

Otimização de Conversores Boost Intercalado de Alto Ganho de Tensão e Alta Eficiência

Éder Bridi*, Mateus José Tiburski*, Wagner de Azevedo Ayres*, Hamiltom Confortin Sartori* e José Renes Pinheiro*

*Grupo de Eletrônica de Potência e Controle-GEPOC

Centro de Tecnologia - CT

Universidade Federal de Santa Maria - UFSM

Santa Maria - RS, Brasil

E-mails: ederbridi@gmail.com, mateustiburski94@gmail.com, wagner.ayres@gmail.com, hamiltomsar@gmail.com, jrenes@gepoc.ufsm.br

Resumo— Este trabalho utiliza uma metodologia de otimização para projeto de conversores CC/CC Boost convencional e intercalado. O método se baseia na escolha do ponto ótimo de operação ($\Delta_{iL} @ f_s @ J$), que serve como referência para a seleção dos materiais magnéticos, condutores, semicondutores, capacitores que compõem a topologia, além de definir as variações da arquitetura cujo arranjo propiciará o melhor rendimento global do sistema. Análise da variação da densidade de corrente no indutor (J) adicionada ao ponto de operação vem a ser um diferencial da metodologia. São apresentados os resultados de simulações e arranjos para conversores, juntamente com fluxograma completo do processo que serve como referência para demais projetos.

Palavras-chave – Otimização, Alto ganho de tensão, Conversor Boost, Intercalado

I. INTRODUÇÃO

Atualmente, emprega-se conversores de potência em diversas aplicações, dentre elas veículos elétricos, fontes ininterruptas de energia, iluminação pública, torres de telecomunicação, armazenamento de energia, sistemas de acionamento, células a combustível, painéis solares, dispositivos eletrônicos para conversão de energia [1]. Para ser conectado as cargas, o sistema de condicionamento de potência deve adequar as baixas tensões de saída fornecidas por fontes de energia renovável com as requeridas pelas cargas. Esse sistema é normalmente composto por um conversor CC/CC e um inversor CC/CA. Em sistemas onde se processam altas correntes, algumas topologias Boost têm apresentado alto rendimento além de possuírem um arranjo relativamente simples [2], [3]. Conversores Boost convencionais possuem limites relacionados ao ganho de tensão, capacidade de potência e eficiência. Quando se faz necessário um elevado ganho de tensão, o conversor pode operar em condições que resultam em um desgaste muito elevado nos componentes e grandes perdas de potência na conversão [4], [5], [6]. Para um conversor Boost ideal, quando a razão cíclica é um, o ganho tende ao infinito. Na prática, isso não acontece já que existem as resistências parasitas intrínsecas de cada componente que são demonstradas na Figura (1). Para correntes elevadas de saída estas resistências são responsáveis pelas perdas mais significativas do conversor

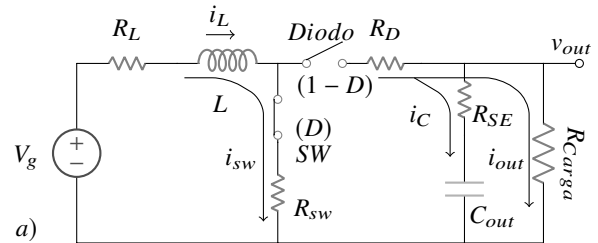


Figura 1: Conversor Boost cc-cc.

[7]. Em regime permanente, a tensão de saída de um conversor Boost real pode ser obtida através da modelagem do circuito mostrado na Figura (1) [8], [9].

A proposta deste trabalho é uma metodologia de projeto aplicado a um conversor Boost convencional e intercalado. Executa-se uma varredura de parâmetros do projeto e a partir disso seleciona-se um ponto ótimo de operação ($\Delta_{iL} @ f_s @ J$). Bancos de dados de componentes são utilizados de apoio aos cálculos. Primeiramente será mostrado como serão calculadas as perdas em cada componente e posteriormente será apresentado o fluxograma do algoritmo de de otimização bem como a explicação de cada passo do programa e os resultados obtidos.

II. DESCRIÇÃO DAS PERDAS DE POTÊNCIA

Perdas no Capacitor: Ocorrem devido a energia dissipada por efeito térmico oriunda da circulação de corrente (i_{cap}) na resistência série equivalente R_{SE} , que é dependente da temperatura de trabalho do capacitor e da frequência em que ele está operando [10]. Estas perdas são calculadas através da equação (1) [11].

$$P_{cap} = \frac{\omega}{2\pi} \int_0^{2\pi/\omega} i_{cap}^2(t) R_{ESR}(f_s, \theta) dt \quad (1)$$

Perdas no Indutor: São a somatória das perdas nos enrolamentos (P_{cobre}) e no núcleo (P_{nuc}). As do núcleo dependem da densidade de fluxo magnético (B_{pk}), volume do núcleo (V_{nuc}), frequência de chaveamento (f_s), das características construtivas e físico-químicas do material. Em núcleos de pó

de ferro toroidais este cálculo é feito através da equação (2) onde os coeficientes de Steinmetz (a, b, c) são fornecidos pela folha de dados do fabricante [12].

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

Segundo [13] As perdas nos enrolamentos são essencialmente oriundas de dois fatores como: Resistência CC R_{cc} atrelada a parâmetros como resistividade, seção As perdas nos enrolamentos são essencialmente oriundas de dois fatores como: Resistência CC (R_{cc}) e resistência CA (R_{ca}) depende de parâmetros como resistividade, seção transversal, comprimento e temperatura do material, calculada segundo equação (3).

$$R_{cc} = \frac{\rho_{cond} w_l}{A_w} \quad (3)$$

ρ_{cond} - Resistividade do material condutor (Ωm);
 w_l - Comprimento do material condutor (m);
 A_w - Área da seção transversal do condutor (m^2).

O efeito pelicular e o efeito de proximidade são os responsáveis pelo aumento da resistência efetiva de um material condutor. O efeito pelicular é causado pela repulsão entre as linhas de corrente que criam a tendência desta fluir pela superfície do condutor. Da mesma forma, o efeito de proximidade também ocorre em virtude dessa repulsão, porém entre dois condutores adjacentes. Esta resistência pode ser aproximada pela equação (4) [13].

$$R_{ca}(f) = \left(\frac{4}{\pi} \right)^{1/4} N l_{esp} \sqrt{\frac{\rho \mu \pi f}{d t_d}} \left(1 + \frac{2(N_l^2 - 1)}{3} \right) \quad (4)$$

l_{esp} - Comprimento médio das espiras (m); ρ - Resistividade do cobre ($\Omega mm^2/m$); μ - Permeabilidade relativa do cobre (H/m); f - Frequência do harmônico em questão (Hz); d - Diâmetro do condutor (mm); t_d - Distância entre os centros de dois condutores adjacentes (mm); N_l - Número de camadas do enrolamento.

De acordo com [13] a equação (4) pode ser aplicada apenas a núcleos com geometrias toroidais. Assim sendo, pode-se calcular as perdas no cobre pela equação (5)

$$P_{cobre} = R_{CC} i_{L(rms)}^2 + \sum_{f=0}^{\infty} (R_{CA}(f) i_L(f)^2) \quad (5)$$

$i_{L(rms)}$ - Corrente rms no indutor (A);
 $i_L(f)$ - Corrente do harmônico (A);

Perdas nos Semicondutores: São caracterizadas pelas perdas de condução e de comutação. As perdas por condução ocorrem devido a diferença de potencial (V_f) que surge no momento em que há circulação de corrente (I_f) através da resistência ($R_{ds_{on}}$) do semiconductor, que varia por características construtivas, térmicas e da amplitude da corrente. Há o acréscimo das perdas do gate onde: (V_g) é a tensão de gate e (I_g) é a corrente de gate. Os valores de referência são obtidos a partir das curvas disponibilizadas

em folhas de dados dos componentes [14]. As perdas por condução da chave ($P_{cond_{sw}}$) são representadas pela equação (6), Já as perdas por condução do diodo (P_{cond_D}) são representadas pela equação (7).

$$P_{cond_{sw}} = \frac{1}{T_s} \left(\int_0^{T_s} V_f I_f dt + \int_0^{T_s} V_g I_g dt \right) \quad (6)$$

$$P_{cond_D} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_f I_f dt \quad (7)$$

Já as perdas por comutação, no caso do *MOSFET*, são obtidas através da identificação de cada transição de comutação (*turn-on* e *turn-off*) do dispositivo semiconductor, como apresentado em [15].

$$P_{on} = \frac{1}{2} i_{dev} V_o t_r f_s + \frac{1}{2} C_{oss} V_o^2 f_s \quad (8)$$

$$P_{off} = \frac{1}{2} i_{dev} V_o t_f f_s \quad (9)$$

P_{on} - Potência dissipada no *turn on* (W); P_{off} - Potência dissipada no *turn off* (W); i_{dev} - Corrente instantânea de comutação (A); V_o - Tensão sobre o dispositivo (V); t_r - Tempo de subida (s); t_f - Tempo de descida (s); f_s - Frequência de chaveamento (Hz); C_{oss} - Capacitância de saída (F).

As perdas por comutação no diodo ocorrem no bloqueio. Nesse momento os portadores de carga devem se reordenar no dispositivo, para que o mesmo entre em estado de não condução [13]. Esta reordenação resulta em uma carga armazenada na junção (Q_{rr}) e há circulação de uma corrente de recuperação reversa.

III. METODOLOGIA DE OTIMIZAÇÃO

A metodologia proposta é desenvolvida a partir da varredura de parâmetros de projeto do conversor nos pontos de operação (Δ_{iL}, f_s, J). Δ_{iL} é a ondulação de corrente; f_s é a frequência de chaveamento; J é a densidade de corrente. O projeto baseia-se no equacionamento das topologias *Boost* e *Boost* intercalado de duas a cinco fases. Desta forma, faz-se a escolha dos núcleos magnéticos, seções transversais de condutores, semicondutores, dissipadores, capacitores, etc. Assim sendo, a escolha adequada do ponto de operação ($\Delta_{iL} @ f_s @ J$) juntamente com as tecnologias que compõem o arranjo de componentes e arquiteturas, proporcionam resultados que são considerados ótimos, sendo expressos pelo máximo rendimento (η_w).

A. Parâmetros de Entrada do Projeto

A etapa do método de otimização que trata destas variáveis pode ser observado no **Passo:01** da Figura (2). No caso de conversores CC-CC e especialmente arquiteturas que derivam da topologia *Boost*, é necessário determinar a potência de saída (P_{out}); tensão de saída (V_{out}); ondulação máxima na saída (ΔV_{out}); temperatura ambiente (T_{amb}); temperatura máxima de operação do núcleo magnético (T_{mag}); temperatura média na junção do semiconductor (T_j); número máximo de núcleos empilhados (N_{ne}); Vetor de frequências (f_s); Vetor de ondulações de corrente de entrada por unidade (ΔI_{pu}); vetor

de densidades de corrente (J); resistividade do material aplicado ao condutor enrolado ao núcleo magnético(ρ); número máximo de fases para intercalamento (N_{fase}).

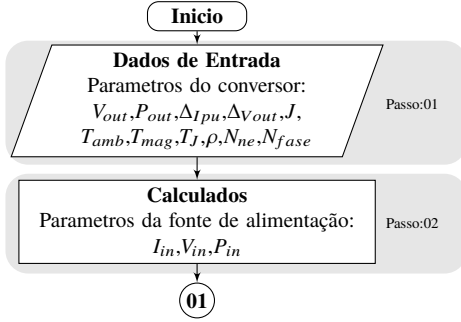


Figura 2: Fluxograma.

B. Seleção do Núcleo Magnético

O núcleo magnético é selecionado em função da energia máxima que este pode armazenar (E_{Arm}) expressa pela equação (10), onde (I_{L_max}) é o maior valor de corrente que o indutor será submetido e L é a indutância mínima necessária. Como mostrado no catálogo de núcleos magnéticos de pó de ferro do fabricante *MAGNETICS* esta energia armazenada é dada em (mHA^2). Neste catálogo são apresentadas curvas da capacidade de energia, para os diferentes núcleos *Kool Mμ*, *High-Flux* e *Molypermalloy* como também a permeabilidade magnética (μ) e seu número de série (*Part Number*)

$$E_{Arm} = LI_{L_max}^2 \quad (10)$$

Neste método não há garantia que o indutor irá operar sem que haja sobreaquecimento em todas as possíveis condições de operação [16]. Para garantir que o indutor não exceda o limite de temperatura e prejudique o seu funcionamento e o de outros componentes em sua proximidade, é adotada uma temperatura máxima de trabalho. O indutor que exceder a temperatura pré-especificada será excluído do conjunto de soluções como apresentado em [17]. Assim sendo, para cada ponto de operação ($\Delta_{iL}@f_s@J$), define-se uma indutância inicial. Como descrito em [18], esta é definida pela equação (11),

$$L = \frac{V_{in}D}{2\Delta_{iL}f_s} \quad (11)$$

O valor da corrente máxima no indutor é definido pelo pico da ondulação utilizada no projeto conforme a equação (12)

$$I_{L_max} = I_{Lrms} + \frac{\Delta_{iL}}{2} \quad (12)$$

E a razão cíclica do conversor ideal é dada pela equação (13).

$$D = 1 - \frac{V_{in}}{V_{out}} \quad (13)$$

C. Número de espiras do indutor

Tendo feito a seleção do núcleo ou do empilhamento de núcleos faz-se o cálculo do número inicial de espiras através da equação (14), onde ($N(k)$) é numero inicial de espiras, (l_e) é o comprimento do caminho magnético referente ao núcleo

selecionado, em cm , A_e é a área de seção transversal do núcleo em cm^2 e $\mu(k)$ é a permeabilidade relativa inicial referente ao núcleo selecionado. Segundo [17], caso sejam empregados núcleos empilhados deve-se multiplicar o valor de A_e pelo número de núcleos.

$$N(k) = \sqrt{\frac{LI_e 10^8}{0,4\pi\mu(k)A_e}} \quad (14)$$

Próximo passo é determinar a intensidade de campo magnético ($H(k)$) dado pela equação (15)

$$H(k) = \frac{N(k)I_{L_pico}}{l_e} \quad (15)$$

Pode-se então calcular a nova permeabilidade relativa do núcleo magnético ($\mu_{(k+1)}$), através da equação (17), sendo os parâmetros a, b, c, d, e fornecidos pelo fabricante.

$$\mu_{(k+1)} = \mu_{i(k)} \left(a + bH(k) + cH(k)^2 + dH(k)^3 + eH(k)^4 \right) \quad (16)$$

Por conseguinte, pela equação (17) calcula-se o número final de espiras do indutor.

$$N_{(k+1)} = \sqrt{\frac{LI_e 10^8}{0,4\pi\mu_{(k+1)}A_e}} \quad (17)$$

D. Cálculo da elevação da temperatura no indutor

Para prever a elevação da temperatura de forma precisa necessita-se modelos com elevada complexidade, pois, além das perdas no indutor, esta estimativa envolve a área externa de dissipação, direção e velocidade do fluxo ar, como também a resistividade térmica dos materiais utilizados [16]. Com o intuito facilitar o cálculo térmico a fabricante [12], apresenta a equação (18) que através um modelo simplificado permite estimar a elevação da temperatura do núcleo (Δ_T) conhecendo somente das perdas e da área externa do magnético (A_{ext}) [19]

$$\Delta_T = \left(\frac{P_{nuc} + P_{cobre}}{A_{ext}} \right)^{0,833} (C) \quad (18)$$

A Figura (3) apresenta o fluxograma referente ao projeto do indutor.

Passo:03 Cálculo das correntes máximas (I_{in_max}), mínimas (I_{in_min}) e da ondulação de corrente pré especificada. (Δ_{I_in}).

Passo:04 Cálculo da indutância mínima de projeto (L_{min}), e da razão cíclica (D).

Passo:05 Cálculo da corrente instantânea no indutor ($i_{L(k)}$), Somatória das correntes instantâneas em cada indutor ($i_{soma(k)}$), Cálculo da ondulação de corrente (Δ_{I_soma}) em função da diferença entre o valor máximo (I_{soma_max}) e mínimo (I_{soma_min}).

Passo:06 Comparação entre a ondulação desejada e calculada. Caso haja diferença entre os valores de ondulação é feito um decremento no valor de indutância até que a ondulação calculada atinja o valor esperado. Caso o valor da ondulação seja o esperado, é feito o cálculo da corrente máxima de magnetização (I_{max_mag}) e da energia máxima admissível no núcleo (E_{arm}).

Passo:07 Escolha dos possíveis condutores considerando

efeito pelicular e densidade de corrente (J), bem como a escolha dos possíveis núcleos ou empilhamento de núcleos.

Passo:08 Cálculo do número de espiras e área de janela ocupada, comparação entre a máxima área de ocupação de janela desejada (A_{janela}) e a área de ocupação de janela calculada ($A_{calculada}$). Caso a área de janela desejada for menor que a calculada, escolhe-se novo núcleo. Caso contrário, executa-se o cálculo da resistência de enrolamento, a partir da resistividade do material condutor na temperatura de trabalho (R_{cc}), efeito pelicular e de proximidade (R_{ca}).

Passo:09 Cálculo das perdas no enrolamento (P_{cobre}) e no núcleo (P_{nuc}) e da elevação da temperatura (ΔT). Se o núcleo escolhido exceder a temperatura de trabalho especificada, este é descartado. Caso a temperatura calculada do núcleo seja inferior a especificada, o núcleo é escolhido.

Passo:10 Corrige-se da resistividade do material em função da temperatura no indutor até que a temperatura atual do núcleo calculada seja igual a calculada no passo anterior.

Passo:11 Cálculo das perdas totais no indutor para todas as soluções possíveis para cada combinação ponto de operação ($\Delta i_L @ f_s @ J$).

E. Projeto dos Semicondutores

Passo:12 Cálculo das tensões e correntes instantâneas para os semicondutores.

Passo:13 Escolha dos semicondutores que suportem a tensão de bloqueio pré especificada, corrente circulante e que seja compatível com a dinâmica térmica. Em um banco de dados são escolhidos alguns modelos de dissipadores cuja resistência térmica possibilite a transferência do calor como explicado anteriormente.

Passo:14 Cálculo das perdas nos semicondutores. São calculadas considerando a temperatura de operação; Recorrência de cálculo até o equilíbrio de temperatura.

Passo:15 É escolhido o semiconductor que apresenta menores perdas em um determinado ponto de operação.

F. Projeto do Capacitor

Passo:16 Nesta etapa o algoritmo processa o cálculo das perdas nos capacitores conforme método apresentado na seção dois.

G. Resultados de Simulação

Passo:17 Combinação dos componentes da topologia (materiais magnéticos, condutores, semicondutores, capacitores) e variação do número de fases de entrada para o caso do intercalamento. Somatório das perdas de potência em cada elemento do conversor para cada ponto de operação ($\Delta i_L @ f_s @ J$) dentro das especificações.

H. Escolha do ponto ótimo de operação

Passo:18 Escolha do ponto ótimo de operação do conversor *Boost* convencional ou intercalado, que apresenta maior eficiência.

IV. RESULTADOS

Os parâmetros de projetos são apresentados na tabela (I). Para obtenção dos resultados foram considerados todos os núcleos magnéticos toroidais dos tipos *Kool M μ* , *High flux* e *Molypermalloy* e condutores de cobre (*AWG*) presentes no catálogo [12]. Capacitores da Empresa *TDK EPCOS* Com nível de tensão entre quatrocentos e cinquenta e seiscentos e cinquenta volts. Os semicondutores utilizados são apresentados na tabela (II). São apresentados o ponto ótimo de operação ($\Delta i_L @ f_s @ J$), bem como área de seção transversal e número

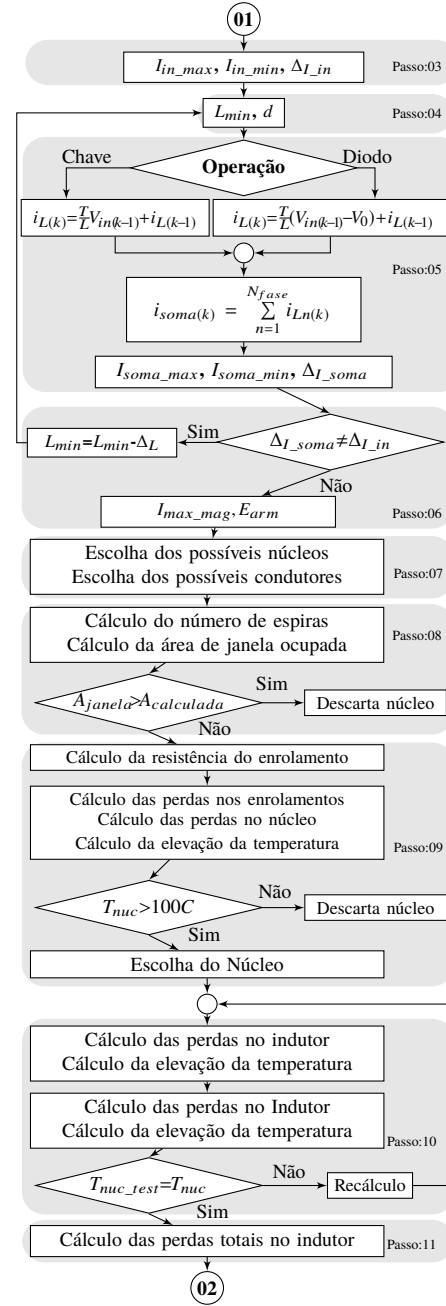


Figura 3: Fluxograma

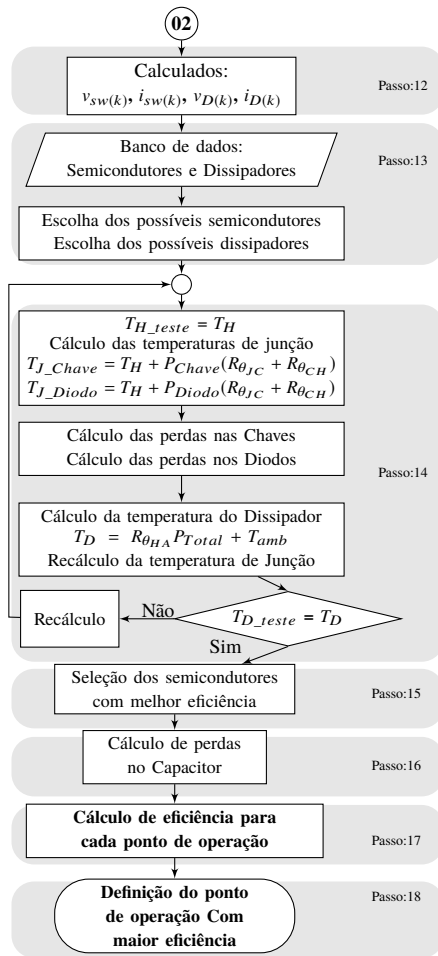


Figura 4: Fluxograma

Tabela I: Parâmetros do projeto

Parâmetros	Valores
Potência Nominal	3000 W
Tensão de entrada	50 V
Tensão de saída	400 V
Intervalo de f_s investigado	5 a 200 kHz
Intervalo de $\Delta_i L$ investigado	1 a 10 %
Máximo ΔV_o	1 %
Resistência de Gate	10 Ω
Temperatura Ambiente	50 C
Intervalo de J investigado	300 a 500 A/m ²
Intervalo de N_{ne} investigado	1 a 5
Intervalo de N_{fase} investigado	1 a 5
Nº capacitores paralelos	5

Tabela II: Semicondutores

Chaves	Diodos
IPW60R017C7	IDW40G65C5
STW70N60DM2	IDW30G65C5
STW70N60DM2	IDW20G65C5
IXKK85N60C	Hyperfast15ETH06
FCH041N60F	Ultrafast60APU04PbF
IGW30N65L5	Fast RURG5060

varia de um a cinco. Os semicondutores escolhidos pelo algoritmo foram: chave IPW60R017C7 e diodo IDW40G65C5.

Tabela III: Núcleo *Molypermalloy*

Seleção	Número de células <i>boost</i>				
	1	2	3	4	5
η_ω (%)	94,69	96,51	97,11	97,59	97,71
f_s (kHz)	29	14	10	19	10
Δ_i %	10	10	9	7	6
J (A/cm ²)	300	300	300	300	300
L (μ H)	251,44	449,8	583,19	315,65	137,37
Núcleo	58099	58099	58099	58090	58438
μ_i (H/m)	60	60	60	60	125
N_{ne}	2	1	1	3	3
Condutor	31x19	8x16	4x14	5x17	2x14
Nº espiras	23	49	54	38	28

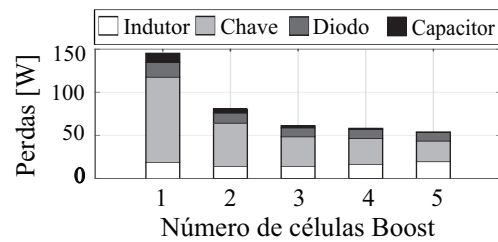


Figura 5: Perdas no conversores *boost* intercalados com núcleo magnético toroidal *Molypermalloy*.

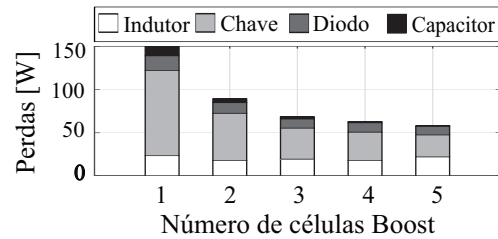


Figura 6: Perdas no conversores *boost* intercalados com núcleo magnético toroidal *Kool Mu*.

Tabela IV: Núcleo *Kool Mu*

Seleção	Número de células <i>boost</i>				
	1	2	3	4	5
η_ω (%)	94,47	96,19	97,32	97,52	97,91
f_s (kHz)	28	25	13	19	10
Δ_i %	10	10	10	8	7
J (A/cm ²)	300	300	300	300	300
L (μ H)	260,42	251,87	403,70	276,22	00000
Núcleo	77337	77102	77102	77616	77616
μ_i (H/m)	26	26	26	40	40
N_{ne}	1	1	1	2	2
Condutor	31x19	13x18	5x15	5x17	2x14
Nº espiras	51	50	63	28	36

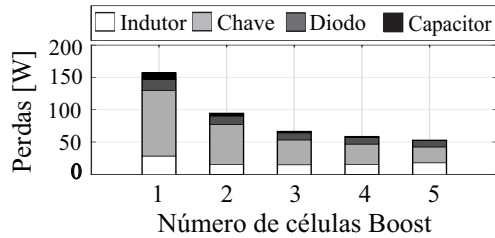
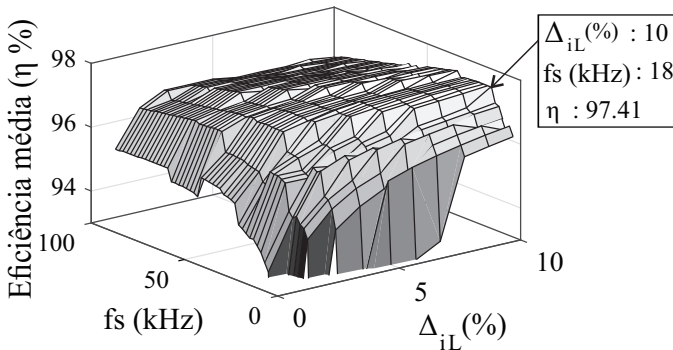
V. CONCLUSÕES

de fios paralelos dos condutores, elementos semicondutores e capacitores do conversor intercalado cujo número de fases

Este artigo propôs uma metodologia de otimização para projeto de conversores CC/CC *Boost* convencional e intercalado. Esta metodologia foi baseada em conceito de ponto

Tabela V: Núcleo *HighFlux*

Seleção	Número de células <i>boost</i>				
	1	2	3	4	5
$\eta_{\omega}(\%)$	94,29	96,16	97,38	97,73	98,05
$f_s(\text{kHz})$	34	42	18	16	10
$\Delta_i\%$	10	10	10	9	7
$J(\text{A}/\text{cm}^2)$	300	300	300	300	300
$L(\mu\text{H})$	214,46	149,91	291,59	291,56	128,06
Núcleo	55164	55617	55617	55617	55617
$\mu_i(\text{H}/\text{m})$	14	60	60	60	60
N_{ne}	1	2	2	1	1
Condutor	31x19	20x20	17x7	4x16	2x14
Nº espiras	52	21	32	29	34

Figura 7: Perdas no conversores boost intercalados com núcleo magnético toroidal *HighFlux*.Figura 8: Rendimento conversor *boost* com núcleo magnético toroidal *HighFlux* com intercalamento de três células.

ótimo de operação ($\Delta_{iL}@f_s@J$), que baliza a escolha dos componentes integrantes do conversor. Além disso, percebe-se que pontos ótimos de operação para conversores de alto ganho estão diretamente relacionados com as resistências parasitas dos componentes, ligadas diretamente com a eficiência do conversor. Há uma limitação de ganho quando as resistências parasitas tem um valor expressivo frente a resistência de carga, conforme mostrado em toda a análise. Por fim, a implementação desta metodologia define um modelo padrão de projeto, uma vez que a eficiência é sempre alvo no desenvolvimento de conversores de potência. Das simulações conclui-se que a arquitetura de maior desempenho é a intercalada de três fases utilizando o núcleo magnético *HighFlux* com rendimento de 97,41%, frequência de 18kHz e ondulação de corrente de entrada de 10%.

AGRADECIMENTOS

Os autores gostariam de expressar sua gratidão a CAPES/PROEX e ao projeto INCT-GD e aos órgãos financiadores (CNPq processo 465640/2014-1,

CAPES processo no. 23038.000776/2017-54 e FAPERGS 17/2551-0000517-1). Os autores também agradecem aos colegas António Spencer, Tiago Faistel, Ronaldo Guisso, pelas contribuições..

REFERÊNCIAS

- [1] M. Frivaldsky, B. Hanko, M. Prazenica, and J. Morgos, "High gain boost interleaved converters with coupled inductors and with demagnetizing circuits," *Energies*, vol. 11, no. 1, p. 130, 2018.
- [2] G.-Y. Choe, J.-S. Kim, H.-S. Kang, and B.-K. Lee, "An Optimal Design Methodology of an Interleaved Boost Converter for Fuel Cell Applications," *Journal of Electrical Engineering & Technology*, vol. 5, no. 2, pp. 319–328, 2010.
- [3] A. Kirubakaran, S. Jain, and R. K. Nema, "The PEM Fuel Cell System with DC / DC Boost Converter : Design , Modeling and Simulation," *International Journal of Recent Trends in Engineering*, vol. 1, no. 3, 2009.
- [4] J. C. Rosas-Caro, J. C. Mayo-Maldonado, R. Salas-Cabrera, A. Gonzalez-Rodriguez, E. N. Salas-Cabrera, and R. Castillo-Ibarra, "A family of dc-dc multiplier converters," *Engineering Letters*, vol. 19, no. 1, pp. 57–67, 2011.
- [5] J.-P. Lee, H. Cha, D. Shin, K.-J. Lee, D.-W. Yoo, and J.-Y. Yoo, "Analysis and design of coupled inductors for two-phase interleaved dc-dc converters," *Journal of power electronics*, vol. 13, no. 3, pp. 339–348, 2013.
- [6] K. C. Tseng, J. Z. Chen, J. T. Lin, C. C. Huang, and T. H. Yen, "High step-up interleaved forward-flyback boost converter with three-winding coupled inductors," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 9, pp. 4696–4703, Sept 2015.
- [7] M. K. Kazimierczuk, *Pulse-width modulated DC-DC power converters*. John Wiley & Sons, 2015.
- [8] V. Vorpérian, "Simplified analysis of pwm converters using model of pwm switch. ii. discontinuous conduction mode," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic systems*, vol. 26, no. 3, pp. 497–505, 1990.
- [9] V. Michal, D. Cottin, and P. Arno, "Boost dc/dc converter nonlinearity and rhp-zero: Survey of the control-to-output transfer function linearization methods," in *Applied Electronics (AE), 2016 International Conference on*. IEEE, 2016, pp. 1–10.
- [10] F. Hami, H. Boulzazen, and M. Kadi, "High frequency characterization and modeling via measurements of power electronic capacitors under high bias voltage and temperature variations," in *2015 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC) Proceedings*, May 2015, pp. 334–339.
- [11] X. Huijie, B. Jinying, W. Chunsheng, and X. Honghua, "Design and implementation of a pv dc/dc converter with high efficiency at low output power," in *2010 International Conference on Power System Technology*, Oct 2010, pp. 1–6.
- [12] Magnetics. (2017) Powder cores design manual and catalog.
- [13] M. Bartoli, A. Reatti, and M. K. Kazimierczuk, "Modelling iron-powder inductors at high frequencies," in *Proceedings of 1994 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Oct 1994, pp. 1225–1232 vol.2.
- [14] V. Dimitrov, P. Goranov, and D. Hvarhilkov, "An analytical approach to model the switching losses of a power mosfet," in *2016 IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*, Sept 2016, pp. 928–933.
- [15] R. C. Beltrame, "Metodologia de síntese de topologias zvt simplificadas aplicadas a pólos pwm bidirecionais," Master's thesis, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Maria, 2009.
- [16] J. R. R. Zientarski, J. R. Pinheiro, H. L. Hey, R. C. Beltrame, and D. B. Candido, "A design methodology for boost inductor applied to pfc converters considering the core temperature rise and the conducted emi noise," in *2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications*, Sept 2009, pp. 1–10.
- [17] F. Beltrame, "Metodologia de projeto otimizado de conversores estáticos aplicados a sistemas fotovoltaicos," Ph.D. dissertation, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Maria, 11 2017.
- [18] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics*. Springer Science & Business Media, 2007.
- [19] F. Beltrame, F. H. Dupont, H. C. Sartori, and J. R. Pinheiro, "Design methodology to improve the converters' efficiency applied to photovoltaic systems," in *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Oct 2014, pp. 1397–1403.