

# COMPARATIVO ENTRE TECNOLOGIAS DE MATERIAIS MAGNÉTICOS APLICADO AO CONVERTOR BOOST CASCADED

Mateus José Tiburski, Hamilton Confortin Sartori, José Renes Pinheiro  
Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC)  
Universidade Federal de Santa Maria (UFSM)  
Santa Maria, Brasil  
mateustiburski94@gmail.com, hamiltomsar@gmail.com, jrenes@gepoc.ufsm.br

**Resumo**—Este trabalho apresenta uma ferramenta de análise e projeto de indutores com menores volumes e perdas aplicado a um conversor *Boost Cascaded*, que realiza a interface entre uma célula combustível e um barramento CC. Devido à alta corrente de entrada, gerada pela célula combustível, alta potência e baixa tensão (3kW - 50V), o indutor de entrada tende a ser volumoso e com significativas perdas. Em vista disso, é desenvolvida uma metodologia de projeto que analisa quatro diferentes parâmetros, como: frequência de chaveamento, ondulação de corrente, densidade de corrente e tensão intermediária do conversor. Os resultados apontam as regiões de operação em que cada tecnologia de material magnético apresenta menores perdas e volume. Através destes resultados é escolhido um único ponto de operação e, assim, realiza-se análises comparativas, demonstrando o melhor material para a aplicação específica.

**Palavras-chave**—Conversor *Boost Cascaded*, Perdas, Volume.

## I. INTRODUÇÃO

As células combustíveis são dispositivos eletroquímicos que convertem diretamente a energia química em eletricidade. A produção de energia elétrica pela célula combustível se dá pela reação química do hidrogênio e oxigênio. Existem diferentes tipos de células combustíveis caracterizadas por seus eletrólitos. A célula combustível vem ganhando espaço como uma das formas limpas de geração de energia, pois atrai interesse tanto no nível industrial quanto acadêmico. Indústrias de diversos setores (eletrônica, veículos, geração de energia, etc) investem nesta tecnologia com características de alta densidade de potência e baixas emissões de gases tóxicos [1], [2], [3].

Por outro lado, as células combustíveis necessitam de um sistema que gerencie sua energia e realize a interface entre a fonte e o barramento CC elevando a tensão a níveis adequados de aplicabilidade, limitando a ondulação da corrente de entrada, ter rápida resposta dinâmica a alterações na carga ou na tensão de entrada e elevada eficiência [4], [5]. Para essa aplicação, geralmente é utilizado um conversor elevador de tensão CC-CC (de 50 a 70V<sub>CC</sub> da célula a combustível para 350 a 450V<sub>CC</sub> do barramento CC). Muitas topologias são empregadas para este fim, como *Boost Interleaved* [6], *Push-Pull* [7], entre outros.

Neste trabalho será analisada a topologia do conversor *Boost* em cascata (*Boost Cascaded*) como apresenta a Fig. 1. Este conversor pode ser aplicado quando opta-se por

elevado níveis de tensão. Sua topologia básica é composta por dois conversores *Boost* convencionais ligados em paralelo e, no caso analisado, será utilizada para a interface entre a célula combustível (50V<sub>CC</sub>) e um barramento CC (400V<sub>CC</sub>), necessário para conversão CC-CA.

Este conversor possui nos seus dois estágios, Fig. 1, dois indutores, o primeiro  $L_p$  é diretamente ligado a fonte de alimentação (1º estágio) e o segundo  $L_s$  ligado a tensão intermediária (2º estágio). O indutor do 1º estágio é responsável por processar toda a corrente fornecida pela célula combustível ( $\approx 60A$ ), o que torna este indutor volumoso e com perdas elevadas, reduzindo a eficiência e densidade volumétrica de potência do conversor.

Esta redução no rendimento associado ao volume do indutor são destacados em demais trabalhos que tratam de maneira específica a aplicação com o conversor *Boost*. Em [9], uma análise do impacto dos componentes sobre a eficiência, volume e perdas para diferentes métodos de seleção do melhor ponto de operação do conversor *Boost* aplicado a sistemas fotovoltaicos é exposta. Neste trabalho, o indutor de entrada apresenta percentuais de perdas com variações de 61% a 22% dependendo do critério de escolha do projeto (eficiência, volume e eficiência + volume) para variações de carga entre 10% e 100%, respectivamente. Já o volume do indutor, apresentou variações entre 49,35% e 17,49% dependendo do critério de projeto. Em [10], é apresentado um comparativo das perdas de cada componente do conversor *Boost* para uma potência nominal de 600 W, onde o indutor apresentou percentuais de perdas na faixa de 48% a 18% para variações de carga de 10% a 100%, respectivamente.

Como observa-se nos trabalhos mencionados anteriormente o indutor apresenta percentuais elevados de contribuição nas

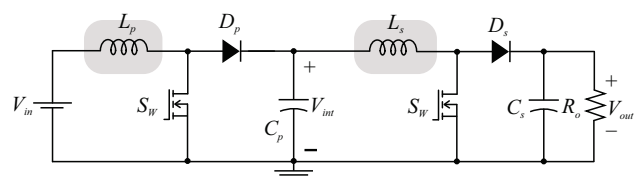


Figura 1. Topologia do conversor *Boost Cascaded*.

perdas e no volume do conversor, ainda mais para a aplicação em questão onde o estresse e o esforço neste elemento são elevados. Assim, este trabalho apresenta uma metodologia de projeto voltada à análise dos indutores utilizados no conversor Boost *Cascaded* para duas tecnologias de materiais magnéticos do tipo *Powder* (fabricante MAGNETICS™) o *High Flux* (HF) e *Molypermalloy* (MPP) [11]. Com isso, busca-se aliar os pontos de operação do conversor a métodos matemáticos como forma de reduzir as perdas e o volume dos indutores.

## II. METODOLOGIA DE OTIMIZAÇÃO PROPOSTA

A presente metodologia de projeto baseia-se em um algoritmo de otimização que analisa os pontos de operação do conversor em uma ampla faixa de variação, como: frequência de chaveamento ( $f_s$ ), ondulação de corrente no indutor ( $\Delta I_L$ ), densidade de corrente no condutor ( $J$ ) e tensão intermediária ( $V_{int}$ ) de operação do conversor. Esta tensão intermediária varia de um ponto mínimo  $100V_{CC}$  a um ponto máximo de até  $200V_{CC}$  (limite da chave do primeiro estágio,  $V_{DS} = 250V_{CC}$ , sendo  $V_{DS}$  a tensão máxima suportada pelo MOSFET).

Estes quatro parâmetros estão diretamente ligados ao indutor, então para facilitar a escolha e análise do melhor ponto de operação que garante menores perdas e volume é proposto o seguinte algoritmo, conforme Fig. 2. A partir desta figura será elaborado um passo-a-passo do fluxograma proposto que descreve a rotina de cálculo do algoritmo e escolha do melhor ponto de operação.

**1º Passo:** Neste passo são definidos as especificações de entrada do conversor *Boost Cascaded*: define-se a potência fornecida pela célula combustível ( $P_{in}$ ). Além disso, são definidas as faixas de operação dos pontos supracitados ( $f_s @ \Delta I_L @ J @ V_{int}$ ), temperatura ambiente ( $T_{amb}$ ) e a tensão de saída do conversor para o barramento CC ( $V_{out}$ ).

**2º Passo:** Como a tensão intermediária varia, calcula-se a razão cíclica para os dois estágios modifica-se para cada ponto de operação ( $f_s @ \Delta I_L @ J @ V_{int}$ ) e a corrente que passa no indutor.

**3º Passo:** calcula-se para cada ponto de operação a indutância ( $L_p$  e  $L_s$ ) do conversor *Boost Cascaded* [12], dada por

$$L_p = \frac{V_{in} D_p}{\Delta_i f_s} \quad e \quad L_s = \frac{V_{int} D_s}{\Delta_i f_s} \quad (1)$$

após, calcula-se a energia armazenada por esta indutância [11], obtida por

$$E_p = I_{Lp(max)}^2 L_p \quad e \quad E_s = I_{Ls(max)}^2 L_s \quad (2)$$

onde,  $I_{Lp(max)}$  e  $I_{Ls(max)}$  são, respectivamente, a corrente máxima no indutor do 1º Estágio e 2º Estágio, dada por  $I_{Lp(max)} = I_{Lp(med)} + \Delta I_L/2$  e  $I_{Ls(max)} = I_{Ls(med)} + \Delta I_L/2$ .

**4º Passo:** A energia armazenada pelo indutor calculada em (2) é utilizada para a seleção do núcleo magnético. Núcleos que contenham uma energia ligeiramente maior que  $E_p$  e  $E_s$  são selecionados. Com a obtenção das características magnéticas dos núcleos é calculado o número de espiras iniciais do indutor, dado por

$$N_i = \sqrt{\frac{L l_e 10^3}{0,4\pi\mu_i A_e}}, \quad (3)$$

onde  $L$  é a indutância ( $L_p$  ou  $L_s$ ),  $l_e$  é a o comprimento médio do caminho magnético,  $\mu_i$  é a permeabilidade inicial do núcleo e  $A_e$  a área efetiva ou a seção transversal do núcleo [13]. Uma vez estimado o número de espiras inicial, é determinado a força magnetizante ( $H$ ), dada por

$$H = \frac{4\pi 10^3 N_i}{l_e}. \quad (4)$$

A saturação suave é caracterizada por uma variação contínua da permeabilidade com a corrente de polarização CC. Estas curvas de variação da permeabilidade efetiva ( $\mu_{ef}$ ) do núcleo em função da força magnetizante CC são apresentadas no catálogo do fabricante e modeladas por (5) para cada tipo de material. Sendo  $a_n$  ( $n = 1, \dots, 4$ ) coeficientes fornecidos pelo fabricante [13].

$$\mu_{ef} = \sqrt{\frac{\mu_i^2 - a_1\mu_i^3 H + a_2\mu_i^4 H^2}{1 + a_3\mu_i H + a_4\mu_i^2 H^2}} \quad (5)$$

Assim, um novo valor corrigido do número de espiras  $N_{ef}$  pode ser obtido por

$$N_{ef} = N_i \frac{\mu_i}{\mu_{ef}}. \quad (6)$$

sendo,  $\mu_i$  a permeabilidade inicial do núcleo magnético.

Com o número final de espiras obtido para cada ponto de ( $f_s @ \Delta I_L @ J @ V_{int}$ ), é realizado o cálculo da área de seção do condutor, considerando o efeito pelicular, dada por

$$\delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} \quad (7)$$

$\delta$  é a profundidade de penetração do condutor de cobre para o efeito pelicular [13]. Com (7), seleciona-se o condutor para cada ponto de frequência. Já a seção transversal necessária para suportar a corrente no enrolamento é dada por

$$A_{nec} = \frac{I_{L(rms)}}{J} \quad (8)$$

Definido (7) e (8), calcula-se o número de condutores em paralelo, obtida por

$$N_p = \frac{A_{nec}}{A_{condutor}} \quad (9)$$

onde  $A_{condutor}$  é a área do fio selecionado. Por fim, é realizado a verificação de execução do projeto indutor, isto é, se a área do enrolamento das espiras é menor que a área da janela do núcleo magnético multiplicada por um fator  $K_u$ . Caso contrário, o projeto é refeito utilizando um núcleo ligeiramente maior. Esta verificação de execução é dada por

$$Exec = \frac{N_{ef} N_p A_{condutor}}{A_{jan} K_u} < 1 \quad (10)$$

onde,  $A_{jan}$  é a área da janela do núcleo e  $K_u$  é o fator de utilização da janela (tipicamente 40% (0,4) da área da janela). Sempre que  $Exec$  menor que 1 o projeto é realizável.

**5º Passo:** Neste passo são obtidas as resistências do enrolamento dos indutores (resistência CC e CA). A resistência CC

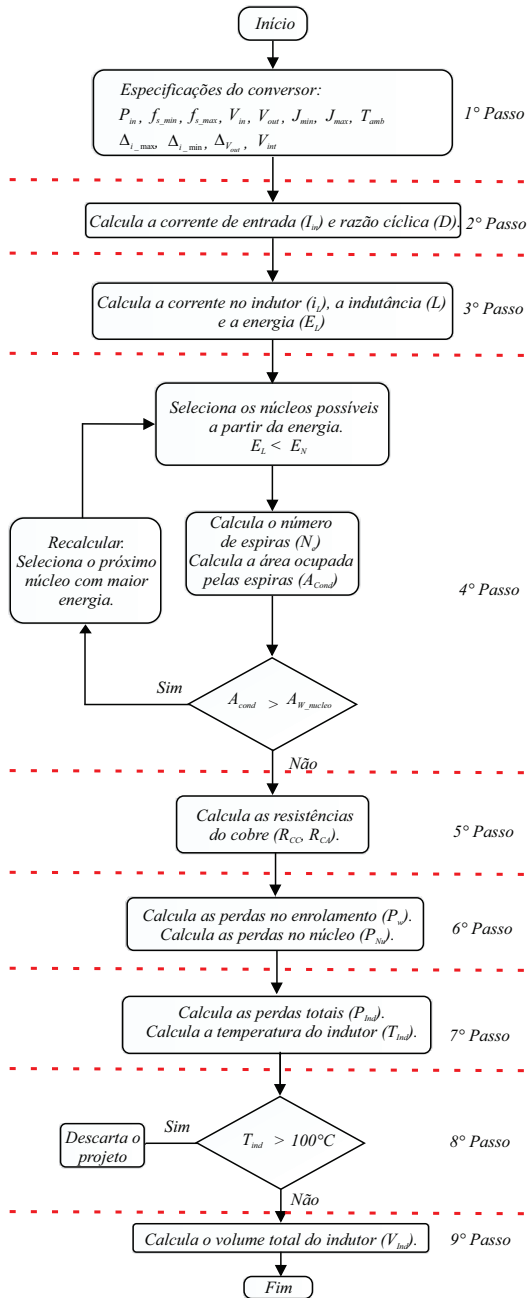


Figura 2. Fluxograma de projeto para núcleos do tipo *Powder*.

do condutor é obtida por (11), o qual depende da resistividade elétrica do fio ( $\rho$ ), da área da seção transversal ( $A_w$ ) e do comprimento do enrolamento ( $l_w$ ) [13].

$$R_{CC} = \frac{\rho l_w}{A_w} \quad (11)$$

Por outro lado, a resistência CA é obtida para núcleos toroidais por

$$R_{CA}(f_h) = \left(\frac{4}{\pi}\right)^{\frac{1}{4}} N_{ef} l_{esp} \sqrt{\frac{\rho \mu_{Cu} \pi f_h}{d_w t_w}} \left(1 + \frac{2(N_{cam}^2 - 1)}{3}\right) \quad (12)$$

sendo  $l_{esp}$  o comprimento médio da espira,  $\mu_{Cu}$  a permeabilidade relativa do cobre,  $f_h$  a frequência do harmônico,  $d_w$  diâmetro do condutor,  $t_w$  a distância entre dois condutores adjacentes e  $N_{cam}$  o número de camadas de enrolamento [13].

**6º Passo:** Calcula-se as perdas no enrolamento dos indutores ( $L_p$  ou  $L_s$ ) referentes as resistências CC, dado por

$$P_w = R_{CC} I_{L(rms)}^2 + \sum_{f_h=0}^{\infty} (R_{AC}(f_h) i_L^2(f_h)). \quad (13)$$

onde,  $I_{L(rms)}$  é a corrente eficaz em cada indutor e  $i_L(f_h)$  a magnitude de corrente para cada harmônico [13].

Já as perdas relacionadas ao núcleo  $P_{nu}$  dependem diretamente do volume  $V_{nu}$ , do tempo de condução da chave  $t_{on}$ , do tempo em que o diodo é polarizado diretamente  $t_{off}$ , do período  $T$ , da densidade de fluxo magnético  $B_{nu}$  e das características magnéticas do núcleo selecionado obtidas do catálogo do fabricante ( $a, b, c$ ) [11], [13].

$$P_{nu} = V_{nu} \cdot a \left( \frac{B_{nu}^b}{(2t_{on})^c} \frac{t_{on}}{T} + \frac{B_{nu}^b}{(2t_{off})^c} \frac{t_{off}}{T} \right) \quad (14)$$

**7º Passo:** São calculadas as perdas totais no indutor, dado pelo somatório das perdas no enrolamento e núcleo. Calcula-se a temperatura dissipada por este elemento a partir da equação apresentada em (15) [11], [13].

$$T_{ind} = T_{amb} + \left( \frac{P_{nu} + P_w}{A_s} \right)^{0,833} \quad (15)$$

Onde  $A_s$  é área da superfície do indutor.

**8º Passo:** Em virtude da temperatura de operação ser um fator crucial e afeta diretamente as perdas dos demais elementos que compõe o conversor *Boost Cascaded* (interruptor, diodo e capacitor), a temperatura máxima aceita para projeto do indutor é de 100°C, conforme [13], [15]. Assim, projetos com valores acima desta temperatura são descartados.

**9º Passo:** Na última etapa calcula-se o volume total do indutor  $V_{ind} = V_{nu} + V_e$ , sendo  $V_e$  o volume do enrolamento.

### III. RESULTADOS E ANÁLISES

Para a demonstração dos resultados discutidos a seguir são apresentados na Tab. I os parâmetros de entrada do conversor para análise dos diferentes tipos de núcleos mencionados na Seção II.

A Fig. 3 e Fig. 4 apresentam as perdas totais nos indutores dos dois estágios do conversor *Boost Cascaded* para os materiais *High Flux* e *Molypermalloy*, respectivamente.

Tabela I  
PARÂMETROS DE PROJETO DO CONVERSOR BOOST CASCADED

Parâmetros	Valor	Unidade
Frequência de chaveamento ( $f_s$ )	1 - 100	kHz
Ondulação de corrente no indutor ( $\Delta I_L$ )	1 - 60	%
Densidade de corrente no fio ( $J$ )	200 - 500	A/cm <sup>2</sup>
Tensão intermediária ( $V_{int}$ )	60 - 200	V <sub>CC</sub>
Potência de entrada ( $P_{in}$ )	3000	W
Tensão de entrada ( $V_{in}$ )	50	V
Tensão de saída ( $V_{out}$ )	400	V
Temperatura ambiente ( $T_a$ )	25	°C
Fator de utilização da janela ( $K_u$ )	0,4	pu

Conforme Fig. 3 as perdas associadas ao núcleo *High Flux* apresentam melhores resultados em regiões com baixas e médias ondulações de corrente (até 40%) para ambos os estágios do conversor. Devido a alta densidade de fluxo magnético suportada por este material, para valores acima de 40%, ocorre um aumento nas perdas no núcleo (14) [11]. Além disso, conforme Fig. 3, e em todos os demais resultados, há presença de partes brancas em baixa ondulação de corrente e baixas frequências. Isto deve-se ao fato da energia calculada em (2) ser maior que a energia de escolha do núcleo magnético não ocorrendo a seleção, havendo assim a necessidade de empilhamento de núcleos. Contudo, estes projetos são inviáveis devido ao grande número de empilhamentos, tornando o indutor volumoso e com elevadas perdas.

Por suportarem menor densidade de fluxo magnético que o material *High Flux* a tecnologia *Molypermalloy*, Fig. 4, apresentam perdas mais significativas em baixas frequências, pois há predominância das perdas CC do enrolamento (menor densidade de fluxo magnético resulta em maior volume do núcleo para a mesma aplicação, aumentando o comprimento médio de cada espira ( $l_w$  e  $l_{esp}$ ), conforme (11) e (12)). Com estes resultados (Fig. 3 e Fig. 4), é possível identificar as regiões de operação em que os indutores de cada estágio apresentam menores perdas para cada tecnologia de material magnético. Para regiões com frequência entre 15kHz e 100 kHz e ondulações de corrente (entre 5 e 40%) o núcleo *High Flux* apresenta menores perdas para ambos os estágios. Enquanto que para frequências de até 100 kHz e ondulações de correntes acima de 40%, indutores com núcleo *Molypermalloy* é o mais indicado.

Já, a Fig. 5 e Fig. 6 demonstram o comportamento do volume núcleo em função da ondulação de corrente e da frequência de chaveamento do conversor. Através dos resultados, observa-se que o volume do núcleo apresenta um aumento considerável em baixas frequências e ondulações de corrente, devido a necessidade de empilhamento de núcleos. Por outro lado, com o aumento de  $f_s$  e  $\Delta I_L$  a uma redução

no volume do núcleo por ação da menor indutância (1) e conseqüentemente, menor energia para seleção do núcleo magnético (2).

Conforme visto nas Fig. 5 e Fig. 6 o volume reduzido em alta frequência trás um outro ponto importante de projeto, o aumento na temperatura do indutor devido a menor área de dissipação das perdas. A Fig. 7 apresenta o comportamento da temperatura no indutor para o material magnético *High Flux* no primeiro estágio do conversor, observa-se que em alta frequência, devida ao menor volume e maiores perdas no núcleo magnético a temperatura é maior. Já a não uniformidade da temperatura esta relacionada a mudança na escolha do núcleo do indutor e das perdas envolvidas em cada ( $f_s @ \Delta I_L @ J @ V_{int}$ ). Além disso, conforme mencionado durante a apresentação da metodologia, os projetos com temperatura superior a 100°C são descartados, entretanto, para melhor exemplificar o comportamento térmico, estes núcleos não foram retirados.

Um outro ponto que vale destacar é a variação da densidade de corrente do fio ( $J$ ), fazendo com que a resistência e, conseqüentemente, as perdas CC do condutor diminuam. Isto ocorre devido a área do enrolamento ser inversamente proporcional a densidade de corrente, então para  $J$  menores a seção transversal do fio se torna maior (8), aumentando o número de fios em paralelo (9) e assim, diminuindo a resistência CC (11). No entanto, a redução ilimitada da densidade de corrente influencia no tamanho do núcleo magnético, tornando o indutor volumoso, pois enquanto a verificação de execução não for menor que 1 (10) o algoritmo continua a buscar maiores núcleos. Desta forma, de acordo com as restrições de volume e perdas deste projeto o limite mínimo de  $J_{min} = 200 A/cm^2$ .

Como a célula combustível apresenta degradação e perdas de energia por histerese com elevadas ondulações de corrente, é necessário que o indutor do primeiro estágio opere, também, com baixa ondulação de corrente [8]. Entretanto, ondulações abaixo de 5% resultam em volumosos indutores com elevadas perdas. Assim, para a análise e projeto apresentados, optou-se

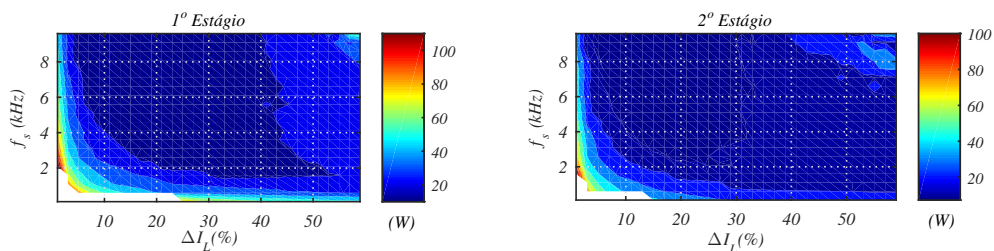


Figura 3. Perdas no indutor para o núcleo *High Flux*.

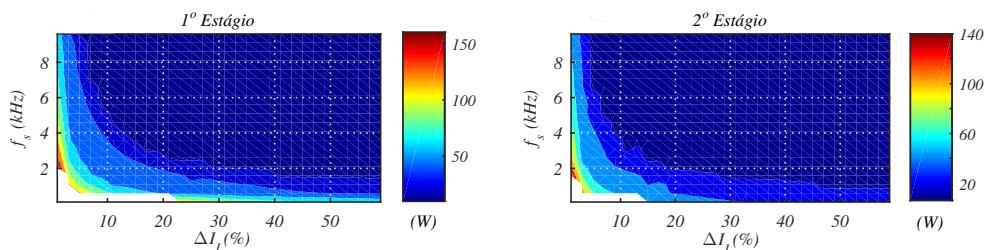


Figura 4. Perdas no indutor para o núcleo *Molypermalloy*.

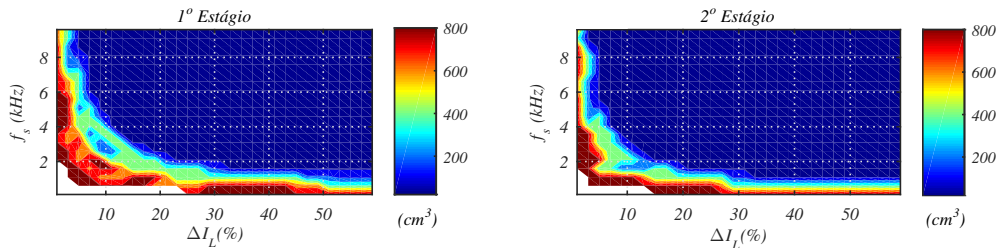


Figura 5. Comportamento do volume para o núcleo *High Flux*.

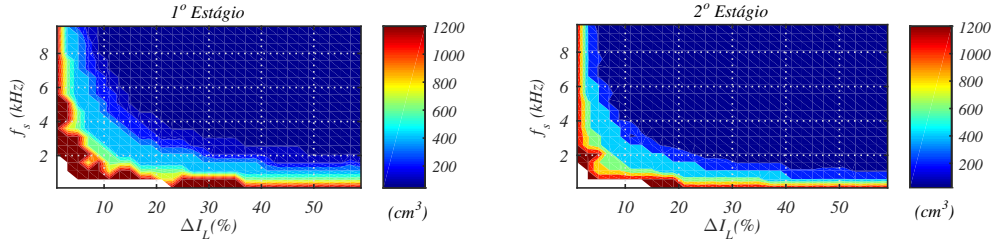


Figura 6. Comportamento do volume para o núcleo *Molypermalloy*.

por uma ondulação de corrente de pico-a-pico de 10%, valor este que possibilita baixa degradação da célula e reduzidas perdas no indutor (outros valores podem ser escolhidos a critério do projetista). Os resultados com  $\Delta I_L > 10\%$  possibilitam a análise para diferentes aplicações onde não existem a restrição deste parâmetro.

Por outro lado, analisando a frequência chaveamento

para ondulação de corrente escolhida, identifica-se que a frequência 80kHz atende os critérios de seleção para os dois materiais magnéticos analisados (Fig. 3 a Fig. 6). Além disso, a densidade de corrente escolhida para apresentação dos resultados é de  $200 \text{ A/cm}^2$ . Já para a tensão intermediária os melhores resultados, considerando as perdas totais do conversor foram em  $140 \text{ V}_{CC}$ , conforme Fig 8.

Tabela II  
COMPARAÇÃO DE PERDAS E VOLUME PARA OS MATERIAIS HIGH FLUX E MOLYPERMALLOY

<i>Parâmetros</i>	<i>Valor</i>		<i>Unidade</i>		
<i>Frequência de chaveamento</i>	80k		Hz		
<i>Ondulação de corrente no indutor</i>	10		%		
<i>Densidade de corrente no fio</i>	200		$\text{A/cm}^2$		
<i>Tensão intermediária</i>	140		$\text{V}_{CC}$		
<i>Material Magnético</i>	<i>High Flux</i>		<i>Molypermalloy</i>		
<i>Estágio</i>	<i>1º</i>	<i>2º</i>	<i>1º</i>	<i>2º</i>	
<i>Perdas no enrolamento (CA)</i>	0,1309	0,0707	0,1346	0,1165	W
<i>Perdas no enrolamento (CC)</i>	9,2941	6,8454	12,718	11,2860	W
<i>Perdas no Núcleo</i>	1,6980	1,1652	0,4585	0,2524	W
<i>Perdas totais</i>	11,1230	8,0813	13,3122	11,655	W
<i>Informações do núcleo</i>					
<i>Part Number</i>	58099	2-58867*	3-55102*	2-55102*	-
<i>Área da janela</i>	24,699	18,1999	24,6999	24,6999	$\text{cm}^2$
<i>Energia</i>	580m	560m	1470m	980m	$\text{HA}^2$
<i>Permeabilidade inicial</i>	60	60	26	26	%
<i>Volume</i>	86,9	69	260,7	173,8	$\text{cm}^3$
<i>Força magnetizante</i>	74,82	68,7781	67,08	65,79629	$\text{AT/cm}$
<i>Permeabilidade efetiva</i>	47,4756	49,2289	24,445	24,52582	%
<i>Temperatura</i>	67,4222	60,8857	66,4002	60,16831	$^{\circ}\text{C}$
<i>Informações do enrolamento</i>					
<i>AWG</i>	23	23	23	23	-
<i>Número de fios em paralelo</i>	116	29	116	29	-
<i>Número de espiras inicial</i>	29	86	26	102	-
<i>Número de espiras final</i>	32	91	28	109	-
<i>Área necessária</i>	0,3	0,075	0,3	0,075	$\text{cm}^2$
<i>Área do fio</i>	0,0026	0,0026	0,0026	0,0026	$\text{cm}^2$
<i>E<math>\pi</math>ec</i>	0,3908	0,377	0,3418	0,3327	-

\*Núcleos empilhados.

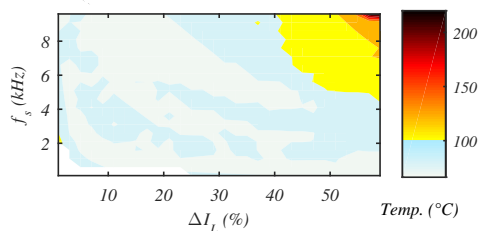


Figura 7. Temperatura do indutor para o primeiro estágio do conversor *Boost Cascaded*.

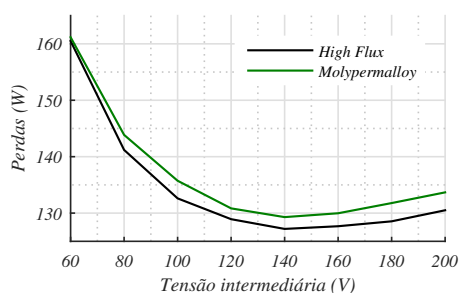


Figura 8. Comportamento das perdas totais do conversor nos dois núcleos magnéticos em relação a tensão intermediária.

Na Tab. II é apresentado um comparativo de projetos de indutores para os pontos de operação mencionados anteriormente, que garantem menor volume e perdas para as duas tecnologias de núcleos. O material magnético *High Flux* apresentou melhores soluções (menores perdas e volumes) nos dois estágios do conversor *Boost Cascaded*. Este material, apresentou resultados satisfatórios pois suporta maior densidade de fluxo que o MPP em baixa ondulação de corrente. Isto reflete em menores perdas no enrolamento, pois garante um menor número de espiras e menor comprimento médio do condutor.

#### IV. CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou uma ferramenta de análise e projeto de indutores para duas tecnologias de materiais magnéticos (*High Flux* e *Molypermalloy*) aplicado a um conversor *Boost Cascaded* para a elevação da tensão de uma célula combustível. Devido a alta potência da aplicação, a corrente do indutor no primeiro estágio é elevada e pode tornar-se um problema na busca da melhor eficiência e densidade volumétrica de potência. Em vista disso, foi desenvolvido um método de análise dos principais pontos de operação para o projeto do indutor nos dois estágios do conversor. Com isso, as regiões de operação onde garantem menores perdas e volumes foram demonstrados, apontando uma melhora significativa em frequências superiores a 15 kHz até 100 kHz e ondulações de corrente até 40% para o material *High Flux*. Já para a tecnologia *Molypermalloy*, os melhores pontos de operação ocorrem em frequências elevadas (até 100 kHz) e ondulações de corrente acima de 40%. Ao fim, é apresentado um comparativo de projetos ótimos para um único ponto de operação que contenha baixas perdas e baixo volume, e que garanta baixa ondulação de corrente na célula combustível. Com esta análise foi possível identificar que a melhor tecnologia de material magnético para a aplicação é o

*High Flux*, pois apresentou melhores resultados em termos de perdas, volume e temperatura. Além disso, vale ressaltar que a escolha do melhor ponto de operação depende estritamente da aplicação. Assim, com o método apresentado é possível determinar os pontos de operação do conversor nos quais o indutor apresenta melhor desempenho.

#### AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem ao INCT-GD e aos órgãos financiadores CNPq processo 465640/2014-1, CAPES processo no. 23038.000776/2017-54 e FAPERGS 17/2551-0000517-1) pelo apoio financeiro.

#### REFERÊNCIAS

- [1] A. Shahin, M. Hinaje, J. P. Martin, S. Pierfederici, S. Rael and B. Davat, "High Voltage Ratio DC-DC Converter for Fuel-Cell Applications," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 12, pp. 3944-3955, Dec. 2010. doi: 10.1109/TIE.2010.2045996
- [2] M. Yamaguchi, T. Saito, M. Izumitani, S. Sugita and Y. Tsutsumi, "Analysis of control characteristics using fuel cell plant simulator," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 37, no. 5, pp. 378-386, Oct 1990. doi: 10.1109/41.103433
- [3] K. Jin, X. Ruan, M. Yang and M. Xu, "A novel hybrid fuel cell power system," 2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference, Jeju, 2006, pp. 1-7. doi: 10.1109/pesc.2006.1712072
- [4] G. Wu, X. Ruan and Z. Ye, "Nonisolated High Step-Up DC-DC Converters Adopting Switched-Capacitor Cell," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 1, pp. 383-393, Jan. 2015. doi: 10.1109/TIE.2014.2327000
- [5] P. Xuewei and A. K. Rathore, "Novel Bidirectional Snubberless Naturally Commutated Soft-Switching Current-Fed Full-Bridge Isolated DC/DC Converter for Fuel Cell Vehicles," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 5, pp. 2307-2315, May 2014. doi: 10.1109/TIE.2013.2271599
- [6] L. Zhang, D. Xu, G. Shen, M. Chen, A. Ioinovici and X. Wu, "A High Step-Up DC to DC Converter Under Alternating Phase Shift Control for Fuel Cell Power System," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 3, pp. 1694-1703, March 2015.
- [7] Q. Wu, Q. Wang, J. Xu, H. Li and L. Xiao, "A High-Efficiency Step-Up Current-Fed Push-Pull Quasi-Resonant Converter With Fewer Components for Fuel Cell Application," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 8, pp. 6639-6648, Aug. 2017. doi: 10.1109/TIE.2016.2638800
- [8] V. Samavatian and A. Radan, "A High Efficiency Input/Output Magnetically Coupled Interleaved Buck-Boost Converter With Low Internal Oscillation for Fuel-Cell Applications: CCM Steady-State Analysis," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 9, pp. 5560-5568, Sept. 2015. doi: 10.1109/TIE.2015.2408560
- [9] F. Beltrame, H. C. Sartori and J. R. Pinheiro, "Analysis of different designs for the boost converter applied to PV systems," 2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC), Fortaleza, 2015, pp. 1-6. doi: 10.1109/COBEP.2015.7420205
- [10] F. Beltrame, F. H. Dupont, H. C. Sartori, L. Roggia, E. C. Cancian and J. R. Pinheiro, "Different optimum designs investigation of DC/DC boost converter applied to the photovoltaic system," 2013 Brazilian Power Electronics Conference, Gramado, 2013, pp. 538-543. doi: 10.1109/COBEP.2013.6785167
- [11] Magnetics. Powder cores, 2015. Available in: <https://www.maginc.com>. Accessed on: February 2018.
- [12] Hart, D. W., 2012. "Power Electronics: analysis and design of electrical circuits". Daniel W. Hart. AMGH Publisher.
- [13] J. R. R. Zientarski, R. C. Beltrame, D. B. Candido, M. I. D. S. Martins and H. L. Hey, "Design methodology for universal line input boost power factor correction magnetics," in *IET Power Electronics*, vol. 4, no. 6, pp. 715-724, July 2011. doi: 10.1049/iet-pel.2010.0039
- [14] Erickson, R. W., 2000. *Fundamentals of Power Electronics*. Second Edition. Secaucus, NJ, USA: Kluwer Academic Publishers.
- [15] F. Beltrame, F. H. Dupont, H. C. Sartori and J. R. Pinheiro, "Design methodology to improve the converters' efficiency applied to photovoltaic systems," *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Dallas, TX, 2014, pp. 1397-1403. doi: 10.1109/IECON.2014.7048684