

# Impacto da Modulação dos Conversores *Boost* Intercalado de N-Células

Éder Bridi\*, 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, wagner.ayres@gmail.com, hamiltomsar@gmail.com, jrenes@gepoc.ufsm.br

**Resumo**— Este trabalho trata do estudo e análise das estratégias de modulação para conversores *Boost* intercalado com N-Células. Neste será focado o impacto na ondulação da corrente de entrada para diferentes estratégias de modulações, ângulo de fase entre a n-celulas e sua correspondente razão-cíclica. Nem sempre o aumento do número de fases trás uma redução na amplitude da ondulação de corrente. Para isso uma análise correta que relaciona razão cíclica e ângulo de ativação se faz necessária, bem como conhecer o regime de operação do conversor, da fonte de alimentação e da carga. Dependendo do ponto de operação (faixa de variação: das tensões de entrada e saída, de carga), pode-se realizar projeto escolhendo número de células que levam a minimização ou mesmo o cancelamento da ondulação da corrente de entrada.

**Palavras-chave** – Ondulação, Corrente de Entrada, Ângulo entre fases, *Boost* intercalado

**Abstract**—This work deals with the study and analysis of the modulation strategies for interleaved Boost converter for N-Cells. This will focus on the impact on input current ripple for different modulation strategies, phase angle between the n-cells and their corresponding duty-cycle. The increase in the number of phases does not always lead to a reduction in the amplitude of the current ripple. For this, a correct analysis that relates duty-cycle and activation angle becomes necessary, as well as to know the operation regime of the converter, the power supply and the load. Depending on the operating point (variation range: input and output voltages, load), you can carry out design by choosing the number of cells that lead to the minimization or even the cancellation of the input current ripple.

**Keywords** – Ripple, Input current, Angle between phases, Boost interleaved

## I. INTRODUÇÃO

Células a combustível e fotovoltaicas, por serem fontes de energia renovável e limpa, têm recebido grande atenção mundial. Em pesquisas no campo da eletrônica de potência muitos pesquisadores têm focado seus estudos na interface destas fontes pois estas, geralmente, fornecem níveis de tensão de saída muito baixo e por isso requerem conexões em série e um conversor elevador para fornecer na saída tensão suficiente [1]. Tanto painéis fotovoltaicos quanto células a combustível tem sua eficiência reduzida quando submetidas a elevada ondulação de corrente [2], [3], assim sendo é fundamental que sejam confeccionadas arquiteturas, sistemas

e/ou técnicas de controle que consigam mitigar ao máximo a ondulação da corrente gerada pelo conversor. Entretanto, a busca pela redução, de efeitos indesejados, tem muitas vezes levado ao desenvolvimento de conversores complexos que devido a grande quantidade de componentes, difícil controlabilidade e custo elevado tem, em muitos casos, inviabilizado sua fabricação e utilização.

O conversor *boost* é de fácil implementação e possui um reduzido número de componentes, por isso, têm sido amplamente utilizado em sistemas onde há necessidade de elevar a tensão [4]. Neste conversor a ondulação de corrente depende intrinsecamente do tamanho do indutor, frequência de comutação, capacitor de entrada e impedância de alta frequência da fonte de energia [5]. Para reduzir a ondulação de corrente, é necessário que se aumente a indutância ou capacitância de entrada, causando modificações à dinâmica do conversor, isso pode ser resolvido fazendo uso de um filtro adicional entre o gerador de energia e o conversor de potência [6] aumentando também as perdas de energia, tamanho, peso, custo e ordem do sistema.

A topologia do conversor *boost* intercalada é largamente aplicada onde se necessita transferir elevada potência, pois a corrente é dividida entre as células produzindo um menor estresse nos componentes além de possibilitar a redução da ondulação da corrente de entrada [7]. Esta técnica possibilita redução no tamanho, do peso e volume de indutores e capacitores, além disso, o controle adequado das células paralelas do conversor aumenta a frequência de ondulação e reduz a amplitude das formas de onda na entrada e saída do sistema conversão de energia o que leva a uma redução significativa nos filtros de entrada e saída do conversor [8].

A utilização da forma intercalada tem sido uma solução empregada com êxito em aplicações de células a combustível e fotovoltaica, haja vista, que além dos benefícios citados acima, se tem melhora no rendimento e diminuição da degradação da fonte geradora de energia [9].

A proposta deste trabalho é analisar a corrente de entrada para topologias *boost* intercalado em função da variação dos ângulos de fase de operação das chaves e encontrar o ponto ou os pontos de operação onde corrente de entrada, oriunda da somatória das correntes de cada célula do conversor, tenha a menor ondulação.

II. ANÁLISE DA CORRENTE DE ENTRADA DO CONVERSOR BOOST INTERCALADO EM FUNÇÃO DA VARIAÇÃO FAIXA DA RAZÃO CÍCLICA DE OPARAÇÃO

É apresentado na Figura (1) o conversor *boost* com ( $n$ ) células. Inicialmente a análise será feita considerando os componentes ideais e o ângulo de chaveamento dos interruptores será  $\frac{2\pi}{n}$ . Como apresentado em [10], o ganho de tensão da célula pode ser representada pela equação (1).

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

Onde ( $V_{in}$ ) e ( $V_{out}$ ) são respectivamente a tensão de entrada e a tensão de saída,  $D$  representa a razão cíclica e ( $D_{IL}$ ) a relação entre o período de chaveamento ( $T_s$ ) e o tempo em que a corrente elétrica no indutor ( $i_L$ ) é maior que zero. Em modo de condução contínua, do inglês (*continuous-conduction-mode - CCM*), ( $D_{IL}$ ) é igual a um.

Segundo [12] e [13], cada célula do conversor *boost* possui três modos de operação: Chave conduzindo (*on*); chave desligada com corrente maior que zero (*off*) e com corrente igual a zero (*idle*). Desta forma como mostrado em [14], pode chegar nas seguintes equações:

$$N_{on}(t) = \text{floor}\left(\frac{t}{T_s/n}\right) + 1 \quad (2)$$

$$N_{off}(t) = \text{floor}\left(\frac{t - D \cdot T_s}{T_s/n}\right) + 1 \quad (3)$$

$$N_{idle}(t) = \text{floor}\left(\frac{t - D_{IL} \cdot T_s}{T_s/n}\right) + 1 \quad (4)$$

Onde  $N_{on}(t)$ ,  $N_{off}(t)$ ,  $N_{idle}(t)$ , representam o número total de vezes em que as chaves das células do conversor *boost* ficaram no estado ligado (*on*), o número total de vezes em que as chaves células entraram em estado desligado após terem sido ligadas (*off*) e o número total de vezes em que as chaves células entraram em estado desligado após terem sido ligadas sem que houvesse por elas circulação de corrente (*idle*), respectivamente.  $T_s$  é o período de chaveamento da célula do conversor *boost* e  $\text{floor}(a)$  é a função que faz

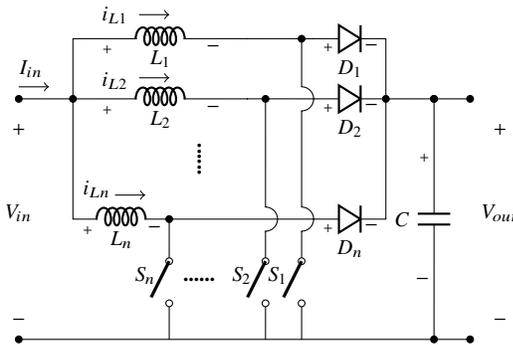


Figura 1: Conversor *Boost* Intercalado com ( $n$ ) células paralelas Adaptado de [11].

o arredondamento do valor implícito em ( $a$ ) para um valor inteiro menor.

Uma melhor explanação sobre o equacionamento das variáveis  $P(t)$ ;  $K(t)$  e  $R(t)$  é apresentada em [14].

Neste trabalho apenas será apresentado, sucintamente a forma de equacionamento destas, pelas equações: (5), (6) e (7) respectivamente.

$$P(t) = N_{on}(t) - N_{off}(t) \quad (5)$$

$$K(t) = N_{off}(t) - N_{idle}(t) \quad (6)$$

$$R(t) = n - P(t) - K(t) \quad (7)$$

Como também explanado em [14]:  $P(t)$ ;  $K(t)$  e  $R(t)$  podem ser expressos pelas equações: (8), (9) e (10) respectivamente.

$$p = \text{floor}(D \cdot n) \quad (8)$$

$$k = \text{floor}(D_{IL} \cdot n) - \text{floor}(D \cdot n) \quad (9)$$

$$r = n - \text{floor}(D_{IL} \cdot n) \quad (10)$$

Aplicando a teoria volt-segundo nos indutores para condição onde a corrente é crescente chega-se na equação (11)

$$\frac{dI_{in}}{dt} = \frac{V_{in} \cdot (p + k + 1) - V_{out} \cdot k}{L} \quad (11)$$

Onde ( $L$ ) representa a indutância do indutor do conversor *boost*.

Substituindo as equações: (1), (8), (9) e (10) na equação (11) tem-se a equação (12)

$$\frac{dI_{in}}{dt} = \frac{V_{out} \cdot [D_{IL} \cdot (\text{floor}(D \cdot n) + 1) - (D \cdot \text{floor}(D_{IL} \cdot n)) + 1]}{L \cdot D_{IL}} > 0 \quad (12)$$

Então a amplitude da variação de corrente durante este estágio é:

$$\Delta I_{1-1} = \frac{dI_{in}}{dt} \cdot \frac{\beta}{n} \cdot T_s \quad (13)$$

Onde  $\beta$  é representado pela equação (14).

$$\beta = D \cdot n - \text{floor}(D \cdot n) \quad (14)$$

Aplicando a teoria volt-segundo nos indutores para condição onde a corrente é decrescente chega-se na equação (15)

$$\frac{dI_{in}}{dt} = \frac{V_{in} \cdot (p + k + 1) - V_{out} \cdot (k + 1)}{L} \quad (15)$$

Substituindo as equações: (1), (8), (9) e (10) na equação (15) tem-se a equação (16)

$$\frac{dI_{in}}{dt} = \frac{V_{out} \cdot [D_{IL} \cdot \text{floor}(D \cdot n) - (D \cdot \text{floor}(D_{IL} \cdot n)) + 1]}{L \cdot D_{IL}} < 0 \quad (16)$$

Desta forma a amplitude da variação de corrente durante este estágio é explícito pela equação (17).

$$\Delta I_{1-2} = \frac{dI_{in}}{dt} \cdot \frac{(\varepsilon - \beta)}{n} \cdot T_s \quad (17)$$

Sendo  $\varepsilon$  representado pela equação (18).

$$\varepsilon = D_{IL} \cdot n - \text{floor}(D \cdot n) \quad (18)$$

Quando há uma mudança na corrente durante o intervalo, aplicando novamente a teoria do balanço volt-segundo no indutor tem-se a equação (19)

$$\frac{dI_{in}}{dt} = \frac{V_{in} \cdot (p+k) - V_{out} \cdot k}{L} \quad (19)$$

Substituindo as equações: (1), (8), (9) e (10) na equação (15) tem-se a equação (20)

$$\frac{dI_{in}}{dt} = \frac{V_{out} \cdot [D_{IL} \cdot \text{floor}(D \cdot n) - (D \cdot \text{floor}(D_{IL} \cdot n))]}{L \cdot D_{IL}} \quad (20)$$

Desta forma, como apresentado em [14] quando a alteração na derivada de corrente a variação pode ser representada pela equação

$$\Delta I_{1-3} = \frac{dI_{in}}{dt} \cdot \frac{(1-\varepsilon)}{n} \cdot T_s \quad (21)$$

A soma das equações (13), (17), (21) representa a amplitude da ondulação da corrente de entrada em um ciclo para a primeira etapa de análise como mostrado na equação (22).

$$\Delta_{1-1} + \Delta_{1-2} + \Delta_{1-3} \equiv 0 \quad (22)$$

Assim sendo, a frequência da ondulação de corrente é expressa por:  $(n/T_s)$  e a amplitude é:

$$I_{pp1} = \text{Max}(\Delta I_{1-1} - \Delta I_{1-2}) \quad (23)$$

Seguindo a mesma metodologia apresentada por [14], na primeira etapa, aplicada em um segundo caso, chega-se nas equações: (24), (25) e (26).

$$\Delta I_{2-1} = \frac{dI_{in}}{dt} \cdot \frac{\varepsilon}{n} \cdot T_s \quad (24)$$

$$\Delta I_{2-2} = \frac{dI_{in}}{dt} \cdot \frac{(\beta - \varepsilon)}{n} \cdot T_s \quad (25)$$

$$\Delta I_{2-3} = \frac{dI_{in}}{dt} \cdot \frac{(1 - \beta)}{n} \cdot T_s \quad (26)$$

Da mesma forma que na primeira etapa, soma das equações (24), (25), (26) representa a amplitude da ondulação da corrente de entrada em um ciclo para a primeira etapa de análise como mostrado na equação (27).

$$\Delta_{2-1} + \Delta_{2-2} + \Delta_{2-3} \equiv 0 \quad (27)$$

Assim sendo, a frequência da ondulação de corrente é expressa por:  $(n/T_s)$  e a amplitude é:

$$I_{pp2} = \text{Max}(\Delta I_{2-1} - \Delta I_{2-3}) \quad (28)$$

a fórmula universal para quantificar a amplitude da ondulação da corrente de entrada do conversor *boost* intercalado é dada pela equação (29)

$$I_{pp} = \frac{(I_{pp1} - I_{pp2}) \cdot (\varepsilon - \beta) + (I_{pp1} + I_{pp2}) \cdot (\beta - \varepsilon)}{2 \cdot |\beta - \varepsilon|} \quad (29)$$

Para a condição em condução contínua, do inglês (*Continuous*

*induction mode - CCM*) condição onde  $(\varepsilon = 0 \leq \beta)$  e o valor de  $D_{IL} = 1$ , tem-se a equação (30).

$$I_{pp} = \frac{V_{out} \cdot T_s \cdot n}{L} \cdot \left( \frac{\text{floor}(D \cdot n) + 1}{n} - D \right) \cdot \left( D - \frac{\text{floor}(D \cdot n)}{n} \right) \quad (30)$$

A equação (30) mostra que a amplitude de ondulação da corrente de entrada do conversor *boost* é determinada pelos valores específicos de  $V_{in}$ ,  $V_{out}$ ,  $T_s$ ,  $L$  e  $n$ . Este independe da variação da carga, desde que a operação se mantenha em CCM [14].

A Figura (2) apresenta a amplitude da ondulação de entrada  $(\Delta I_{in})$  normalizada em função da razão cíclica para diferente números de células intercaladas com defasagem entre as células de  $(2\pi/n)$ , esboçada utilizando a equação (30). Pode-se observar nesta figura que o valor médio da amplitude da ondulação de corrente decresce em função do aumento no número de células  $(n)$ .

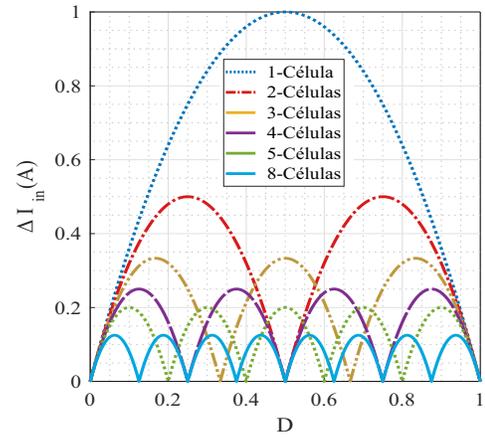


Figura 2: Magnitude da ondulação de entrada  $(\Delta I_{in})$  normalizada em função da razão cíclica para diferente números de fases intercaladas com defasagem entre as células de  $(2\pi/n)$ .

Na Figura (3) a corrente de entrada  $(i_{in})$ , nos indutores  $L_1$  e  $L_2$ , respectivamente  $(i_{L1})$  e  $(i_{L2})$  do conversor *boost* intercalado com duas células onde a razão cíclica é  $D = 0,5$  e o ângulo de chaveamento entre as células é  $\phi = \pi$ .

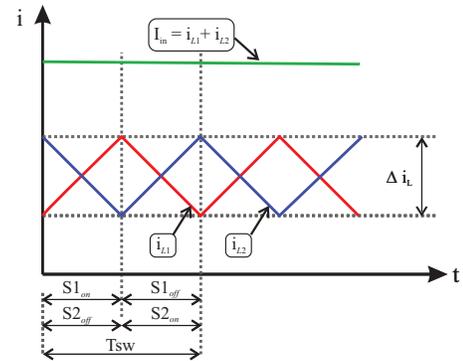


Figura 3: Corrente de entrada  $I_{in}$ ,  $i_{L1}$  e  $i_{L2}$  do conversor *boost* intercalado com duas células defasadas  $\phi = \pi$  e razão cíclica  $D = 0,5$ .

Pode-se observar nesta figura que em virtude das formas de onda serem idênticas e em anti-fase tem-se o cancelamento da ondulação na corrente de entrada, fato este que também pode ser observado na figura (2).

Porém, na grande maioria dos casos a tensão fornecida pelas fontes de energia renovável não é constante, e por isso, devido a atuação do sistema de controle causam constante variação em ( $D$ ). Por isso, conhecer o regime de trabalho do conversor é fundamental para determinar a melhor configuração da topologia.

Pode-se observar na figura (4), que embora valor médio da amplitude da ondulação de corrente ( $\Delta I_{in}$ ) decresça em função do aumento no número de células ( $n$ ), a amplitude da ondulação de corrente para um conversor com uma variação de razão cíclica  $\Delta D$  entre (0,6 e 0,7), a amplitude de ondulação, de corrente de entrada, para o conversor de três células é menor quando comparada com ao de quatro células.

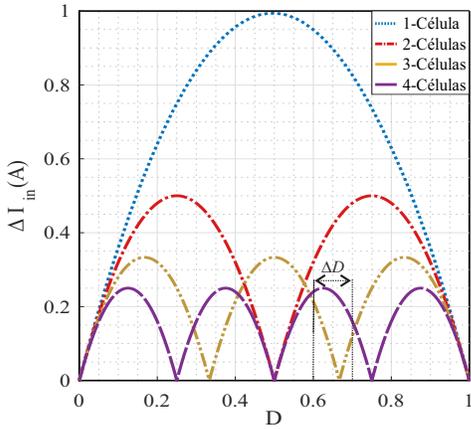


Figura 4: Magnitude da ondulação de entrada ( $\Delta I_{in}$ ) normalizada em função da razão cíclica para diferente números de fases intercaladas com defasagem entre as células de ( $2\pi/n$ ).

Desta forma pode-se dizer que nem sempre um maior número de células apresenta menor amplitude de ondulação de corrente, portanto, a escolha adequada do número de células para uma menor variação na amplitude não está relacionada apenas ao acréscimo do número de células mas também ao regime de trabalho do conversor em detrimento da variação razão cíclica ( $D$ ) exigida pela operação do conversor.

Além disso, pode se observar que em alguns pontos há cancelamento da ondulação, fazendo uso da equação (31) pode-se estipular estes pontos de cancelamento.

$$D_{\Delta I_{min}} = Ts \cdot \frac{1}{n} \cdot k \quad (31)$$

onde:  $\{k \in \mathbb{N} | 0 \leq k \leq n\}$

### III. ANÁLISE DA CORRENTE DE ENTRADA DO CONVERSOR BOOST INTERCALADO EM FUNÇÃO DA VARIAÇÃO DO ÂNGULO DE OPERAÇÃO DAS CHAVES

Com o intuito de analisar, além da variação da ondulação de corrente de entrada em função da razão cíclica, o com-

portamento desta em função da defasagem na modulação das chaves seguem as seguintes análises:

#### A. Boost Intercalado com duas Células

A Figura (5) apresenta o conversor supra citado operando com duas células, onde ( $V_g$ ) representa a tensão de entrada, ( $L_1$ ), ( $S_1$ ) e ( $D_1$ ), são respectivamente o indutor, a chave e o diodo da célula um e ( $L_2$ ), ( $S_2$ ) e ( $D_2$ ). ( $C$ ) representa o capacitor do filtro de saída e ( $R_{carga}$ ) representa a carga conectada ao sistema.

A análise da ondulação da corrente de entrada deste circuito

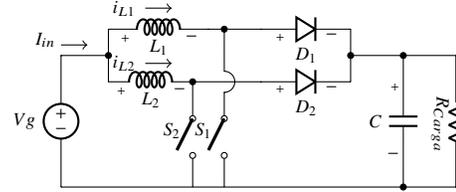


Figura 5: Conversor *Boost* Intercalado com duas células paralelas.

é feita variando tanto a razão cíclica de (0 até 1) e o ângulo de chaveamento entre as células de (0 até  $2\pi$ ). Conforme esperado, exceto em condições de operação bem próximas de zero ou um, sempre que a defasagem de ( $\phi$ ) se distância de  $2\pi/n$  a ondulação de corrente sempre tende a aumentar.

Desta forma pode-se afirma que a condição para a menor amplitude de ondulação da corrente de entrada ( $\Delta I_{in}$ ), é encontrado onde ângulo de defasagem de disparo entre as chaves ( $S_1$  e  $S_2$ ), onde a ondulação possui menor amplitude, está em ( $\pi$ ) como mostrado nas Figuras (6) e (7).

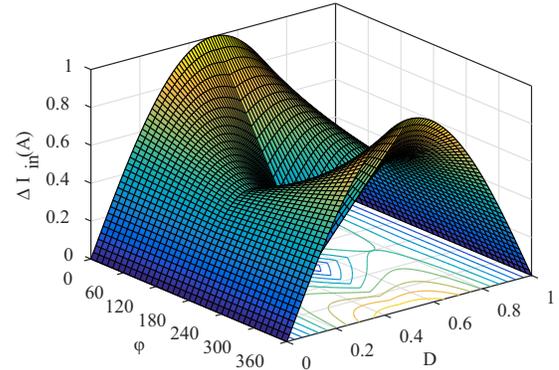


Figura 6: Vista isométrica da ondulação da Corrente de entrada ( $\Delta I_{in}$ ) resultante da superposição das correntes circulantes nas células: um ( $i_{L1}$ ) e dois ( $i_{L2}$ ) e com células defasadas de  $\phi = 0$  até  $\phi = 360^\circ$

#### B. Boost Intercalado com três Células

A Figura (8) apresenta o conversor *boost* operando com três células. A análise da ondulação da corrente de entrada deste circuito é feita variando tanto a razão cíclica de (0 até 1) e o ângulo de chaveamento entre as células de (0 até  $2\pi$ ).

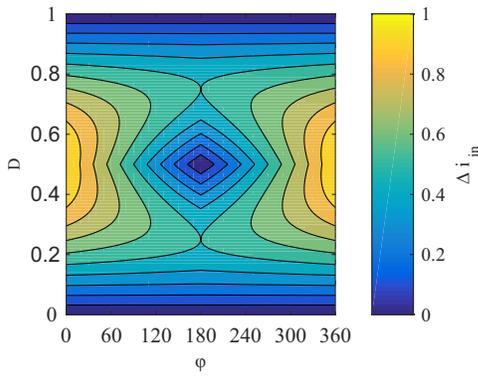


Figura 7: Vista de topo da ondulação da Corrente de entrada ( $\Delta i_{in}$ ) resultante da superposição das correntes circulantes nas células: um ( $i_{L1}$ ) e dois ( $i_{L2}$ ) e com células defasadas de  $\phi = 0$  até  $\phi = 360^\circ$ .

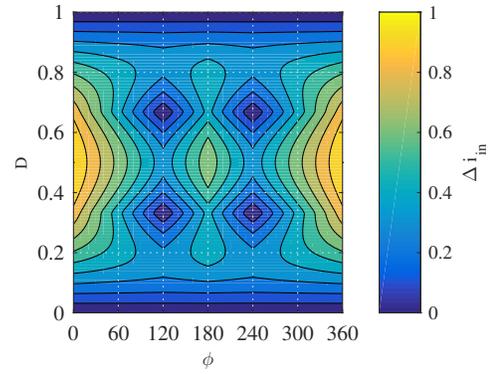


Figura 10: Vista de topo da ondulação da Corrente de entrada ( $\Delta i_{in}$ ) resultante da superposição das correntes circulantes nas células: um ( $i_{L1}$ ), dois ( $i_{L2}$ ) e três ( $i_{L3}$ ), com células defasadas de  $\phi = 0$  até  $\phi = 360^\circ$ .

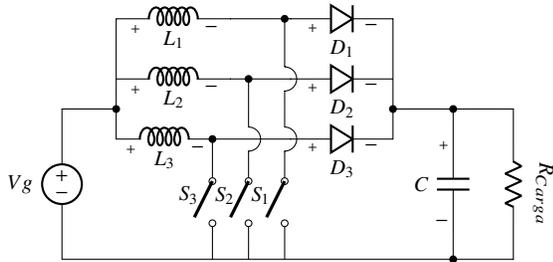


Figura 8: Conversor *Boost* Intercalado com três células paralelas.

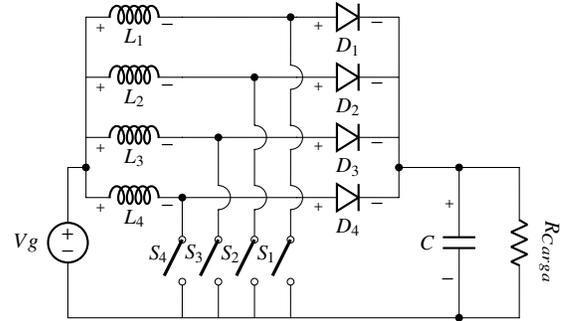


Figura 11: a) Conversor *Boost* cc-cc com elementos parasitas resistivos dominantes b) modelo linearizado.

Nas Figuras (10) e (9) são apresentadas a variação da ondulação da corrente de entrada ( $\Delta I_{in}$ ), em função da variação e da razão cíclica e do ângulo de em que as chaves do conversor são acionadas. Deslocou-se o ângulo entre as chaves ( $S_1$  e  $S_2$ ) e ( $S_2$  e  $S_3$ ) de zero a  $360^\circ$ . Os pontos encontrados para a menor ondulação foram:  $(2\pi/3)$  e  $(4\pi/3)$ .

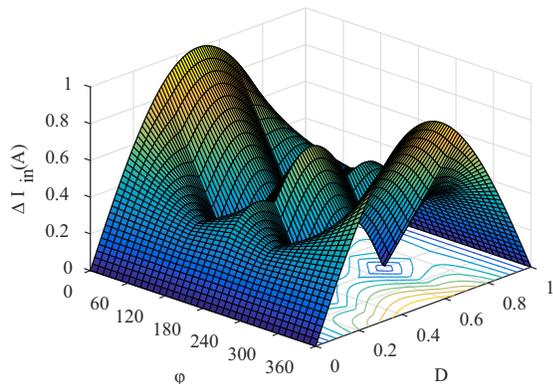


Figura 9: Vista isométrica da ondulação da Corrente de entrada ( $\Delta I_{in}$ ) resultante da superposição das correntes circulantes nas células: um ( $i_{L1}$ ), dois ( $i_{L2}$ ) e três ( $i_{L3}$ ), com células defasadas de  $\phi = 0$  até  $\phi = 360^\circ$ .

### C. Boost Intercalado com quatro Células

A Figura (11) apresenta o conversor *boost* operando com três células. A análise da ondulação da corrente de entrada deste circuito é feita variando tanto a razão cíclica de (0 até 1) e o ângulo de chaveamento entre as células de (0 até  $2\pi$ ).

Nas Figuras (12) e (13) são apresentadas a variação da ondulação da corrente de entrada ( $\Delta I_{in}$ ), em função da variação e da razão cíclica e do ângulo de em que as chaves do conversor são acionadas. Deslocou-se o ângulo entre as chaves ( $S_1$  e  $S_2$ ), ( $S_2$  e  $S_3$ ) e ( $S_3$  e  $S_4$ ) de zero a  $360^\circ$ . Os pontos encontrados para a menor ondulação foram:  $(\pi/2)$ ,  $(\pi)$  e  $(3\pi/2)$ . Desta forma pode se chegar a equação (32).

$$\phi_{\Delta I_{min}} = \frac{2\pi}{n} \cdot b \quad (32)$$

onde:  $\{b \in \mathbb{N} | 1 \leq b < n\}$

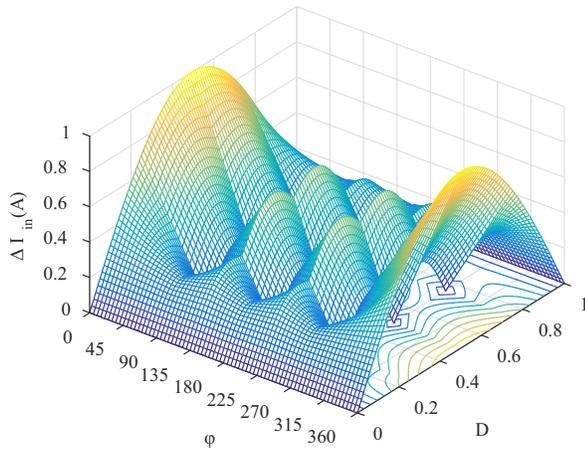


Figura 12: Vista isométrica da ondulação da Corrente de entrada ( $\Delta I_{in}$ ) resultante da superposição das correntes circulantes nas células: um ( $i_{L1}$ ), dois ( $i_{L2}$ ), três ( $i_{L3}$ ) e quatro ( $i_{L4}$ ), com células defasadas de  $\phi = 0$  até  $\phi = 360^\circ$ .

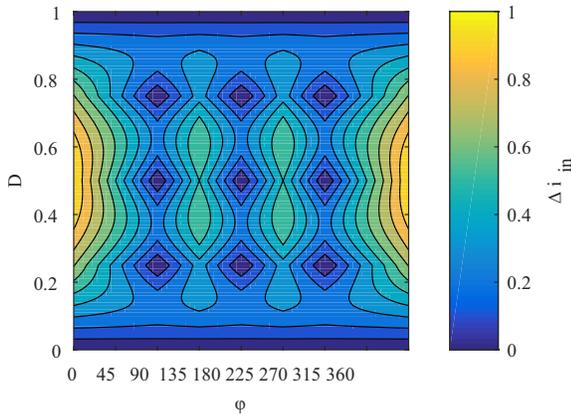


Figura 13: Vista de topo da ondulação da Corrente de entrada ( $\Delta I_{in}$ ) resultante da superposição das correntes circulantes nas células: um ( $i_{L1}$ ), dois ( $i_{L2}$ ), três ( $i_{L3}$ ) e quatro ( $i_{L4}$ ), com células defasadas de  $\phi = 0$  até  $\phi = 360^\circ$ .

#### IV. CONCLUSÃO

Neste trabalho foi avaliado o comportamento da amplitude da ondulação de corrente de entrada do conversor *boost* intercalado em função da variação da razão cíclica  $D$  e do ângulo de chaveamento  $\phi$  dos interruptores para diferentes números de células paralelas. Pode-se observar que conforme a variação do ângulo de chaveamento entre os interruptores foram se afastando de  $2\pi/n$  e seus múltiplos, a amplitude da ondulação aumenta. Esse aumento reflete no aumento dos filtros de entrada e saída, condição esta que também reduz o rendimento do conversor devido a maiores perdas geradas nos filtros.

Além disso, há condições de operação em que o conversor com um menor número de células apresenta menor amplitude de ondulação de corrente. Isto auxilia a tomada de decisão para um projeto otimizado de conversores de múltiplas células intercaladas.

Com este trabalho também conclui-se que o aumento do número de células não reflete sempre numa redução de ondulação de corrente, sem avaliar o ponto de operação e sua faixa de variação. Esta análise é uma ferramenta de projeto importante, que colabora para a escolha dos componentes, já que, para o caso do conversor apresentado, os valores de ondulação de corrente têm grande influência no volume, rendimento e no custo projeto do conversor.

#### V. 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 Antônio Spencer, Tiago Faistel, Ronaldo Guisso, pelas contribuições. na execução do trabalho..

#### REFERÊNCIAS

- [1] Y. P. Jiao and F. L. Luo, "An improved sliding mode controller for boost converter in solar energy system," in *2009 4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, May 2009, pp. 805–810.
- [2] S. K. Mazumder, R. K. Burra, and K. Acharya, "A ripple-mitigating and energy-efficient fuel cell power-conditioning system," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 4, pp. 1437–1452, July 2007.
- [3] A. E. Khateb, N. A. Rahim, J. Selvaraj, and B. W. Williams, "The effect of input current ripple on the photovoltaic panel efficiency," in *2013 IEEE Conference on Clean Energy and Technology (CEAT)*, Nov 2013, pp. 478–481.
- [4] V. Meksarik, S. Masri, S. Taib, and C. M. Hadzer, "Development of high efficiency boost converter for photovoltaic application," in *PECon 2004. Proceedings. National Power and Energy Conference, 2004.*, Nov 2004, pp. 153–157.
- [5] G. Fontes, C. Turpin, S. Astier, and T. A. Meynard, "Interactions between fuel cells and power converters: Influence of current harmonics on a fuel cell stack," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 2, pp. 670–678, March 2007.
- [6] C. A. Ramos-Paja, C. Bordons, A. Romero, R. Giral, and L. Martinez-Salameo, "Minimum fuel consumption strategy for pem fuel cells," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 3, pp. 685–696, March 2009.
- [7] E. Arango, C. Ramos-Paja, C. Carrejo, R. Giral, and A. Saavedra-Montes, "A ripple-mitigating pre-amplifier based on interleaved dc-dc boost converters for efficiency improvement," *Revista Facultad de Ingeniería Universidad de Antioquia*, no. 60, pp. 214–225, 2011.
- [8] C. Ramos-Paja, E. Arango, R. Giral, A. Saavedra-Montes, and C. Carrejo, "Dc/dc pre-regulator for input current ripple reduction and efficiency improvement," *Electric Power Systems Research*, vol. 81, no. 11, pp. 2048–2055, 2011.
- [9] O. Hegazy, J. V. Mierlo, and P. Lataire, "Analysis, modeling, and implementation of a multidevice interleaved dc/dc converter for fuel cell hybrid electric vehicles," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 11, pp. 4445–4458, Nov 2012.
- [10] L. Huber, B. T. Irving, and M. M. Jovanovic, "Open-loop control methods for interleaved dcm/ccm boundary boost pfc converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 4, pp. 1649–1657, July 2008.
- [11] R. Seyezhai and B. Mathur, "Design and implementation of interleaved boost converter for fuel cell systems," *International journal of hydrogen energy*, vol. 37, no. 4, pp. 3897–3903, 2012.
- [12] X. Hu and C. Gong, "A high gain input-parallel output-series dc/dc converter with dual coupled inductors," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 3, pp. 1306–1317, March 2015.
- [13] Y. Yang, J. Ma, Y. Ma, and Y. Zou, "The universal design criterion of coupled inductor in multiphase interleaving and magnetically integrated bidirectional dc/dc converter," in *2014 International Power Electronics and Application Conference and Exposition*, Nov 2014, pp. 1008–1013.
- [14] Z. Saijun, "Analysis and minimization of the input current ripple of interleaved boost converter," 02 2012.