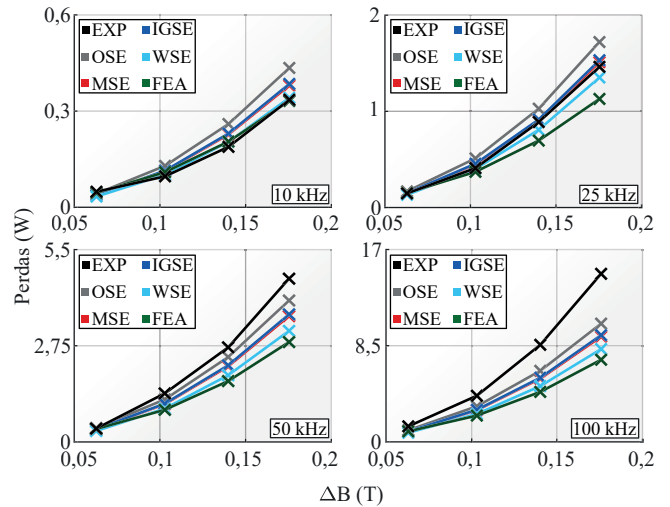
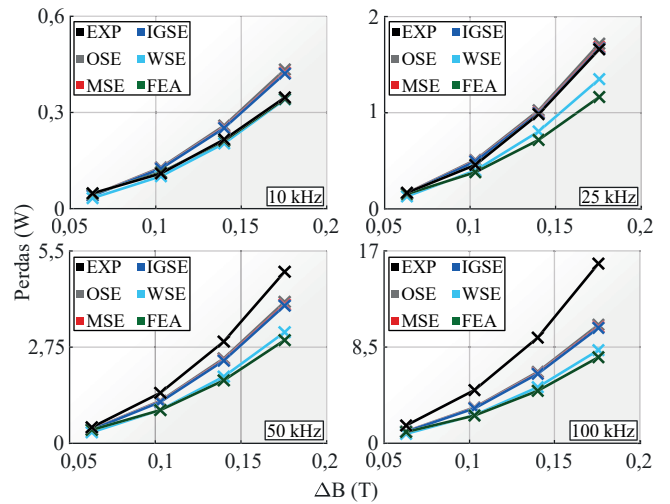


Fig. 6. Modelo 2D para análise em software FEA.

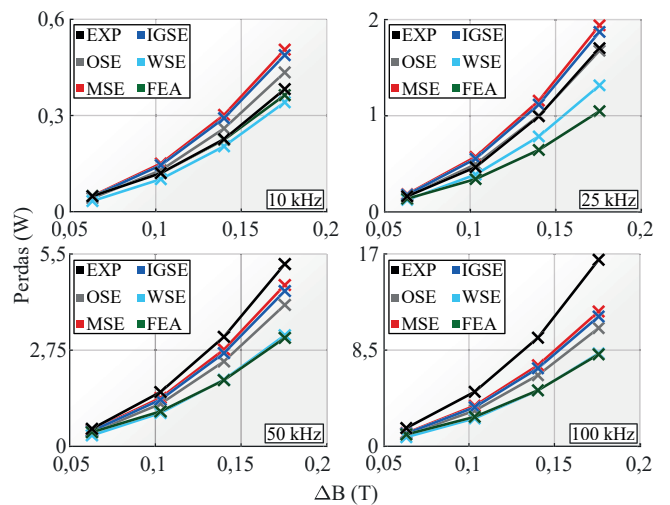
calcula as perdas no núcleo a partir das especificações contidas no modelo do material do núcleo do indutor, que são obtidas a partir das informações fornecidas pelo fabricante.



(a) $D = 0,5$.



(b) $D = 0,3$.



(c) $D = 0,2$.

Fig. 7. Previsão de perdas dos modelos analíticos comparada aos resultados experimentais.

A Figura 7 compara os modelos analíticos ao resultado experimental com as razões cíclicas 0,5, 0,3 e 0,2. De uma maneira geral, são poucas as situações em que a diferença entre o valor estimado pelos modelos analíticos e o resultado experimental é menor que 10%.

Para a frequência de 10 kHz, independente à razão cíclica, a simulação em FEA resultou nas perdas mais próximas ao resultado experimental. O segundo modelo que mais se aproxima dos valores obtidos experimentalmente nesta f_s é o da WSE. No entanto, para as $f_s > 10$ kHz, estes dois modelos distanciam-se do valor medido, principalmente o resultado dado na simulação em FEA.

Para a frequência de 25 kHz, os modelos analíticos MSE, IGSE e OSE reproduziram melhor o comportamento das perdas magnéticas medidas. Particularmente com $D = 0,3$, estes três modelos estimaram as perdas proximamente, dos quais a IGSE apresentou o resultado mais próximo ao medido.

Com a elevação da frequência a 50 e 100 kHz, os mesmos três modelos, MSE, IGSE e OSE, foram os mais próximos ao resultado experimental, ainda que com significativo erro. Nestas frequências, o modelo que mais se aproximou ao valor medido para as razões 0,5, 0,3 foi a OSE e para $D = 0,2$ foi a MSE. Como as perdas magnéticas são proporcionais exponencialmente à frequência, a elevação da frequência a 50 e 100 kHz faz com que o valor medido cresça em magnitude e em diferença com relação aos modelos analíticos.

D. Discussão dos Resultados

A comparação dos modelos empíricos baseados em Steinmetz aos resultados experimentais revela que, mesmo com a eliminação das variáveis B_{cc} e temperatura, que podem influenciar nas perdas do núcleo, somente com informações disponibilizadas pelo fabricante, os modelos analíticos permitem uma estimativa grosseira do valor de perdas, sendo pouco confiáveis quando se busca uma alta exatidão.

Sob um ponto de vista de facilidade de emprego, o projetista que visa fazer uma estimativa de perdas no núcleo apenas com base em modelos de perdas e dados previamente disponíveis poderá conviver com uma acurácia menor que a desejável. Quanto maiores forem as perdas estimadas pelo modelo, menos confiável será o resultado.

As expressões cujas estimativas de perdas mais se aproximaram do resultado experimental varia de acordo com o ponto de operação, sendo a WSE e a simulação em FEA mais próximos ao valor medido em 10 kHz, e a MSE, IGSE e OSE mais próximas em 50 e 100 kHz, com erro significativo.

A diferença entre os modelos analíticos é pouco significativa à frente da diferença com relação ao resultado experimental. Pelo fato de os modelos terem representado o comportamento com maior proximidade ao experimental somente em 25 kHz, é possível inferir que as curvas fornecidas pelo fabricante estão mais bem ajustadas para reprodução das perdas em torno desta frequência.

A partir desta constatação, pode-se concluir que os erros encontrados não necessariamente se devem ao uso dos modelos baseados em Steinmetz ou do software FEA, mas ao valor inadequado dos coeficientes. De fato, as diferentes expressões apresentadas possuem seu mérito, uma vez que

TABELA I
Coefficientes de Steinmetz Originais

	k	α	β
10 kHz	2	1,678	2,25
25 kHz	2	1,662	2,25
50 kHz	2	1,63	2,25
100 kHz	2	1,614	2,25

TABELA II
Coefficiente α Ajustado

D	10 kHz	25 kHz	50 kHz	100 kHz	Média
0,5	1,64	1,64	1,642	1,643	1,641
0,3	1,649	1,652	1,647	1,65	1,65
0,2	1,658	1,657	1,653	1,653	1,655

demonstraram boa concordância em diversos trabalhos, em cada cenário apresentado, como [20], [21] e [25].

No entanto, como apontam os resultados obtidos, a sua aplicabilidade cobre uma faixa restrita de materiais e pontos de operação, a depender dos coeficientes utilizados. Em outras palavras, quanto mais restrita for a aplicação de um modelo analítico de perdas no núcleo, mais confiável será o seu resultado.

Cada expressão, em sua formulação particular, poderá chegar ao valor medido de perdas usando coeficientes particulares à si e à um ponto de operação. Por consequência, o uso de Steinmetz é invariavelmente um exercício de ajuste de curva.

Nesta mesma linha, a partir do momento em que o projetista se propõe a realizar um levantamento experimental, caracterizando assim um mapeamento das perdas para um dispositivo específico, a equação de Steinmetz em sua versão mais simples, se bem condicionada aos diversos pontos de operação, é suficiente para descrever o comportamento das perdas. Para demonstrar este fato, um ajuste dos coeficientes pode ser realizado com base nos resultados experimentais.

Obtidos através da regressão de curvas do fabricante, os coeficientes originais são apresentados na Tabela I. Uma vez que o erro dos modelos empíricos aumenta com o aumento da f_s , há um ajuste inadequado do coeficiente α de Steinmetz, correspondente à frequência. Condicionando-o aos resultados experimentais usando a OSE, com $D = 0,5, 0,3$ e $0,2$, os novos valores estão apresentados na Tabela II. Em função da proximidade dos novos coeficientes obtidos, uma média de α pôde ser feita, cujo emprego resulta nas perdas apresentadas na Figura 8. Para a MSE e IGSE, que preveem variações de D em sua formulação, o α empregado foi o obtido com $D = 0,5$.

A Figura 8 mostra como a correção do coeficiente α torna exatas as estimativas de perdas da OSE. Portanto, ainda que empregando as equações baseadas em Steinmetz mais reconhecidas, caso da MSE e IGSE [21], ao projetista que pretende estimar as perdas nos núcleos magnéticos com precisão razoável, conforme demonstrado com a tecnologia High Flux, é necessário um levantamento experimental específico à tecnologia escolhida na aplicação desejada, a partir do qual os coeficientes corretos podem ser obtidos.

Com estes, a equação de Steinmetz original é suficiente para descrição das perdas, ou, ainda, a simples interpolação dos ensaios obtidos, como feito em [10]. A mesma

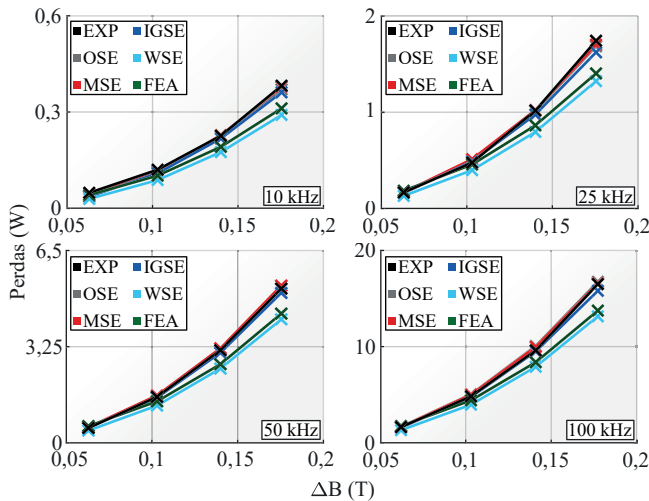


Fig. 8. Previsão de perdas dos modelos analíticos com $D = 0,2$ comparada aos resultados experimentais, ajustando-se o coeficiente α .

conclusão pode ser feita para o modelo em FEA, em que é possível encontrar, através dos resultados experimentais, os coeficientes apropriados ao modelo do material utilizado pelo software.

IV. CONCLUSÕES

Foi conduzida uma investigação à respeito da influência da premagnetização sobre as perdas do material High Flux, sobre a qual se concluiu que, para a faixa analisada, um deslocamento na densidade de fluxo magnético não exerce influencia significativa sobre as perdas do núcleo.

No contexto analisado de conversores com excitação triangular, o uso dos modelos empíricos baseados na equação de perdas magnéticas de Steinmetz, fazendo uso somente de informações previamente disponíveis, mostrou-se insuficiente para uma estimativa confiável de perdas no núcleo. Com base nos resultados experimentais, mesmo sem a influência da temperatura e premagnetização sobre as perdas, pôde-se constatar que um mau condicionamento, ou ainda, um condicionamento pouco abrangente dos coeficientes, causará erros significativos nas estimativas de perdas magnéticas.

Como demonstrado, o erro poderá variar de acordo com o modelo analítico, faixa de frequência, e razão cíclica, sendo dependente do valor dos coeficientes empregados. Fazendo uso dos coeficientes encontrados nas folhas de dados, as estimativas de perdas mais próximas ao valor experimental para 10 kHz foram obtidas utilizando o software FEA, e a WSE. Para 25 kHz a MSE e IGSE estimaram as perdas proximamente ao resultado com $D = 0,5$ e $0,3$, sendo a OSE a mais próxima para $D = 0,2$. Em 50 kHz, e de forma mais acentuada em 100 kHz, todos modelos analíticos distanciam-se do valor experimental, ainda que, em termos relativos, os modelos que mais se aproximam do resultado sejam a MSE, IGSE e OSE.

Portanto, para a tecnologia de núcleo magnético analisada (High Flux), em um projeto cuja estimativa de perdas magnéticas seja feita somente com dados fornecidos pelo fabricante, estas serão confiáveis até em torno de 25 kHz, havendo de conviver com um erro gradativamente maior à

medida que a frequência de comutação for elevada.

Finalmente, afirma-se que o uso da equação de Steinmetz e suas variações será sempre um exercício de ajuste de curva, e no contexto analisado, a sua versão mais simples (OSE) é suficiente para reprodução dos resultados com adequada acurácia, sendo empregados coeficientes ajustados ao ponto de operação.

AGRADECIMENTOS

O presente trabalho foi realizado com apoio do CNPq, Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico - Brasil, e com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES/PROEX) - Código de Financiamento 001. Os autores agradecem aos alunos de iniciação científica João Victor Lopes e Arthur de Freitas e Precht pela colaboração nas montagens e realização de ensaios.

REFERÊNCIAS

- [1] C. W. T. McLyman, *Transformer and inductor design handbook*, CRC press, Dez. 2017.
- [2] Y. Ren, M. Xu, J. Zhou, F. C. Lee, "Analytical loss model of power MOSFET", *IEEE transactions on power electronics*, vol. 21, no. 2, pp. 310–319, Mar. 2006.
- [3] S. Busquets-Monge, J.-C. Crebier, S. Ragon, E. Hertz, D. Boroyevich, Z. Gurdal, M. Arpilliere, D. K. Lindner, "Design of a boost power factor correction converter using optimization techniques", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 6, pp. 1388–1396, Nov. 2004.
- [4] H. C. Sartori, J. E. Baggio, H. L. Hey, J. R. Pinheiro, F. Beltrame, "Integrated methodology design to improve the efficiency and reduce volume of the CCM PFC boost converters with pre-sizing settings", in *2015 IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pp. 1378–1385, IEEE, Jun. 2015.
- [5] L. C. Pivetta, H. C. Sartori, J. R. Pinheiro, "Pre-Sizing of Power Converters Using Genetic Algorithms", *IEEE Latin America Transactions*, vol. 16, no. 2, pp. 654–661, Mar. 2018.
- [6] K. Booth, "Challenges of Implementing Higher-Frequency Magnetics in Wide-Bandgap Converters [Women in Engineering]", *IEEE Power Electronics Magazine*, vol. 6, no. 3, pp. 52–54, Set. 2019.
- [7] C. Sullivan, "Overview of core loss prediction (and measurement techniques) for non-sinusoidal waveforms", in *APEC*, Feb. 2012.
- [8] P. C. Bolsi, H. C. Sartori, J. R. Pinheiro, "Comparison of Core Technologies Applied to Power Inductors", in *2018 13th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*, pp. 1100–1106, IEEE, Nov. 2018.
- [9] E. Herbert, *User-friendly Data for Magnetic Core Loss Calculations*, PSMA, Ago. 2008.
- [10] J. Wang, K. J. Dagan, X. Yuan, W. Wang, P. H. Mellor, "A practical approach for core loss estimation of a

- high-current gapped inductor in pwm converters with a user-friendly loss map”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 6, pp. 5697–5710, Ago. 2018.
- [11] S.-H. Park, Y.-H. Sohn, S.-U. Shin, S.-W. Hong, G.-H. Cho, “An Accurate and Practical Core Loss Analysis for Compact High Step-Up Converters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 9, pp. 8368–8376, Nov. 2018.
- [12] J. Reinert, A. Brockmeyer, R. W. De Doncker, “Calculation of losses in ferro-and ferrimagnetic materials based on the modified Steinmetz equation”, *IEEE Transactions on Industry applications*, vol. 37, no. 4, pp. 1055–1061, Jul. 2001.
- [13] C. R. Sullivan, T. Abdallah, H. Tacca, K. Venkatchalam, “Accurate prediction of ferrite core loss with nonsinusoidal waveforms using only Steinmetz parameters”, in *2002 IEEE Workshop on Computers in Power Electronics, 2002. Proceedings.*, pp. 36–41, IEEE, Jun. 2002.
- [14] W. Shen, *Design of high-density transformers for high-frequency high-power converters*, Tese de Doutorado, Virginia Tech, Jul. 2006.
- [15] A. Van den Bossche, V. C. Valchev, G. B. Georgiev, “Measurement and loss model of ferrites with non-sinusoidal waveforms”, in *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No. 04CH37551)*, vol. 6, pp. 4814–4818, IEEE, Jun. 2004.
- [16] A. Brockmeyer, “Experimental evaluation of the influence of DC-premagnetization on the properties of power electronic ferrites”, in *Proceedings of Applied Power Electronics Conference. APEC’96*, vol. 1, pp. 454–460, IEEE, Mar. 1996.
- [17] C. Baguley, B. Carsten, U. Madawala, “The effect of DC bias conditions on ferrite core losses”, *IEEE transactions on Magnetics*, vol. 44, no. 2, pp. 246–252, Jan. 2008.
- [18] H. Kosai, Z. Turgut, J. Scofield, “Experimental investigation of DC-bias related core losses in a boost inductor”, *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 49, no. 7, pp. 4168–4171, Jul. 2013.
- [19] J. Muhlethaler, J. Biela, J. W. Kolar, A. Ecklebe, “Core losses under the DC bias condition based on Steinmetz parameters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 2, pp. 953–963, Jun. 2011.
- [20] I. Villar, A. Rufer, U. Viscarret, F. Zurkinden, I. Etxeberria-Otadui, “Analysis of empirical core loss evaluation methods for non-sinusoidally fed medium frequency power transformers”, in *2008 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 208–213, IEEE, Jul. 2008.
- [21] S. Yue, Y. Li, Q. Yang, X. Yu, C. Zhang, “Comparative Analysis of Core Loss Calculation Methods for Magnetic Materials Under Nonsinusoidal Excitations”, *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 54, no. 11, pp. 1–5, Jul. 2018.
- [22] Magnetics, “Powder Cores Catalog”, , Jun. 2020.
- [23] Y. Ishikura, J. Imaoka, M. Noah, M. Yamamoto, “Improved core loss calculation method considering the non-uniform distribution of magnetic flux density in powder cores”, *IET Power Electronics*, vol. 12, no. 6, pp. 1393–1399, Mai. 2019.
- [24] T. Shimizu, K. Ishii, “An iron loss calculating method for AC filter inductors used on PWM inverters”, in *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1–7, IEEE, Jun. 2006.
- [25] A. J. Marin-Hurtado, S. Rave-Restrepo, A. Escobar-Mejía, “Calculation of core losses in magnetic materials under nonsinusoidal excitation”, in *2016 13th International Conference on Power Electronics (CIEP)*, pp. 87–91, IEEE, Ago. 2016.

DADOS BIOGRÁFICOS

Pedro Cerutti Bolsi, natural de Frederico Westphalen-RS. Possui graduação em Engenharia Elétrica (2018) e mestrado (2020). Atualmente, é aluno de doutorado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria (UFSM). Possui experiência na área de eletrônica de potência, atuando principalmente na área de projeto físico e otimização de dispositivos magnéticos, modelagem de perdas no cobre e núcleo, projeto de filtros e uso de ferramentas FEA.

Edemar de Oliveira Prado, natural de Frederico Westphalen-RS. Possui graduação em Engenharia Elétrica (2018) e mestrado (2020). Atualmente, é aluno de doutorado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria (UFSM). Possui experiência na área de eletrônica de potência, atuando principalmente na área de otimização de transistores aplicados a conversores estáticos, sistemas de transferência de calor e análise física de semicondutores.

Hamilton Confortin Sartori, natural de Marau-RS. Possui graduação em Engenharia Elétrica (2007) na Universidade Federal de Santa Maria, mestrado (2009), doutorado (2013) e pós-doutorado (2016) em Engenharia Elétrica. Atualmente é professor Adjunto de Departamento de Processamento de Energia Elétrica da Universidade Federal de Santa Maria. Possui experiência na área de eletrônica de potência, atuando principalmente nas áreas de projetos otimizados de conversores estáticos, conversores de alto ganho, projetos de componentes magnéticos, semicondutores de potência, sensoramento e compatibilidade eletromagnética (EMI).

José Renes Pinheiro, recebeu o grau de Eng Eletricista pela UFSM, e os graus de Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica pela UFSC, em 1981, 1984, e 1994, respectivamente. É Prof. Titular (Voluntário) do DPEE da UFSM, onde atua desde 1985. Desde 2018, também atua como Prof. Titular Visitante no PPGEE da UFBA. Em 1987, foi um dos fundadores e líder do Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC). Entre 2006 e 2015 foi coord. do PPGEE da UFSM. Entre 2001 e 2002, realizou pós-doutorado no Center for Power Electronics Systems (CPES), Virginia Tech, EUA. Suas principais linhas de pesquisas e interesse incluem Projetos Otimizados de conversores estáticos, Sistemas Híbridos de conversão estática de energia, Conversão de Energia em Alta Frequência, Modelagem e Controle de Conversores Estáticos e Sistemas Distribuídos de Energia. É membro da SOBRAEP, da SBA, e das Sociedades PELS, IAS, IES e PES da IEEE.