

MODELAGEM E CONTROLE DE UM CONVERSOR *DUAL ACTIVE HALF-BRIDGE* COM MODULAÇÃO PWM SIMÉTRICA APLICADO À INTERLIGAÇÃO DE FONTES DE GERAÇÃO DE ENERGIA

Maicon Luís Flach¹, Lucas Giuliani Scherer¹ e Robinson Figueiredo de Camargo¹

¹Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), Santa Maria – RS, Brasil

e-mail: flach.enge@gmail.com, lgscherer@gmail.com, robinson.camargo@gmail.com

Resumo — Este artigo apresenta a modelagem e o controle de um conversor Dual Active Half-Bridge (DAHB) aplicado na interconexão de fontes de geração de energia. O sistema de geração considerado é composto por uma fonte CC de geração fotovoltaica (PV) combinada com um sistema de geração em corrente alternada (CA) hídrica, composta de um gerador de indução auto excitado (GIAE) e um compensador síncrono estático de distribuição (DSTATCOM), além de um sistema de armazenamento de energia em baterias (BESS). O conversor DAHB é responsável pela interface entre esses três sistemas, bem como por realizar o isolamento galvânico e auxiliar no sistema de gerenciamento do fluxo de potência entre as fontes de energia. Neste trabalho, a modulação PWM simétrica é aplicada no conversor DAHB, possibilitando a modelagem matemática do conversor DAHB de maneira simplificada, a partir da qual é realizado o projeto dos controladores proporcionais-integrais. Por fim, resultados de simulação e experimentais são obtidos acerca do conversor DAHB, validando este e os controladores utilizados.

Palavras-Chave — Baterias, Conversor Dual-Active Half-Bridge, DSTATCOM, Fotovoltaico, GIAE.

MODELING AND CONTROL OF THE DUAL ACTIVE HALF-BRIDGE CONVERTER WITH SYMMETRIC PWM MODULATION APPLIED TO THE INTERCONNECTION OF POWER GENERATION SOURCES

Abstract — This paper presents the modeling and control of a Dual Active Half-Bridge (DAHB) converter applied to the interconnection of power generation sources. The generation system consists of a DC source of photovoltaic generation (PV) combined with an alternating current (AC) hydro generation system, composed of a self-excited induction generator (GIAE) and a static synchronous distribution compensator (DSTATCOM), in addition to a battery energy storage system (BESS). The DAHB converter is responsible for the interface between these three systems, as well as for performing galvanic isolation and assisting in the power flow management system between energy sources. In this work, the symmetric PWM modulation is applied to the DAHB converter, allowing the mathematical modeling of the DAHB converter in a

simplified way, from which the proportional-integral controllers design is carried. Finally, simulation and experimental results are obtained about the DAHB converter, validating this and the used controllers.

Keywords — Batteries, Converter Dual-Active Half-Bridge, DSTATCOM, GIAE, PV.

I. INTRODUÇÃO

A evolução da eletrônica de potência associada aos atuais desenvolvimentos relacionados às fontes de geração renováveis, torna possível a integração destas fontes, permitindo o desenvolvimento de microrredes. As microrredes híbridas compostas por sistemas fotovoltaicos (PV), banco de baterias e sistemas hídricos podem ser implantadas na solução da falta de eletricidade local, mitigando a flutuação de energia e, ao mesmo tempo, aumentando a confiabilidade e disponibilidade da fonte de energia, especialmente em estações ou períodos de estiagem. Além disso, as microrredes híbridas Hidro-PV podem complementar diferentes fontes de energia, principalmente em locais remotos e com abundante irradiação solar [1]–[3].

Diversos sistemas híbridos são apresentados na literatura, sendo alguns deles os sistemas desenvolvidos por [4]–[9]. Destes, todos fazem uso de um banco de baterias para armazenar o excedente da energia gerada. Contudo, existem casos nos quais as baterias são conectadas diretamente ao barramento CC, como o proposto por [4]–[7], cuja estratégia, apesar de apresentar maior simplicidade, pode ocasionar oscilações de tensão e corrente no banco de baterias, justamente por não possuir um sistema que realize a carga e descarga das mesmas, tendendo a diminuir a vida útil das baterias. Já, os sistemas propostos por [8] e [9] conectam o banco de baterias ao barramento CC através de um conversor CC-CC bidirecional *Buck/Boost* com o intuito de regular a corrente e tensão no banco de baterias. Neste caso, os esforços de tensão e corrente são maiores, assim como as perdas associadas devido ao ganho necessário para que o conversor *Buck/Boost* opere conectado ao barramento CC. Neste aspecto, a conexão do conversor e do banco de baterias em níveis de tensão menores que a do barramento CC tende a mitigar esses efeitos.

O fato dos sistemas propostos por [4]–[6] e [9] não utilizarem um conversor para realizar a interface entre o sistema fotovoltaico e o barramento CC do sistema pode ser prejudicial para o funcionamento adequado do sistema e, até mesmo, causar danos permanentes na geração fotovoltaica caso uma corrente e/ou tensão reversa seja aplicada à mesma. Cabe destacar que os sistemas propostos por [4]–[9], seja por questões construtivas e operacionais, não permitem a conexão

Manuscript received 08/10/2020; First revision 01/06/2021; Accepted for publication 06/18/2021, by recommendation of Editor Demercil de Souza Oliveira Jr. <http://dx.doi.org/10.18618/REP.2021.3.0044>

de cargas trifásicas e/ou monofásicas de forma simultânea no barramento CA do sistema, uma vez que não possuem o condutor de neutro. Além disso, distúrbios ocasionados no barramento CC podem ser refletidos ao sistema fotovoltaico e ao banco de baterias, uma vez que não existe isolamento galvânica entre as fontes.

Neste sentido, este artigo propõe o uso de um conversor DAHB para realizar a interconexão de fontes renováveis de geração de energia e banco de baterias, possibilitando a implementação de sistemas híbridos para geração de energia elétrica em locais remotos/isolados. Outro aspecto importante considerado para o conversor DAHB neste artigo, diferentemente dos métodos clássicos dispostos na literatura, é a forma de modulação empregada às chaves. Mais especificamente considera-se o conversor DAHB atuando com a modulação PWM simétrica, cujas vantagens em relação à *phase-shift* são a redução na complexidade da modelagem, resultando em uma modelagem mais simplificada em relação aos métodos clássicos e, também, redução na complexidade das técnicas de controle, uma vez que como variável de controle considera-se a razão cíclica e não o ângulo de defasagem, possibilitando, desta forma, uma redução da complexidade no projeto dos controladores proporcionais-integrais utilizados para o controle das tensões e correntes do conversor DAHB. Por fim, resultados de simulação e experimentais são apresentados para validar tanto a modelagem proposta quanto os controladores projetados, garantindo assim um adequado fluxo de potência entre os sistemas CC e CA considerados.

Cabe destacar que a escolha do conversor DAHB neste sistema é devido à diminuição no número de componentes ativos (chaves) em comparação ao conversor DAB clássico. Além disso, o conversor DAHB apresenta a capacidade intrínseca de comutação suave (*soft turn-on*), já que a corrente do transformador é atrasada em relação à tensão de saída da meia ponte [10]. Devido a configuração de meia ponte (*half-bridge*), a tensão aplicada às entradas do transformador se torna metade do valor nominal. Cabe ressaltar que o objetivo deste artigo não é um estudo aprofundado acerca da topologia do conversor DAHB e sim a aplicação do mesmo na interconexão/integração de fontes renováveis, possibilitando o desenvolvimento de microrredes e sistemas híbridos de energia elétrica, visto que as características/vantagens apresentadas tornam a aplicação do conversor DAHB atrativa.

II. SISTEMA PROPOSTO

A Figura 1 apresenta o sistema proposto, no qual nota-se que a topologia do conversor DAHB consiste em duas meias pontes ativas. O conversor DAHB é o componente essencial na interconexão entre as fontes envolvidas no sistema, neste caso, um sistema fotovoltaico, um sistema hídrico e o banco de baterias. O sistema também compreende um conversor *Buck/Boost* dedicado ao controle e gerenciamento do fluxo de potência do banco de baterias, uma máquina primária (MP), um gerador de indução auto excitado (GIAE), capacitores de excitação, indutores de filtro, um compensador síncrono estático de distribuição (DSTATCOM), possibilitando um barramento de conexão CA para conexão das cargas. O sistema conta com uma carga eletronicamente controlada (ELC) conectada ao barramento CC do DSTATCOM, que é utilizada

para dissipar energia ativa em situações críticas, nas quais ocorra um excedente de energia que não possa ser utilizada ou armazenada no banco de baterias (BESS). De maneira geral, o ELC atua em conjunto com o BESS no gerenciamento do excedente de energia gerado não consumido.

O sistema conta com dois barramentos CC, sendo o primeiro o barramento primário, lado de menor tensão (*low voltage side, LVS*), ao qual conecta-se o sistema fotovoltaico e o banco de baterias. Já o segundo é o barramento CC do DSTATCOM, lado de maior tensão (*high voltage side, HVS*), conectado ao secundário do conversor DAHB. A parte CA do sistema é composta por um gerador de indução (GI) acoplado mecanicamente a uma MP de velocidade e torque constante. Além disso, para a auto excitação do gerador, é considerado um banco de capacitores conectados na configuração estrela, da qual o condutor de neutro é derivado, caracterizando o sistema de geração a quatro fios, sendo capaz de alimentar tanto cargas trifásicas quanto cargas monofásicas, podendo ser elas lineares ou não lineares. Destaca-se que o desenvolvimento da modelagem e controle do lado CA, ou seja, do DSTATCOM e GIAE, não será abordada neste artigo, uma vez que a mesma é desenvolvida e apresentada em [11]–[12].

As vantagens em se utilizar o conversor bidirecional isolado DAHB neste sistema é o isolamento galvânico entre as fontes de geração, visto que variações/distúrbios no barramento CC não são refletidas ao primário. Ademais, o conversor DAHB permite a conexão do banco de baterias em baixo nível de tensão (barramento primário, *LVS*), quando comparado à tensão no barramento CC (*HVS*), tendendo a diminuir as perdas associadas durante a carga/descarga, uma vez que o ganho do conversor utilizado é menor no barramento primário do que em relação ao barramento CC. Como o conversor DAHB permite ao sistema fluxo bidirecional de potência, as baterias podem ser carregadas tanto pela geração fotovoltaica quanto pela geração hidrelétrica. Vale ressaltar que o conversor DAHB atua na interface entre os barramentos *LVS* e *HVS* e não visa realizar o rastreamento do ponto de máxima potência, uma vez que o sistema proposto não possui conexão com a rede elétrica convencional. De forma sucinta, o conversor DAHB injeta energia no barramento CC quando o GIAE não supre a demanda das cargas. Quando o sistema fotovoltaico não possui capacidade energética suficiente para carregar BESS a plena carga, o conversor DAHB entra no modo abaixador drenando o excedente de energia do GIAE e a injetando no barramento primário. Devido a bidirecionalidade de potência do conversor DAHB, optou-se por distribuir a indutância de dispersão, característica dos conversores isolados, nos indutores L_1 e L_2 , observados na Figura 1. Desta forma, o arranjo LC resultante, proporciona filtros passa baixa de segunda ordem, auxiliando na filtragem das componentes harmônicas.

A. Princípio de Operação do Conversor DAHB com PWM Simétrico

O conversor DAHB possui dois modos distintos de operação, os quais estão associados ao próprio sistema, sendo eles o modo elevador (injetando energia no barramento CC) e o modo abaixador (drenando energia do barramento CC e injetando energia ao barramento primário) e, em ambos os modos, emprega-se a modulação PWM simétrica, resultando em duas etapas de comutação. No modo elevador têm-se as chaves do

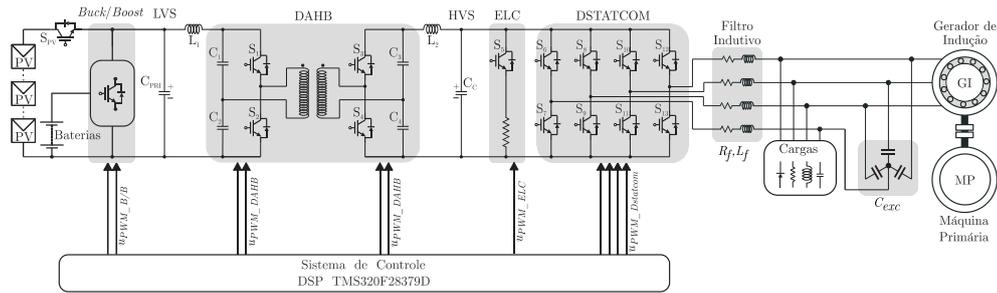


Fig. 1. Sistema de interconexão proposto com o conversor DAHB.

barramento primário, S_1 e S_2 , comutando enquanto o secundário opera como retificador. No modo abaixador, as chaves S_3 e S_4 comutam enquanto o primário atua como retificador. Como forma de exemplificação do funcionamento do conversor DAHB com a modulação PWM simétrica têm-se as Figuras 2 e 3, que demonstram o conversor DAHB atuando no modo elevador, ou seja, injetando corrente no barramento CC. Nota-se nas Figuras 2 e 3 que, no modo elevador, considera-se o barramento primário como fonte de tensão ideal V_{PRI} , enquanto que o barramento CC é composto por uma carga RC. A corrente de entrada, advinda da fonte, é representada por " I_{in} ", enquanto " I_{pt} " representa a corrente do primário do transformador. " V_{ab} " e " V_{cd} " são as tensões aplicadas aos terminais do transformador no lado primário e secundário, respectivamente. No modo abaixador o comportamento do conversor é similar com formas de onda equivalentes.

Durante a primeira etapa de comutação, dado por DT_s , a chave S_1 é acionada e a chave S_3 atua como retificador, enquanto S_2 e S_4 encontram-se desligadas, resultando no circuito da Figura 2. Neste modo, V_{ab} é a tensão do capacitor C_1 ($V_{pri}/2$), enquanto que V_{cd} é a tensão de $+V_{C1}$ multiplicado pela relação de transformação ($V_{cd} = V_{ab} \cdot n$), onde n é a relação de transformação do transformador. De forma similar, a corrente no primário do transformador " I_{pt} " é a razão entre $I_{st} \cdot n$, enquanto a corrente de entrada " I_{in} " é dada pela relação entre a corrente drenada pela carga $I_{load} \cdot n$, possuindo um valor médio não nulo. Já o circuito da Figura 3 é resultado da segunda etapa de comutação, dado por $(1-D)T_s$, no qual as chaves S_1 e S_3 encontram-se desligadas, enquanto S_2 é acionada e S_4 atua na retificação. Neste modo, V_{ab} é a tensão do capacitor C_2 ($-V_{pri}/2$),

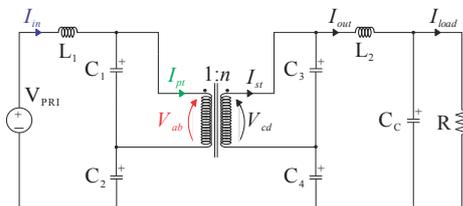


Fig. 2. Conversor DAHB com carga RC, primeira etapa de comutação.

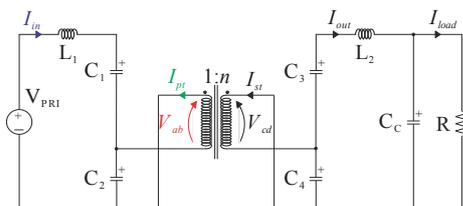


Fig. 3. Conversor DAHB com carga RC, segunda etapa de comutação.

enquanto que V_{cd} resulta no produto de $V_{ab} \cdot n$. A corrente no primário do transformador " I_{pt} " é dada pela razão entre $I_{st} \cdot n$.

Durante toda a operação com PWM simétrico, a corrente aplicada ao transformador, conforme observa-se na Figura 4, possui valor médio igual a zero, necessário para não ocorrer saturação do transformador. Já, a corrente de entrada " I_{in} " possui valor médio dado por $I_{load} \cdot n$. Cabe ressaltar que, tanto no modo elevador quanto no modo abaixador, as formas de onda para o conversor DAHB atuando com PWM simétrico possuem o mesmo comportamento. A condição demonstrada na Figura 4 representa uma razão cíclica em cada chave de 0,25, sendo que o valor máximo para a razão cíclica é 0,5 (para que o transformador não sature). Neste caso, o período de "off" será somente o do tempo morto entre as chaves.

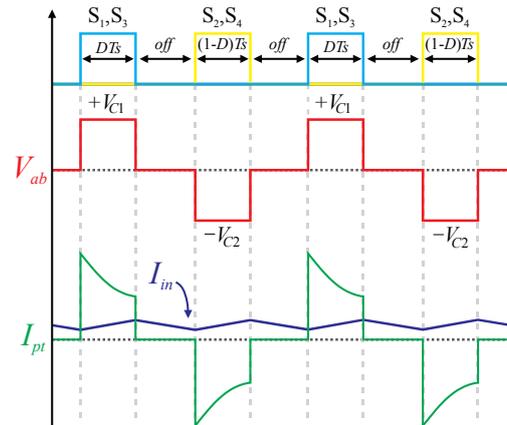


Fig. 4. Formas de onda para o conversor DAHB no modo elevador com PWM simétrico e razão cíclica de 0,25.

III. MODELAGEM MATEMÁTICA DO CONVERSOR DAHB

No estado da arte existe uma vasta gama de trabalhos que demonstram a modelagem clássica do conversor DAHB, sendo alguns deles [13]–[20], destacando-se as técnicas de espaço de estados e a chave PWM, conforme desenvolvido em [21]. Contudo, a modelagem do conversor DAHB desenvolvida neste trabalho difere dos trabalhos citados, uma vez que é empregada a modulação PWM simétrica no conversor DAHB, resultando em uma modelagem simplificada. De modo geral, é realizada a modelagem por espaço de estados considerando que o conversor DAHB opera no modo de condução contínua (CCM) com modulação PWM simétrica, resultando em duas etapas de comutação. Através destas, as equações de espaço de estados são representadas por (1) e (2).

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \quad (1)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{H}\mathbf{x}(t) + \mathbf{E}\mathbf{u}(t) \quad (2)$$

onde $\mathbf{x}(t)$ é o vetor de estados (dimensão $m \times 1$), $\mathbf{y}(t)$ é o vetor de saídas (dimensões $m \times 1$), $\mathbf{u}(t)$ é o vetor de entradas, de dimensões $q \times 1$. Em que m é relativo à ordem do circuito analisado, enquanto q é referente à quantidade de fontes consideradas. As matrizes \mathbf{H} e \mathbf{E} são de coeficientes com dimensões $m \times m$ e $m \times q$, respectivamente. Como existem duas etapas de operação, as matrizes \mathbf{A} (dimensões $m \times m$) e \mathbf{B} (dimensões $m \times q$) são obtidas através de

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= \mathbf{A}_1 D + \mathbf{A}_2 (1-D) \\ \mathbf{B} &= \mathbf{B}_1 D + \mathbf{B}_2 (1-D) \end{aligned} \quad (3)$$

em que os coeficientes subscritos “1” e “2” referem-se à primeira e segunda etapa de operação, respectivamente, enquanto que D é a razão cíclica.

A. Modelo em Espaço de Estados no Modo Elevador

A Figura 5 apresenta o circuito original do conversor DAHB operando no modo elevador. Considera-se o barramento primário como uma fonte de tensão ideal, ao passo que o secundário possui uma fonte de corrente, a qual representa os distúrbios de saída. Observa-se a representação das resistências parasitas nos indutores e capacitores, além de uma resistência de carga (R). O circuito simplificado do conversor DAHB é apresentado na Figura 6, no qual nota-se que o conversor DAHB, no modo elevador, é considerado como um conversor *Boost* LC. Algumas aproximações são consideradas neste artigo, como o capacitor $C_{3,4}$, considerado na Figura 6, que equivale ao valor do capacitor C_3 , enquanto que os capacitores C_1 e C_2 são desprezados. Os braços ativos do conversor DAHB são aproximados por uma chave, S_{DE} , e um diodo, D_{DE} , conforme pode ser observado através das Figuras 5 e 6, enquanto que a relação de transformação (n) é substituída pelo ganho estático do conversor *Boost*, obtido da razão entre a tensão de entrada e a tensão de saída, considerando a condição nominal de operação.

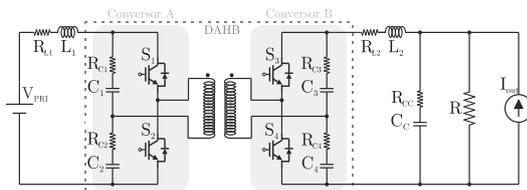


Fig. 5. Circuito do conversor DAHB no modo elevador.

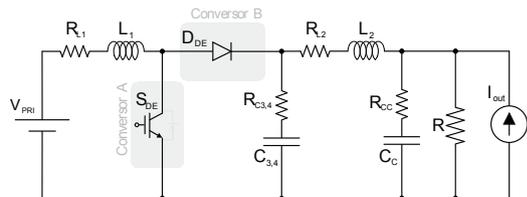


Fig. 6. Circuito simplificado do conversor DAHB no modo elevador.

A Figura 7 apresenta a primeira etapa de condução para o circuito simplificado do conversor DAHB no modo elevador,

na qual a chave S_{DE} conduz e o diodo D_{DE} está bloqueado. É possível notar a polarização dos capacitores e o fluxo de corrente direcionado ao barramento CC do sistema, capacitor C_c , enquanto que o mesmo mantém o fornecimento de energia à resistência de carga. As equações diferenciais para as correntes nos indutores L_1 e L_2 , e tensões nos capacitores $C_{3,4}$ e C_c , são obtidas ao aplicar as Leis de Kirchhoff no circuito da Figura 7, as quais são apresentadas em (4), (5), (6) e (7).

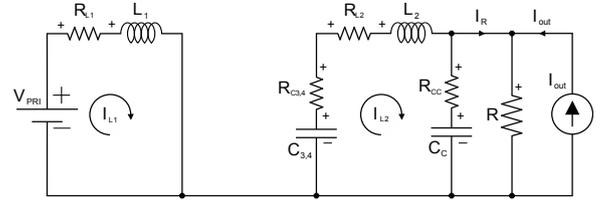


Fig. 7. Circuito simplificado do conversor DAHB no modo elevador, primeira etapa de condução.

$$I_{L1}^{\square} = \frac{V_{pri}}{L_1} - \frac{(I_{L1} R_{L1})}{L_1} \quad (4)$$

$$I_{L2}^{\square} = -\frac{I_{L2}(R_{C3,4} + R_{L2} + R_{CC})}{L_2} + \frac{V_{C3,4}}{L_2} + \frac{V_{CC}(R_{CC} - R)}{RL_2} \quad (5)$$

$$V_{C3,4}^{\square} = \frac{I_{L2}(R_{C3,4} - 1)}{C_{3,4}} \quad (6)$$

$$V_{C_c}^{\square} = \frac{I_{L2}(1 - R_{C3,4})}{C_c} + \frac{V_{C_c}(R_{CC} - 1)}{RC_c} + \frac{I_{out}(1 - R_{CC})}{C_c} \quad (7)$$

As matrizes de estados e de entrada e vetores de estados, obtidos a partir de (4), (5), (6) e (7), para a primeira etapa de condução do conversor DAHB no modo elevador são apresentadas em (8), (9) e (10). Destaca-se que as matrizes \mathbf{H} e \mathbf{E} , observadas em (2) são, uma matriz identidade de ordem 4×4 e uma matriz nula de ordem 4×2 , respectivamente.

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R_{L1}}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{(R_{C3,4} + R_{L2} + R_{CC})}{L_2} & \frac{1}{L_2} & \frac{(R_{CC} - R)}{(RL_2)} \\ 0 & \frac{(R_{C3,4} - 1)}{C_{3,4}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{(1 - R_{C3,4})}{C_c} & 0 & \frac{(R_{CC} - 1)}{(RC_c)} \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 1/L_1 & 0 \\ 0 & -R_{CC}/L_2 \\ 0 & 0 \\ 0 & (1 - R_{CC})/C_c \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \\ V_{C3,4} \\ V_{C_c} \end{bmatrix} \quad \mathbf{e} \quad \mathbf{u} = \begin{bmatrix} V_{PRI} \\ I_{out} \end{bmatrix} \quad (10)$$

A segunda etapa de condução tem como característica a chave, S_{DE} , aberta e o diodo, D_{DE} , conduzindo, resultando no circuito apresentado na Figura 8. As equações para a corrente em L_2 e tensão em C_c não sofrem mudanças, sendo as mesmas apresentadas para a primeira etapa de condução em (5) e (7).

Enquanto as equações diferenciais para a corrente L_1 e tensão em $C_{3,4}$ são apresentadas em (11) e (12).

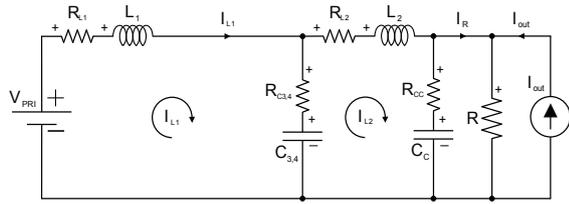


Fig. 8. Circuito simplificado do conversor DAHB no modo elevador, segunda etapa de condução.

$$I_{L1}^{\square} = \frac{V_{pri}}{L_1} - \frac{I_{L1}(R_{L1} + R_{C3,4})}{L_1} + \frac{(I_{L2}R_{C3,4})}{L_1} - \frac{V_{C3,4}}{L_1}, \quad (11)$$

$$V_{C3,4}^{\square} = \frac{I_{L1}(1 - R_{C3,4})}{C_{3,4}} + \frac{I_{L2}(R_{C3,4} - 1)}{C_{3,4}}. \quad (12)$$

As matrizes de estados e de entrada, obtidos a partir de (5) e (7) da primeira etapa, com (11) e (12) da segunda etapa são apresentadas em (13) e (14), enquanto os vetores de estados e de entrada foram apresentados em (10). De forma similar à primeira etapa, as matrizes H e E são, respectivamente, uma matriz identidade de ordem 4x4 e uma matriz nula de ordem 4x2.

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{(R_{L1} + R_{C3,4})}{L_1} & \frac{R_{C3,4}}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & -\frac{(R_{C3,4} + R_{L2} + R_{CC})}{L_2} & \frac{1}{L_2} & \frac{(R_{CC} - R)}{(RL_2)} \\ \frac{(1 - R_{C3,4})}{C_{3,4}} & \frac{(R_{C3,4} - 1)}{C_{3,4}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{(1 - R_{C3,4})}{C_c} & 0 & \frac{(R_c - 1)}{(RC_c)} \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} 1/L_1 & 0 \\ 0 & -R_{CC}/L_2 \\ 0 & 0 \\ 0 & (1 - R_{CC})/C_c \end{bmatrix}. \quad (14)$$

B. Modelo em Espaço de Estados no Modo Abaixador

A Figura 9 apresenta o circuito original do conversor DAHB no modo abaixador. Observa-se o barramento CC considerado como uma fonte de tensão ideal, a fonte de corrente I_{out} considerada como distúrbio de saída, o capacitor do barramento primário C_{PRI} e uma resistência de carga R . Assim como para a modelagem no modo elevador, algumas simplificações são realizadas, nas quais, despreza-se os capacitores C_1 e C_2 , enquanto o capacitor $C_{3,4}$ equivale à C_4 . Assim, o circuito equivalente simplificado do conversor DAHB, no modo abaixador, é apresentado na Figura 10, sendo considerado como um conversor *Buck* LC. A primeira etapa de condução é apresentada na Figura 11, na qual nota-se que a polaridade dos indutores, resistores e o sentido das malhas de corrente determinados na modelagem do modo elevador são mantidos, conforme Figuras 7 e 8. É de suma importância que o sentido das malhas de corrente seja mantido, uma vez que o conversor é bidirecional.

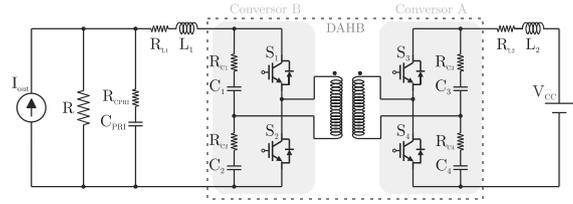


Fig. 9. Circuito do conversor DAHB no modo abaixador.

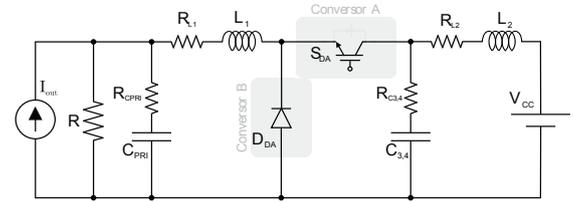


Fig. 10. Circuito simplificado do conversor DAHB no modo abaixador.

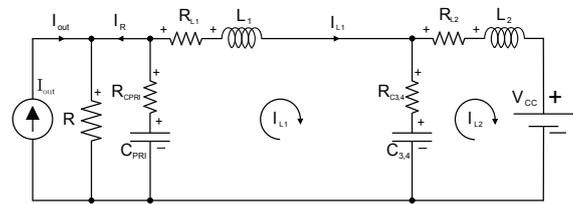


Fig. 11. Circuito simplificado do conversor DAHB no modo abaixador, primeira etapa de condução.

As equações diferenciais de corrente em L_1 e L_2 , através da análise de malhas no circuito da Figura 11, são apresentadas em (15) e (16), enquanto a análise nodal, para a tensão nos capacitores $C_{3,4}$ e C_{PRI} , resulta em (17) e (18).

$$I_{L1}^{\square} = -\frac{I_{L1}(R_{CPRI} + R_{L1} + R_{C3,4})}{L_1} + \frac{(I_{L2}R_{C3,4})}{L_1} + \frac{V_{CPRI}(R - R_{CPRI})}{(RL_1)} - \frac{V_{C3,4}}{L_1} \quad (15)$$

$$I_{L2}^{\square} = \frac{(I_{L1}R_{C3,4})}{L_2} - \frac{I_{L2}(R_{C3,4} + R_{L2})}{L_2} + \frac{V_{C3,4}}{L_2} - \frac{V_{CC}}{L_2} \quad (16)$$

$$V_{C3,4}^{\square} = \frac{I_{L1}(1 - R_{C3,4})}{C_{3,4}} + \frac{I_{L2}(R_{C3,4} - 1)}{C_{3,4}} \quad (17)$$

$$V_{CPRI}^{\square} = \frac{I_{L1}(R_{CPRI} - 1)}{C_{PRI}} + \frac{V_{CPRI}(R_{CPRI} - 1)}{(RC_{PRI})} + \frac{I_{out}(1 - R_{CPRI})}{C_{PRI}}. \quad (18)$$

A matriz de estados, matriz de entrada e vetores de estados, obtidos a partir de (15), (16), (17) e (18), para a primeira etapa de condução do conversor DAHB no modo abaixador são apresentadas em (19), (20) e (21). Conforme exposto na seção III. A, as matrizes H e E são, respectivamente, uma matriz identidade de ordem 4x4 e uma matriz nula de ordem 4x2.

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{(R_{CPRI} + R_{L1} + R_{C3,4})}{L_1} & \frac{R_{C3,4}}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & \frac{(R - R_{CPRI})}{(RL_1)} \\ \frac{R_{C3,4}}{L_2} & -\frac{(R_{C3,4} + R_{L2})}{L_2} & \frac{1}{L_2} & 0 \\ \frac{(1 - R_{C3,4})}{C_{3,4}} & \frac{(R_{C3,4} - 1)}{C_{3,4}} & 0 & 0 \\ \frac{(R_{CPRI} - 1)}{C_{PRI}} & 0 & 0 & \frac{(R_{PRI} - 1)}{(RC_{PRI})} \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -1/L_2 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & (1-R_{CPRI})/C_{PRI} \end{bmatrix} \quad (20)$$

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \\ V_{C3,4} \\ V_{CPRI} \end{bmatrix} \text{ e } \mathbf{u} = \begin{bmatrix} V_{CC} \\ I_{out} \end{bmatrix}. \quad (21)$$

A Figura 12 apresenta a segunda etapa de condução do circuito simplificado do conversor DAHB no modo abaixador. Neste modo, a chave, S_{DA} , encontra-se aberta enquanto o diodo, D_{DA} , conduz.

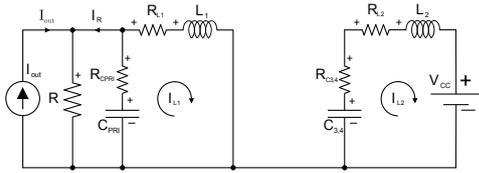


Fig. 12. Circuito simplificado do conversor DAHB no modo abaixador, segunda etapa de condução.

As equações para a segunda etapa de condução do circuito simplificado do conversor DAHB no modo abaixador são:

$$I_{L1}^\square = -\frac{I_{L1}(R_{CPRI} + R_{L1})}{L_1} + \frac{V_{CPRI}(R - R_{CPRI})}{(RL_1)}, \quad (22)$$

$$I_{L2}^\square = -\frac{I_{L2}(R_{C3,4} + R_{L2})}{L_2} + \frac{V_{C3,4}}{L_2} - \frac{V_{CC}}{L_2}, \quad (23)$$

$$V_{C3,4}^\square = \frac{I_{L2}(R_{C3,4} - 1)}{C_{3,4}}. \quad (24)$$

Analisando a Figura 12 observa-se que a componente da tensão em C_{PRI} mantém-se igual à primeira etapa, assim, a forma matricial para a segunda etapa é dada em (25) e (26), enquanto os vetores de estados são apresentados em (21). Novamente, nesta etapa as matrizes H e E são, uma matriz identidade de ordem 4×4 e uma matriz nula de ordem 4×2 , respectivamente.

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} -\frac{(R_{CPRI} + R_{L1})}{L_1} & 0 & 0 & \frac{(R - R_{CPRI})}{(RL_1)} \\ 0 & -\frac{(R_{C3,4} + R_{L2})}{L_2} & \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & \frac{(R_{C3,4} - 1)}{C_{3,4}} & 0 & 0 \\ \frac{(R_{CPRI} - 1)}{C_{PRI}} & 0 & 0 & \frac{(R_{CPRI} - 1)}{(RC_{PRI})} \end{bmatrix} \quad (25)$$

$$\mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -1/L_2 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & (1 - R_{CPRI})/C_{PRI} \end{bmatrix}. \quad (26)$$

C. Validação do Modelo Simplificado

A validação do modelo no modo elevador foi realizada a partir de simulações computacionais no ambiente Matlab®

confrontando o modelo matemático desenvolvido através do circuito equivalente simplificado disposto na Figura 6 com o circuito original do conversor DAHB, apresentado na Figura 5, sendo considerados os parâmetros apresentados na Tabela I, salientando que os valores das resistências parasitas foram obtidos através de ensaios experimentais. Cabe ressaltar que a relação de transformação (n) é de 5,4 vezes, assim, a tensão de saída ideal, no modo elevador, é de 810 V a partir de 150 V de entrada. Portanto, a razão cíclica do conversor *Boost* LC, utilizada para cálculo do modelo simplificado, possui valor de 0,8148, enquanto o circuito do conversor DAHB opera, em malha aberta, com razão cíclica de 0,5.

TABELA I
Especificações do Conversor DAHB

| Modo | Símbolo | Valor | |
|--------------------|----------------------------------|--------------------|--------------|
| Elevador/Abaixador | L_1, L_2 | 38 μ H | |
| | $C_1, C_2, C_3, C_4, C_{3,4}$ | 20 μ F | |
| | f | 40 kHz | |
| | R_{L1} | 0,0453 Ω | |
| | R_{L2} | 0,0145 Ω | |
| | R_{C1} | 0,0237 Ω | |
| | R_{C2} | 0,0242 Ω | |
| | R_{C3} | 0,0235 Ω | |
| | $R_{C4}, R_{C3,4}$ | 0,0245 Ω | |
| | Relação de transformação (n) | 5,4 vezes | |
| Elevador | V_{PRI} (entrada) | 150 V | |
| | C_C | 4700 μ F | |
| | R_{CC} | 0,1 Ω | |
| | R | 220 Ω | |
| | Abaixador | V_{CC} (entrada) | 660 V |
| | | C_{PRI} | 3000 μ F |
| R | | 6,667 Ω | |

As simulações realizadas consideraram a aplicação de distúrbios na tensão de entrada (V_{PRI}) e na corrente de saída (I_{out}). Tais distúrbios, bem como os tempos nos quais foram aplicados, estão dispostos na Tabela II. O resultado de simulação no modo elevador, para a corrente no indutor L_1 e tensão no capacitor C_C , são apresentados nas Figuras 13 e 14, respectivamente, e demonstram que o modelo simplificado do conversor DAHB é válido, apresentando comportamento condizente com o simulado frente às variações na tensão de entrada e corrente de saída, tanto em regime transitório quanto em regime permanente. Cabe destacar que a tensão no barramento CC deveria ser de 810 V, a partir de 150 V de entrada e a relação de transformação de 5,4. Esta diferença deve-se às quedas de tensão ao longo do circuito ocasionadas pelas resistências parasitas consideradas. Contudo, este efeito não invalida o modelo apresentado, uma vez que a tensão a ser mantida pelo conversor DAHB, em malha fechada, é de 660 V.

TABELA II
Variações na Tensão de Entrada (V_{PRI}) e Corrente de Saída (I_{out}) para Validação do Modelo no Modo Elevador

| Var. | V_{PRI} (V) | | | | I_{out} (A) | | | |
|-------|---------------|-----|-----|-----|---------------|------|------|------|
| | +5 | -5 | -5 | +5 | +0,5 | -0,5 | -0,5 | +0,5 |
| t (s) | 0,5 | 1,0 | 1,5 | 2,0 | 2,5 | 3,0 | 3,5 | 4,0 |

O modelo matemático no modo abaixador foi validado a partir de simulações computacionais no Matlab® confrontando o modelo através do circuito equivalente simplificado disposto na

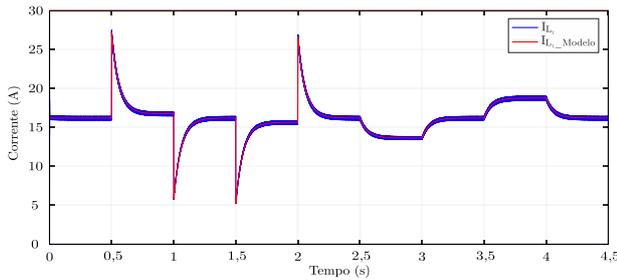


Fig. 13. Corrente no indutor L_1 para o conversor DAHB no modo elevador.

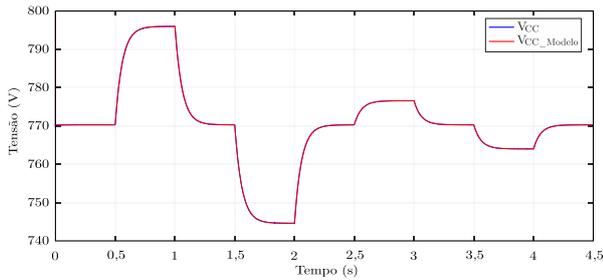


Fig. 14. Tensão no capacitor C_{PRI} para o conversor DAHB no modo elevador.

Figura 10 com o circuito original do conversor DAHB, apresentado na Figura 9. Em ambiente computacional, considerou-se a fonte V_{CC} com valor inicial de 660 V e a resistência de carga (R) drenando cerca de 15 A (corrente máxima do primário). Distúrbios em V_{CC} e I_{out} são aplicados, cujos valores estão dispostos na Tabela III. Tendo em vista que a relação de transformação (n) é de 5,4 vezes, a tensão de saída ideal é de 122,22 V a partir de 660 V de entrada. Portanto, a razão cíclica do conversor *Buck* LC, utilizada para cálculo do modelo simplificado, possui valor de 0,1851, enquanto o circuito do conversor DAHB opera, em malha aberta, com razão cíclica de 0,5. As Figuras 15 e 16 apresentam o resultado de simulação para a corrente no indutor L_1 e tensão no capacitor C_{PRI} , respectivamente. Com base nos resultados apresentados observa-se a validade do modelo simplificado do conversor DAHB, sendo possível verificar que o comportamento frente às variações de tensão e corrente, tanto em regime transitório quanto em regime permanente, são condizentes. Destaca-se, de forma similar, o efeito das resistências parasitas no circuito, ocasionando quedas de tensão.

As funções de transferências (FTs) que relacionam a corrente com a razão cíclica e tensão com a corrente no indutor L_1 , para o modo elevador, são apresentadas em (27) e (28), respectivamente. De forma similar, para o modo abaixador, as FTs que relacionam a corrente no indutor L_1 com a razão cíclica e tensão com a corrente, são apresentadas, respectivamente, em (29) e (30). Destaca-se que as FTs (28) e (30) foram simplificadas, visto que existe o cancelamento natural de polos e zeros. Cabe ressaltar que as FTs são relacionadas com a razão

TABELA III

Variações na Tensão de Entrada (V_{CC}) e Corrente de Saída (I_{out}) para Validação do Modelo no Modo Abaixador

| Var. | V_{CC} (V) | | | | I_{out} (A) | | | |
|-------|--------------|-----|-----|-----|---------------|------|------|------|
| | +25 | -25 | -25 | +25 | +1,0 | -1,0 | -1,0 | +1,0 |
| t (s) | 0,5 | 1,0 | 1,5 | 2,0 | 2,5 | 3,0 | 3,5 | 4,0 |

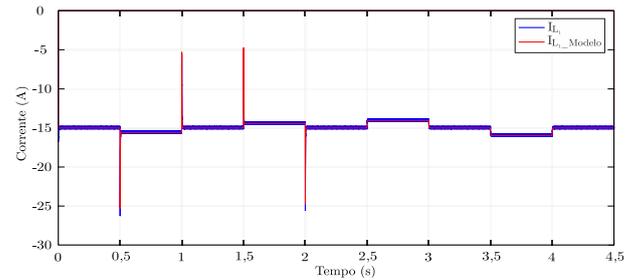


Fig. 15. Corrente no indutor L_1 para o conversor DAHB no modo abaixador.

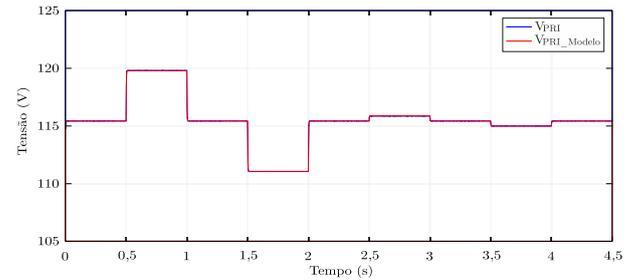


Fig. 16. Tensão no capacitor C_{PRI} para o conversor DAHB no modo abaixador.

cíclica, justamente por esta ser a ação de controle associada à modulação PWM simétrica aplicada ao conversor DAHB, tendo em vista que a corrente que circula no indutor pode ser controlada pelo tempo que a chave permanece acionada. De forma similar, a tensão no capacitor é uma função da corrente inserida no mesmo, assim, a tensão no capacitor pode ser controlada através da corrente e a corrente controlada por intermédio da razão cíclica.

$$G_{IDE}(s) = \frac{2,0295 \cdot 10^7 \cdot (s + 0,259) \cdot (s^2 + 885,85s + 2,05 \cdot 10^8)}{(s + 1,83 \cdot 10^3) \cdot (s + 2,65) \cdot (s^2 + 885,85s + 2,11 \cdot 10^8)} \quad (27)$$

$$G_{VDE}(s) = \frac{-2,16 \cdot 10^5 \cdot (s - 3,5 \cdot 10^4)}{(s + 0,259) \cdot (s^2 + 885,85s + 2,05 \cdot 10^8)} \quad (28)$$

$$G_{IDA}(s) = \frac{-1,734 \cdot 10^7 \cdot (s + 6,2) \cdot (s^2 + 780,9s + 2,04 \cdot 10^8)}{(s + 1,76 \cdot 10^3) \cdot (s + 116,07) \cdot (s^2 + 854,8s + 2,11 \cdot 10^8)} \quad (29)$$

$$G_{VDA}(s) = \frac{-300}{(s + 6,2)} \quad (30)$$

Onde G_{IDE} e G_{VDE} são as FTs em malha aberta não compensadas da corrente e tensão, respectivamente, para o conversor DAHB no modo elevador. Enquanto, G_{IDA} e G_{VDA} são as FTs em malha aberta não compensadas para o conversor DAHB no modo abaixador. Cabe ressaltar que as FTs apresentadas em (27), (28), (29), e (30) foram obtidas através da solução numérica das matrizes obtidas pela modelagem do conversor DAHB e dos parâmetros apresentados na Tabela I.

IV. PROJETO DOS CONTROLADORES

Os controladores do conversor DAHB possuem malha dupla nos dois modos de operação, as quais são compostas por uma malha interna (MI) de corrente e uma malha externa (ME) de tensão, cujas estruturas de controle são apresentadas nas Figuras 17 e 18 para o modo elevador e abaixador, respectivamente. As referências de corrente são fornecidas

pelos controladores de tensão de cada modo (elevador e abaixador), enquanto que a referência de tensão é setada em 660 V e 100 V para o modo elevador e abaixador, respectivamente. Observa-se a utilização da corrente no indutor L_1 , cuja relação com L_2 é dada pela relação de transformação (n), para realimentar o controle de corrente.

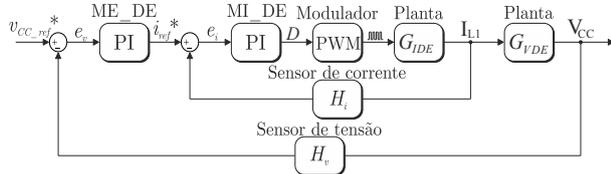


Fig. 17. Estrutura das malhas de controle do conversor DAHB no modo elevador.

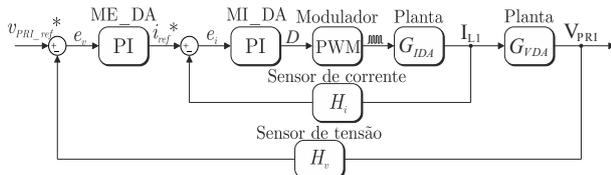


Fig. 18. Estrutura das malhas de controle do conversor DAHB no modo abaixador.

Os controladores são projetados com base nas funções de transferência previamente obtidas, conforme (27), (28), (29) e (30), e possuem como critérios mínimos a margem de fase (MG) de 60° . Além disso, para o modo elevador definiu-se como frequência de corte (f_c) de 1 kHz para a malha interna e 10 Hz para a malha externa, enquanto o modo abaixador tem 4 kHz e 10 Hz de frequência de corte para a malha interna e externa, respectivamente. Para atender estas especificações, empregou-se controladores com ação proporcional e integral (PI), com a função de transferência dada por

$$G_{PI}(s) = \frac{Kp \cdot (s + fz)}{s} \quad (31)$$

onde Kp é o ganho proporcional e fz é a frequência do zero do PI. Os parâmetros dos controladores foram obtidos através do método de alocação de polos e zeros analisando o diagrama de Bode da respectiva FT. Os ganhos e frequência dos zeros do PI para cada controlador são apresentados na Tabela IV, onde MI_DE e ME_DE representam a malha interna e externa, respectivamente, para o modo elevador. Já, MI_DA e ME_DA representam, respectivamente, a malha interna e externa para o modo abaixador.

TABELA IV

Especificações dos Controladores do Conversor DAHB

| Controlador | Kp | fz (Hz) |
|-------------|-------------|-----------|
| MI DE | 0,00031788 | 1800 |
| ME DE | 1,7058 | 0,18 |
| MI DA | -0,00099505 | 5500 |
| ME DA | -0,20944 | 6,2 |

Os diagramas de Bode das FT's da malha interna apresentada em (27), para o conversor DAHB no modo elevador, não compensada (NC) e compensada (C), é apresentada na Figura 19. É possível observar o atendimento

dos requisitos, como fc de 1 kHz e MG superior a 60° . De forma similar, na Figura 20 são apresentados os diagramas de Bode para as FT's da malha externa para o modo elevador (28) em malha aberta NC e C. Já os diagramas de Bode da malha interna para o modo abaixador, cuja FT é apresentada em (29), em malha aberta NC e C, são apresentados na Figura 21. Observa-se a fc de 4 kHz e MG superior a 60° . A Figura 22 apresenta os diagramas de Bode para a FT da malha externa, do modo abaixador (30), em malha aberta NC e C. Nota-se que, tanto fc quanto a MG atendem aos critérios de projeto. Ressalta-se que os picos de ressonância observados se originam da combinação

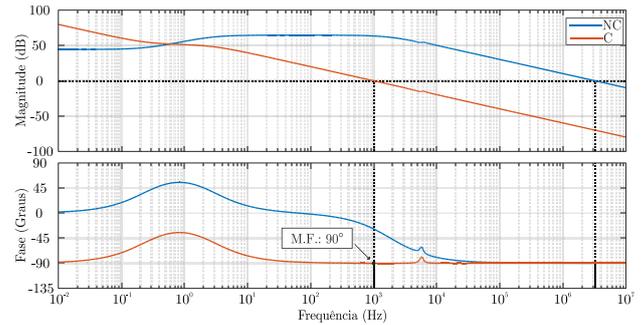


Fig. 19. Diagrama de bode em malha aberta NC e C da função G_{IDE} .

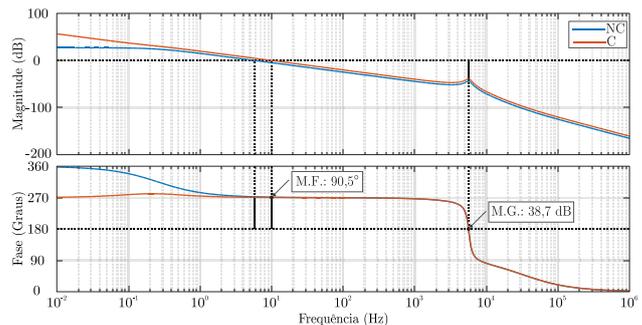


Fig. 20. Diagrama de bode em malha aberta NC e C da função G_{VDE} .

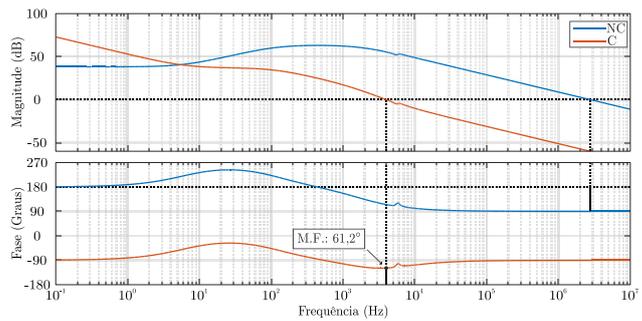


Fig. 21. Diagrama de bode em malha aberta NC e C da função G_{IDA} .

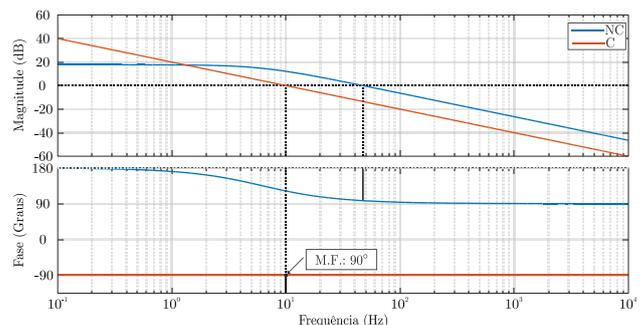


Fig. 22. Diagrama de bode em malha aberta NC e C da função G_{VDA} .

LC entre os capacitores do conversor DAHB com os indutores dispostos nos barramentos primário e secundário.

As equações de diferenças discretas, apresentadas em (32) e (33) são respectivas à malha externa e interna no modo elevador, enquanto que (34) e (35) são respectivas às malhas externa e interna no modo abaixador. As equações de diferenças discretas são obtidas com a discretização dos controladores através do método de *Tustin* com período de $1/f$ e são utilizadas para implementação digital dos controladores no DSP TMS320F28379D para obtenção dos resultados experimentais.

$$u_{vcc}[k] = u_{vcc}[k-1] + 1,705e_{vcc}[k] - 1,705e_{vcc}[k-1] \quad (32)$$

$$u_{ilide}[k] = u_{ilide}[k-1] + 0,00036e_{ilide}[k] - 0,00027e_{ilide}[k-1] \quad (33)$$

$$u_{vpri}[k] = u_{vpri}[k-1] - 0,2095e_{vpri}[k] + 0,2093e_{vpri}[k-1] \quad (34)$$

$$u_{ilida}[k] = u_{ilida}[k-1] - 0,0014e_{ilida}[k] + 0,00056e_{ilida}[k-1]. \quad (35)$$

Onde $u_{vcc}[k]$ é a referência de corrente e $u_{ilide}[k]$ é a ação de controle (razão cíclica) no modo elevador. Já, $u_{vpri}[k]$ é a referência de corrente e $u_{ilida}[k]$ é a ação de controle (razão cíclica) no modo abaixador.

V. RESULTADOS

Os resultados apresentados demonstram o funcionamento do conversor DAHB em malha fechada, com o propósito de validar o conversor e controladores projetados.

A. Resultados de Simulação no Modo Elevador

De forma a validar o conversor DAHB no modo elevador, desenvolveu-se, em ambiente computacional no Matlab®, uma simulação do circuito apresentado na Figura 5. Foram aplicados distúrbios na tensão de entrada e variações de carga, os quais, estão dispostos na Tabela V. Os resultados desta simulação são apresentados nas Figuras 23 e 24, onde é possível notar que os controladores projetados mantêm a tensão V_{CC} regulada em 660 V mesmo havendo distúrbios de entrada e saída. Cabe destacar que a referência de corrente provém da malha externa de tensão, resultando no comportamento transitório observado frente a distúrbios de carga.

TABELA V
Variações de tensão de entrada (V_{PRI}) e de carga para o conversor DAHB no modo elevador

| Var. | V_{PRI} (V) | | | | P_{carga} (kW) | | | |
|-------|---------------|-----|-----|-----|------------------|------|------|------|
| Dist. | +5 | -5 | -5 | +5 | 1,8 | 0,91 | 0,45 | 0,91 |
| t (s) | 0,5 | 1,0 | 1,5 | 2,0 | 2,5 | 3,0 | 3,5 | 4,0 |

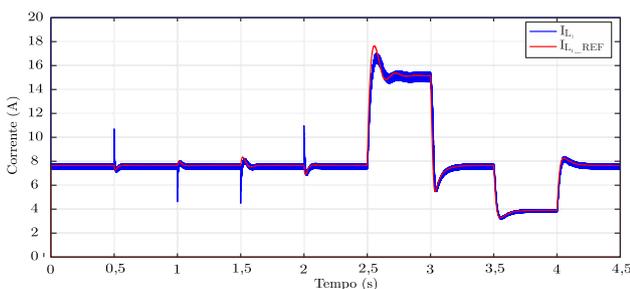


Fig. 23. Resultado de simulação: corrente no indutor L_1 , validação do controlador de corrente do conversor DAHB no modo elevador.

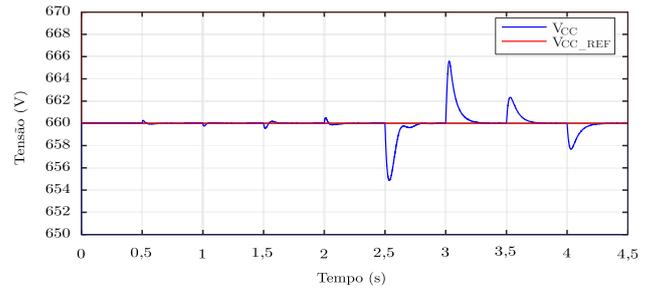


Fig. 24. Resultado de simulação: tensão no capacitor C_c , validação do controlador de tensão do conversor DAHB no modo elevador.

B. Resultados de Simulação no Modo Abaixador

Para validar o conversor DAHB em malha fechada realizou-se uma simulação no Matlab®, do circuito apresentado na Figura 9, na qual aplicou-se distúrbios na tensão de entrada e variações de carga, os quais, estão dispostos na Tabela VI. Salientando que no modo abaixador a tensão de entrada é a tensão no barramento CC (V_{CC}). Os resultados são apresentados nas Figuras 25 e 26, onde é possível verificar que os controladores projetados mantêm a tensão do barramento primário regulada em 100 V. Lembrando que a referência de corrente provém da malha externa de tensão, cujo comportamento transitório resulta dos distúrbios de carga.

TABELA VI
Variações de tensão de entrada (V_{CC}) e de carga para o conversor DAHB no modo abaixador

| Var. | V_{CC} (V) | | | | P_{carga} (kW) | | | |
|-------|--------------|-----|-----|-----|------------------|------|------|------|
| Dist. | +25 | -25 | -25 | +25 | 1,5 | 0,75 | 0,38 | 0,75 |
| t (s) | 0,5 | 1,0 | 1,5 | 2,0 | 2,5 | 3,0 | 3,5 | 4,0 |

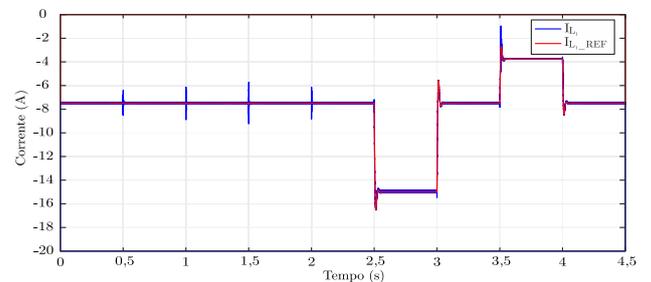


Fig. 25. Resultado de simulação: corrente no indutor L_1 , validação do controlador de corrente do conversor DAHB no modo abaixador.

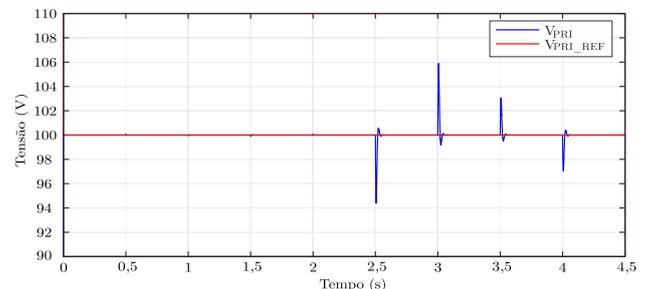


Fig. 26. Resultado de simulação: tensão no capacitor C_{PRI} , validação do controlador de tensão do conversor DAHB no modo abaixador.

C. Resultados Experimentais no Modo Elevador

Utilizou-se uma fonte de tensão CC de entrada (V_{PRI}), a qual foi regulada em 125 V. Esta condição permite a verificação do funcionamento do conversor quando a tensão se apresenta

abaixo da nominal (150 V), aumentando os esforços tanto do conversor quanto dos controladores desenvolvidos. Aplicou-se degraus de tensão de entrada, V_{PRI} , e de carga, por intermédio de uma carga eletrônica. A tensão V_{CC} , conforme observa-se na Figura 27, manteve-se regulada em 660 V conforme imposto pela referência, independentemente dos distúrbios de tensão em V_{PRI} e de carga aplicados. A Figura 28 expõe a corrente drenada do barramento primário e a corrente injetada no barramento CC durante os testes.

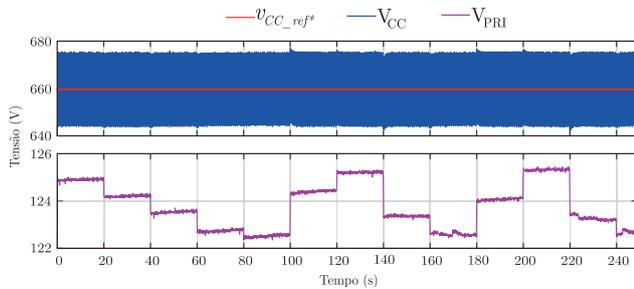


Fig. 27. Resultados experimentais: tensão de entrada (V_{PRI}), de saída (V_{CC}) e referência para o conversor DAHB no modo elevador.

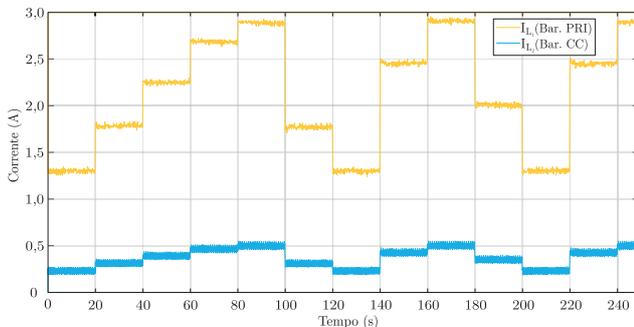


Fig. 28. Resultados experimentais: corrente drenada do barramento primário (indutor L_1) e injetada no barramento CC (indutor L_2) para o conversor DAHB no modo elevador.

D. Resultados Experimentais no Modo Abaixador

O conversor DAHB no modo abaixador visa regular em 100 V a tensão no barramento primário para que o conversor *Buck/Boost* realize a carga do banco de baterias. Como fonte de tensão de entrada (V_{CC}) utilizou-se uma fonte controlada de 622 V oriunda de uma ponte retificadora, enquanto os degraus de carga foram aplicados por intermédio de uma carga eletrônica conectada ao barramento primário. A tensão V_{PRI} , conforme observa-se na Figura 29, manteve-se regulada em 100 V segundo imposto pela referência, independentemente dos distúrbios aplicados. Nota-se na Figura 29 que a tensão do barramento CC apresenta oscilações de tensão, sendo estas oriundas do processo de retificação e consideradas como distúrbios de entrada.

A Figura 30 apresenta a corrente drenada do barramento CC (indutor L_2) e injetada no barramento primário (indutor L_1) durante os testes realizados. Vale destacar que o efeito da retificação observado na Figura 29 em V_{CC} também é observado na corrente drenada do barramento CC (indutor L_2) através da Figura 30. Porém, devido a isolamento do conversor, esses efeitos não são refletidos ao barramento primário, sendo perceptível através da tensão V_{PRI} na Figura 29 e da corrente injetada ao barramento primário (indutor L_1) na Figura 30, comprovando, desta forma, a vantagem da isolamento galvânica do sistema. Vale

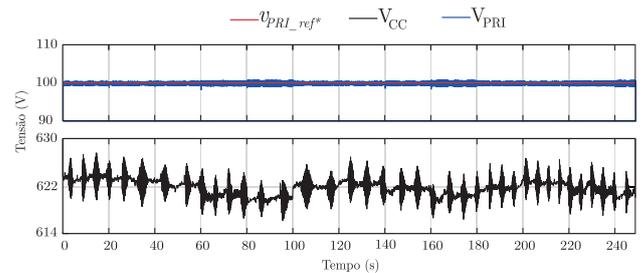


Fig. 29. Resultados experimentais: tensão de entrada (V_{CC}), de saída (V_{PRI}) e referência para o conversor DAHB no modo abaixador.

ressaltar o sentido das correntes, que no modo elevador são positivas (injetando corrente no barramento CC) conforme verifica-se na Figura 28. Já, quando no modo abaixador, as correntes possuem sinal negativo (drenando corrente do barramento CC) conforme exposto na Figura 30. A bancada experimental desenvolvida é apresentada na Figura 31.

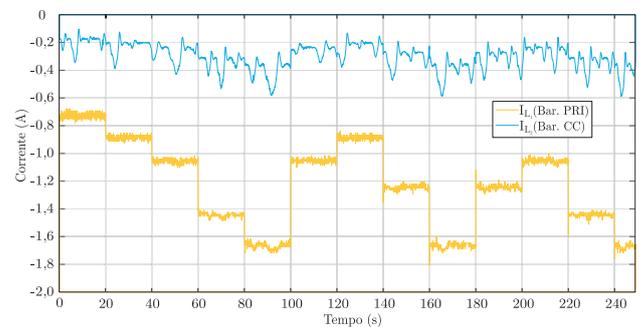


Fig. 30. Resultados experimentais: corrente drenada do barramento CC (indutor L_2) e injetada no barramento primário (indutor L_1) para o conversor DAHB no modo abaixador.

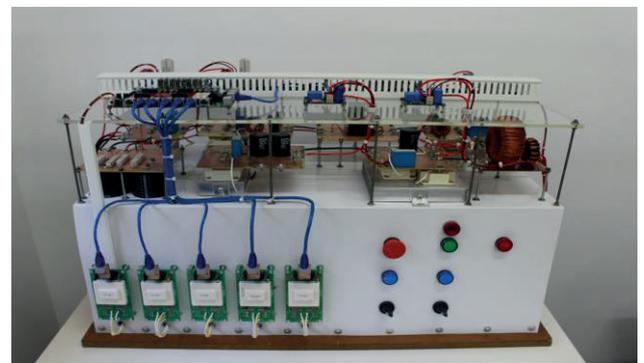


Fig. 31. Bancada experimental desenvolvida.

VI. CONCLUSÕES

Neste artigo foi proposto um sistema de interconexão de fontes para geração de energia. O sistema está fundamentado na utilização de uma fonte fotovoltaica associada a um GIAE, além de um sistema de armazenamento de energia em baterias. A integração das múltiplas fontes é realizada por meio do conversor bidirecional isolado DAHB. Neste conversor foi utilizada a modulação PWM simétrica, possibilitando a modelagem matemática de maneira simplificada, a partir da qual é realizado o projeto dos controladores proporcionais integrais. O conversor DAHB é responsável pela interface entre as fontes de energia, bem como pelo gerenciamento do fluxo de potência entre os barramentos CC, ou entre os sistemas de

energia considerados. Para o adequado funcionamento do sistema, foram utilizados controladores dedicados à cada modo de operação do sistema. As aproximações realizadas para a modelagem simplificada do conversor DAHB demonstraram-se adequadas, uma vez que o comportamento tanto em regime transitório quanto em regime permanente perante distúrbios de entrada e saída se mostraram satisfatórios. Os controladores projetados possuem ação proporcional e integral em todas as malhas de controle do conversor DAHB, sendo os critérios de margem de fase mínima e frequência de corte plenamente atendidos pelos controladores. Por fim, o conversor DAHB e os controladores foram validados através de simulações computacionais e resultados experimentais acerca dos modos elevador e abaixador frente a distúrbios de entrada e saída. Cabe ressaltar a importância da isolação galvânica proporcionada pelo conversor DAHB ao sistema, visto que distúrbios ocorridos no barramento CC não são refletidos ao barramento primário e vice-versa. É possível notar que a dinâmica dos resultados experimentais do conversor DAHB, tanto no modo elevador quanto no modo abaixador, são satisfatórios e adequados ao sistema de geração de energia proposto.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem ao Instituto Nacional de Tecnologia e Desenvolvimento em Geração Distribuída (INCT-GD), processo CNPq n° 465640/2014-1, processo CNPq n° 306490/2017-0, processo CAPES n° 23038.000776/2017-54 e processo FAPERGS n° 17/2551-0000517-1. Este estudo foi financiado em parte pela Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior – Brasil (CAPES/PROEX) – Código Financeiro 001.

REFERÊNCIAS

- [1] Y. Guan, J. C. Vasquez, J. M. Guerrero, D. Wu, W. Feng and Y. Wang. “Frequency Stability of Hierarchically Controlled Hybrid Photovoltaic-Battery-Hydropower Microgrids”. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2014.
- [2] A. Beluco, P. K. Souza and A. Krenzinger. “PV hydro hybrid systems”. *IEEE Latin America Transactions*, vol. 6, no. 7, December 2008.
- [3] J. M. Guerrero, P. C. Loh, T. L. Lee and M. Chandorkar. “Advanced Control Architectures for Intelligent Microgrids – Part II: Power Quality, Energy Storage, and AC/DC Microgrids”. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 4, April 2013.
- [4] R. Muhida, A. Mostavan, W. Sujatmiko, M. Park and K. Matsuura. “The 10 years operation of a PV-micro-hydro hybrid system in Taratak, Indonesia”. *Solar Energy Materials & Solar Cells* 67, 2001.
- [5] J. Kenfack, F. P. Neirac, T. T. Tatietsé, D. Mayer, M. Fogue and A. Lejeune. “Microhydro-PV-hybrid system: Sizing a small hydro-PV-hybrid system for rural electrification in developing countries”. *Renewable Energy* 34, 2009.
- [6] B. Jena and A. Choudhury. “Voltage and Frequency Stabilisation In a Micro-Hydro-PV Based Hybrid Microgrid Using FLC Based STATCOM Equipped with BESS”. *International Conference on Circuits Power and Computing Technologies [ICCPCT]*, 2017.
- [7] U. K. Kalla, B. Singh, S. S. Murthy. “Slide mode control of microgrid using small hydro driven single-phase SEIG integrated with solar PV array”. *IET Renew. Power Gener.*, vol 11 Iss. 11, pp 1464-1472, 2017.
- [8] Seema and B. Singh. “Intelligent Control of SPV-Battery-Hydro Based Microgrid”. *IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, 2016.
- [9] M. Rezkallah, S. Sharma, A. Chandra and B. Singh. “Hybrid Standalone Power Generation System Using Hydro-PV-Battery for Residential Green Buildings”. *41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2015.
- [10] W. Xu, Z. Guo, S. M. Tayebi, S. Rajendran, A. Sun, R. Yu and A. X. Huang. “Hardware Design and Demonstration of a 100kW, 99% Efficiency Dual Active Half Bridge Converter Based on 1700V SiC Power MOSFET”. *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2020.
- [11] L. G. Scherer, R. F. de Camargo. Controle de Frequência e Tensão de Micro Centrais Hidrelétricas que Utilizam Geradores de Indução Auto-excitados com Emprego da Modelagem Não Linear de Turbinas Hidráulicas. *Eletrônica de Potência*, n. 4, v. 17, p. 690-701, November 2012.
- [12] C. B. Tischer, L. G. Scherer, R. F. de Camargo. Topologia Híbrida Trifásica a Três Fios para Regulação de Tensão em Sistemas de Geração Baseados em Gerador de Indução Autoexcitado. *Eletrônica de Potência*, n. 1, v. 20, p. 40-49, February 2015.
- [13] M. Wang, Y. Du, S. Lukic and A. Q. Huang. “Small-Signal Analysis and Modeling of the Dual Active Half Bridge Converter”. *Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2012.
- [14] A. Amin, M. Shousha, A. Prodic, B. Lynch. “A Transformerless Dual Active Half-Bridge DC-DC Converter for Point-of-Load Power Supplies”. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2015.
- [15] S. Chakraborty and S. Chattopadhyay. “Minimum-RMS-Current Operation of Asymmetric Dual Active Half-Bridge Converters With and Without ZVS”. *IEEE Transactions On Power Electronics*, vol. 32, no. 7, July 2017.
- [16] B. Han, C. Bai, J. S. Lee and M. Kim. “Repetitive Controller of Capacitor-Less Current-Fed Dual-Half-Bridge Converter for Grid-Connected Fuel Cell System”. *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, vol. 65, no. 10, October 2018.
- [17] K. Xiangli, S. Li and K. M. Smedley. “Decoupled PWM Plus Phase-Shift Control for a Dual-Half-Bridge Bidirectional DC-DC Converter”. *IEEE Transactions On Power Electronics*, vol. 33, no. 8, August 2018.
- [18] F. Gao and D. Rogers. “Duty-cycle plus phase-shift control for a dual active half bridge based bipolar DC microgrid”. *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2018.
- [19] S. Wu, L. Li, W. Liu. “Sensorless Current Sharing Method for Two Module Input-Parallel Output-Parallel (IPOP) Connected Dual Active Half-Bridge (DAHB) Converters”. *14th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, 2019.
- [20] H. Shi, K. Sun, H. Wu and Y. Li. “A Unified State-Space Modeling Method for a Phase-Shift Controlled

Bidirectional Dual-Active Half-Bridge Converter”. *IEEE Transactions On Power Electronics*, vol. 35, no. 3, march 2020.

- [21] G. C. Silveira, F. L. Tofoli; L. D. S. Bezerra, R. P. Torrico-Bascopé. “Analysis and small-signal modeling of a non isolated high voltage step-up dc-dc boost converter”. *IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, 2015.

DADOS BIOGRÁFICOS

Maicon Luís Flach, nascido em 21/06/1995 em Itapiranga-SC, é engenheiro eletricitista (2018), mestre (2020) e doutorando em Engenharia Elétrica pela Universidade de Federal de Santa Maria (UFSM). Suas áreas de interesse são: eletrônica de potência, qualidade do processamento da energia elétrica, sistemas de controle eletrônicos, acionamento de máquinas elétricas e fontes renováveis. É membro da SOBRAEP.

Lucas Giuliani Scherer, nascido em 08/10/1983 em Santa Maria, é engenheiro eletricitista (2007), mestre (2012) e doutor em Engenharia Elétrica (2016) pela Universidade Federal de Santa Maria (UFSM). Atualmente é professor adjunto da UFSM. Suas áreas de interesse são: eletrônica de potência, processamento de energia elétrica, sistemas de controle eletrônicos, sistemas de geração distribuídas e acionamentos de máquinas elétricas. É membro da SOBRAEP.

Robinson Figueiredo de Camargo, nascido em 12/08/1976 em Santa Maria-RS, é engenheiro eletricitista (2000), mestre (2002) e doutor em Engenharia Elétrica (2006) pela Universidade Federal de Santa Maria. Ele foi coordenador do Curso de Engenharia de Controle e Automação de 2010-2012. Atualmente é Chefe do Departamento de Processamento de Energia Elétrica. Suas áreas de interesse são: fontes de geração renováveis, métodos de sincronização, qualidade de energia, DSTATCOM e filtros ativos de potência. É membro da SOBRAEP.