

# Aplicação do Conversor *Dual Active Half-Bridge* no Gerenciamento de Múltiplas Fontes em Sistemas de Geração Energia

Maicon Luís Flach

*Department of Electrical  
Engineering*

*Federal University of Santa Maria  
Santa Maria, Brazil  
flach.eng@gmail.com*

Lucas Giuliani Scherer

*Department of Mechanical  
Engineering*

*Federal University of Santa Maria  
Santa Maria, Brazil  
lgscherer@gmail.com*

Robinson Figueiredo de Camargo

*Power Processing Engineering  
Department*

*Federal University of Santa Maria  
Santa Maria, Brazil  
robinson.camargo@gmail.com*

**Resumo** — Este trabalho apresenta a aplicação do conversor *Dual Active Half-Bridge* (DAHB) no gerenciamento de múltiplas fontes em sistemas de geração de energia. O sistema emprega uma geração fotovoltaica (PV), um banco de baterias para armazenamento (ESS) do excedente não consumido, associados a uma geração CA composta de gerador de indução auto excitado (GIAE) e um compensador síncrono estático de distribuição (DSTATCOM). Neste artigo dá-se ênfase ao gerenciamento da energia excedente, gerada pelo GIAE, não consumida pelas cargas. Para o funcionamento do conversor DAHB emprega-se a modulação PWM simétrica, e, com base nesta modulação, desenvolve-se a modelagem matemática do conversor DAHB. O projeto dos controladores é realizado com base na modelagem desenvolvida. Por fim, resultados de simulação e experimentais validam o conversor DAHB e os controladores projetados.

**Keywords**—DAHB, DSTATCOM, ESS, GIAE, PV.

## I. INTRODUÇÃO

A interconexão/integração de fontes de energia, possibilitando o desenvolvimento de microrredes, teve avanços significativos à medida que a eletrônica de potência evoluiu. Neste aspecto, diferentes tipos de fontes de energia podem ser empregadas, tais como energia eólica ou fotovoltaica (PV). As microrredes híbridas isoladas compostas por fonte fotovoltaica, banco de baterias e fonte hidrelétrica foram implantadas como uma solução viável para suprir a inexistência de eletricidade local. Estas configurações tornam-se estratégias interessantes sob o ponto de vista da eliminação/mitigação de flutuações de energia, bem como no aumento da confiabilidade e disponibilidade de energia elétrica, especialmente em estações nas quais as condições climáticas são desfavoráveis à geração de energia através de hidrelétricas. Além disso, as microrredes híbridas Hidro-PV podem complementar diferentes fontes de energia, principalmente em locais remotos/isolados com abundante irradiância solar [1]–[3].

Diversos sistemas híbridos isolados são propostos na literatura [4]–[9], destes, destaca-se que todos empregam uma estratégia para armazenamento do excedente de energia não consumido, sendo o armazenamento realizado em banco de baterias. Entretanto, algumas topologias propõem a não utilização de técnicas para carga/descarga do banco de baterias, como é o caso dos sistemas desenvolvidos por [4]–[7]. Nestes

sistemas as baterias são conectadas diretamente ao barramento CC. Apesar de apresentar maior simplicidade, esta estratégia tende a ocasionar oscilações de tensão e corrente no banco de baterias, sendo prejudicial às mesmas. Já os sistemas propostos por [8]–[9] conectam o banco de baterias ao barramento CC através de um conversor CC–CC bidirecional *Buck/Boost*. Destaca-se ainda que os sistemas propostos por [4]–[6] e [9] não utilizam conversor dedicado ao sistema fotovoltaico, enquanto que [7]–[8] fazem uso de um conversor *Boost* conectado ao sistema fotovoltaico para interface entre o PV e o barramento CC do sistema. Os sistemas apresentados em [4]–[9] não permitem a conexão de cargas trifásicas e/ou monofásicas de forma simultânea no lado CA (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.

Este artigo apresenta a aplicação do conversor DAHB no gerenciamento de múltiplas fontes para geração de energia. Mais especificamente, o conversor DAHB gerencia o fluxo de potência entre as fontes envolvidas no sistema, sendo elas uma fonte fotovoltaica, banco de baterias e uma fonte CA formada por um gerador de indução auto excitado (GIAE) e compensador síncrono estático de distribuição (DSTATCOM). Contudo, este artigo tem enfoque no gerenciamento da energia excedente, gerada pelo GIAE, que não é consumida pelas cargas. Para o funcionamento do conversor DAHB empregou-se a modulação PWM simétrica, resultando, neste caso, em uma operação mais simplificada com relação à modulação *phase-shift*. A modelagem matemática do conversor DAHB é desenvolvida de maneira simplificada, resultado das etapas de operações básicas deste conversor utilizando PWM simétrico. Por fim, são apresentados resultados de simulação e experimentais que validam o conversor DAHB e os controladores projetados.

## II. SISTEMA PROPOSTO

A Fig. 1 apresenta a topologia proposta, sendo empregado um sistema fotovoltaico, hídrico e banco de baterias. O conversor DAHB visa realizar a interconexão entre as fontes envolvidas no sistema. O sistema ainda emprega um conversor *Buck/Boost* dedicado a carga/descarga do banco de baterias.

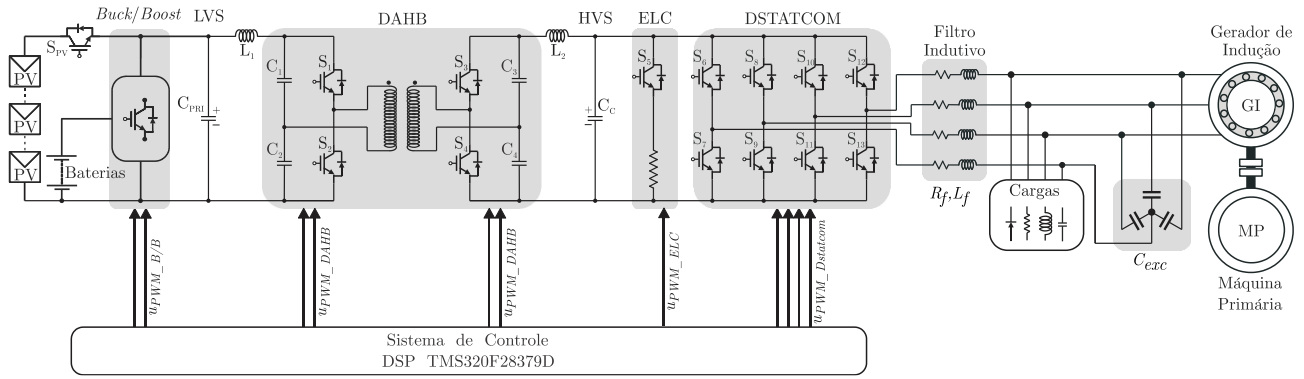


Fig. 1. Sistema de interconexão proposto empregando o conversor DAHB.

Nota-se, também, uma máquina primária (MP), um GIAE, capacitores de excitação, indutores de filtro, um DSTATCOM, cargas e um barramento de conexão CA. Diversas são as vantagens na utilização do conversor bidirecional isolado DAHB neste sistema, sendo uma delas o isolamento galvânico entre as fontes de geração, uma vez que variações/distúrbios no barramento CC não são refletidos ao primário e vice-versa. Ainda é possível, através do conversor DAHB, conectar o banco de baterias em um nível de tensão menor (barramento primário) do que no barramento CC. O fato de conectar o banco de baterias no lado de menor tensão (*Low Voltage Side*), sendo, neste sistema, o barramento primário, tende 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, lado de alta tensão (*High Voltage Side*). Outra vantagem do conversor DAHB é o fluxo bidirecional de potência, permitindo, desta forma, que o excedente gerado não consumido no lado CA possa ser armazenado nas baterias, ou, quando houver aumento na demanda de energia por parte das cargas CA, que a energia gerada pelo sistema fotovoltaico ou a armazenada nas baterias possa ser fornecida às cargas CA. O conversor DAHB possui dois modos de operação, elevador (fornecendo energia ao barramento CC) e abaixador (drenando energia do barramento CC). Contudo, neste artigo será apresentado somente o modo abaixador do conversor DAHB, ou seja, com fluxo de potência direcionado do barramento CC para o primário, uma vez que o modo elevador é apresentado em [10].

### III. MODELAGEM MATEMÁTICA DO CONVERSOR DAHB

A modelagem clássica do conversor DAHB é apresentada em [11]–[17]. Contudo, a modelagem realizada neste artigo é desenvolvida com base na modulação PWM simétrica, que aplicada ao conversor DAHB resulta em uma modelagem simplificada. A modelagem desenvolvida considera o conversor operando no modo de condução contínua (CCM). Através destas considerações, as equações de espaço de estados são representadas por:

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

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

onde  $\mathbf{x}(t)$  é o vetor de estados (dimensão  $m \cdot 1$ ),  $\mathbf{y}(t)$  é o vetor de saídas, de dimensões  $m \cdot 1$ ,  $\mathbf{u}(t)$  é o vetor de entradas, de dimensões  $q \cdot 1$ . Em que  $m$  é relativo à ordem do circuito analisado, enquanto  $q$  é referente à quantidade de fontes

consideradas.  $\mathbf{H}$  e  $\mathbf{E}$  são matrizes de coeficientes com dimensões  $m \cdot m$  e  $m \cdot q$ , respectivamente. Como existem duas etapas de operação, as matrizes  $\mathbf{A}$  (dimensões  $m \cdot m$ ) e  $\mathbf{B}$  (dimensões  $m \cdot q$ ) são apresentadas em (3), sendo que os coeficientes subscritos “1” e “2” referem-se à primeira e segunda etapa de operação, respectivamente, enquanto  $D$  é a razão cíclica.

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

#### A. Modelagem em espaço de estados no modo abaixador

A Fig. 2 apresenta o circuito original do conversor DAHB no modo abaixador. O barramento CC é considerado como uma fonte de tensão ideal, enquanto o barramento primário consiste de uma fonte de corrente  $I_{out}$  (considerada como distúrbio de saída), do capacitor do barramento primário  $C_{PRI}$  e de uma resistência de carga  $R$ . De forma similar ao realizado por [18], que considera o conversor *Dual Active Bridge* (DAB) como um conversor *Buck* clássico, considera-se o conversor DAHB como um conversor *Buck LC* e despreza-se os capacitores  $C_1$  e  $C_2$ . O circuito equivalente, simplificado, para a modelagem do conversor DAHB é exposto na Fig. 3, na qual nota-se que os braços ativos/passivos do conversor DAHB são substituídos por uma chave  $S_{DA}$  e um diodo  $D_{DA}$ , com a manutenção das resistências parasitas. Destaca-se que o capacitor  $C_{3,4}$ , observado na Fig. 3, equivale a  $C_3$ .

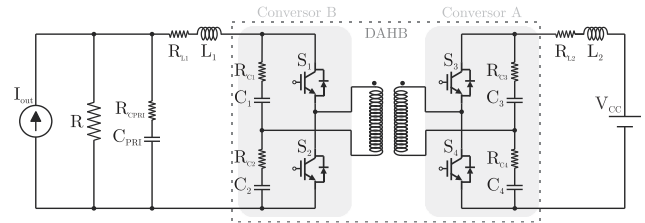


Fig. 2. Circuito do conversor DAHB no modo abaixador.

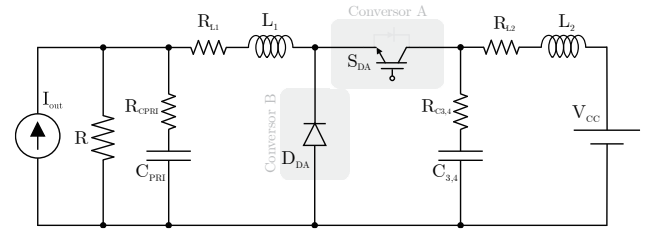


Fig. 3. Circuito simplificado do conversor DAHB no modo abaixador.

A primeira etapa de condução é exposta na Fig. 4, na qual nota-se a polaridade dos indutores, resistores e o sentido das malhas de corrente direcionados ao barramento CC, mantidas conforme o desenvolvido em [10], uma vez que o conversor é bidirecional e teve estes sentidos definidos em [10]. Destaca-se que a relação de transformação do transformador é substituída pelo ganho estático do conversor *Buck* (obtido da equação clássica que relaciona a tensão de entrada e a tensão de saída).

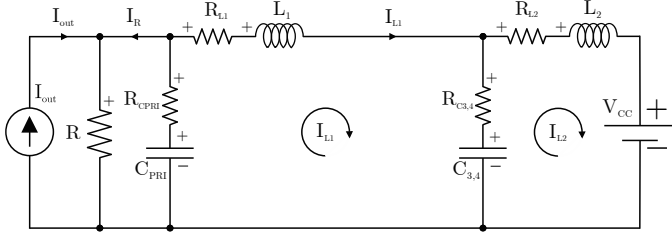


Fig. 4. Circuito simplificado do conversor DAHB no modo abaixador, primeira etapa de condução.

Através da análise de malhas no circuito da Fig. 4, são apresentadas em (4) e (5) as equações diferenciais de corrente nos indutores  $L_1$  e  $L_2$ , enquanto que (6) e (7) resultam da análise nodal para a tensão nos capacitores  $C_{3,4}$  e  $C_{PRI}$ .

$$\dot{I}_{L1} = -\frac{I_{L1}(R_{CPRI} + R_{L1} + R_{C3,4})}{L_1} + \frac{(I_{L2}R_{C3,4})}{L_1} + \frac{V_{CPRI}(R - R_{CPRI})}{(RL_1)} - \frac{V_{C3,4}}{L_1}. \quad (4)$$

$$\dot{I}_{L2} = \frac{(I_{L1}R_{C3,4})}{L_2} - \frac{I_{L2}(R_{C3,4} + R_{L2})}{L_2} + \frac{V_{C3,4}}{L_2} - \frac{V_{CC}}{L_2}. \quad (5)$$

$$\dot{V}_{C3,4} = \frac{I_{L1}(1 - R_{C3,4})}{C_{3,4}} + \frac{I_{L2}(R_{C3,4} - 1)}{C_{3,4}}. \quad (6)$$

$$\dot{V}_{CPRI} = \frac{I_{L1}(R_{CPRI} - 1)}{C_{PRI}} + \frac{V_{CPRI}(R_{CPRI} - 1)}{(RC_{PRI})} + \frac{I_{out}(1 - R_{CPRI})}{C_{PRI}}. \quad (7)$$

Em (8), (9) e (10) são apresentadas as matrizes de estados, de entrada, e vetores de estados e de entrada, obtidos a partir de (4), (5), (6) e (7).

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} -\frac{(R_{CPRI} + R_{L1} + R_{C3,4})}{L_1} & \frac{R_{C3,4}}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & \frac{(R - R_{CPRI})}{(RL_1)} \\ \frac{R_{C3,4}}{L_2} & -\frac{(R_{C3,4} + R_{L2})}{L_2} & \frac{1}{L_2} & 0 \\ \frac{(1 - R_{C3,4})}{C_{3,4}} & \frac{(R_{C3,4} - 1)}{C_{3,4}} & 0 & 0 \\ \frac{(R_{CPRI} - 1)}{C_{PRI}} & 0 & 0 & \frac{(R_{CPRI} - 1)}{(RC_{PRI})} \end{bmatrix}. \quad (8)$$

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -1/L_2 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & (1 - R_{CPRI})/C_{PRI} \end{bmatrix}. \quad (9)$$

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

A segunda etapa de condução do circuito simplificado do conversor DAHB no modo abaixador é apresentado na Fig. 5.

Neste modo, a chave,  $S_{DA}$ , encontra-se aberta enquanto o diodo,  $D_{DA}$ , conduz.

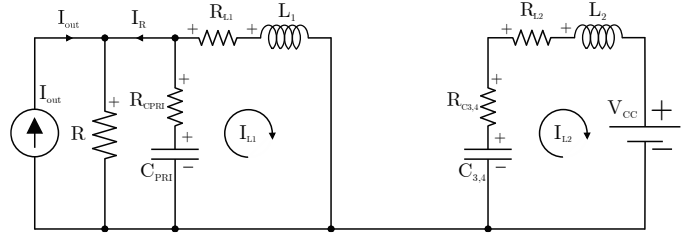


Fig. 5. Circuito simplificado do conversor DAHB no modo abaixador, segunda etapa de condução.

A análise de malhas no circuito da Fig. 5, resulta em (11) e (12), enquanto a análise nodal resulta em (13). Destacando que a componente da tensão em  $C_{PRI}$  mantém-se igual à primeira etapa. Assim, as matrizes de estados, de entrada, para segunda etapa, são apresentadas em (14) e (15), enquanto os vetores de estados são apresentados em (10).

$$\dot{I}_{L1} = -\frac{I_{L1}(R_{CPRI} + R_{L1})}{L_1} + \frac{V_{CPRI}(R - R_{CPRI})}{(RL_1)}. \quad (11)$$

$$\dot{I}_{L2} = -\frac{I_{L2}(R_{C3,4} + R_{L2})}{L_2} + \frac{V_{C3,4}}{L_2} - \frac{V_{CC}}{L_2}. \quad (12)$$

$$\dot{V}_{C3,4} = \frac{I_{L2}(R_{C3,4} - 1)}{C_{3,4}}. \quad (13)$$

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} \frac{(R_{CPRI} + R_{L1})}{L_1} & 0 & 0 & \frac{(R - R_{CPRI})}{(RL_1)} \\ 0 & -\frac{(R_{C3,4} + R_{L2})}{L_2} & \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & \frac{(R_{C3,4} - 1)}{C_{3,4}} & 0 & 0 \\ \frac{(R_{CPRI} - 1)}{C_{PRI}} & 0 & 0 & \frac{(R_{CPRI} - 1)}{(RC_{PRI})} \end{bmatrix}. \quad (14)$$

$$\mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -1/L_2 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & (1 - R_{CPRI})/C_{PRI} \end{bmatrix}. \quad (15)$$

## B. Validação do modelo simplificado

A validação do modelo simplificado foi realizada a partir de simulações computacionais confrontando o modelo matemático desenvolvido através do circuito equivalente simplificado disposto na Fig. 3 com o circuito original do conversor DAHB, apresentado na Fig. 2. Os parâmetros considerados durante as simulações computacionais são apresentados na Tabela I. Destaca-se que os valores das resistências parasitas foram obtidas através de ensaios experimentais. Cabe ressaltar, ainda, que a relação de transformação ( $n$ ) é de 5,4 vezes, assim, 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 o 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.

TABELA I. Parâmetros do conversor DAHB.

Símbolo	Valor
$L_1, L_2$	38 $\mu\text{H}$
$C_1, C_2, C_3, C_4, C_{3,4}$	20 $\mu\text{F}$
Frequência de chaveamento ( $f$ )	40 kHz
$R_{L1}$	0,0453 $\Omega$
$R_{L2}$	0,0145 $\Omega$
$R_{C1}$	0,0237 $\Omega$
$R_{C2}$	0,0242 $\Omega$
$R_{C3}, R_{C3,4}$	0,0235 $\Omega$
$R_{C4}$	0,0245 $\Omega$
Relação de transformação ( $n$ )	5,4 vezes
$V_{CC}$ (entrada)	660 V
$C_{PRI}$	3000 $\mu\text{F}$
$R_{CPRI}$	0,1 $\Omega$
$R$	7,8 $\Omega$

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 II. As Fig. 6 e Fig. 7 apresentam o resultado de simulação para a corrente no indutor  $L_1$  e tensão no capacitor  $C_{PRI}$ , respectivamente. É possível observar que pela relação de transformação, a tensão no barramento primário deveria ser de 122,22 V. 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 100 V.

TABELA II. Distúrbios na tensão de entrada ( $V_{CC}$ ) e corrente de saída ( $I_{out}$ ).

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

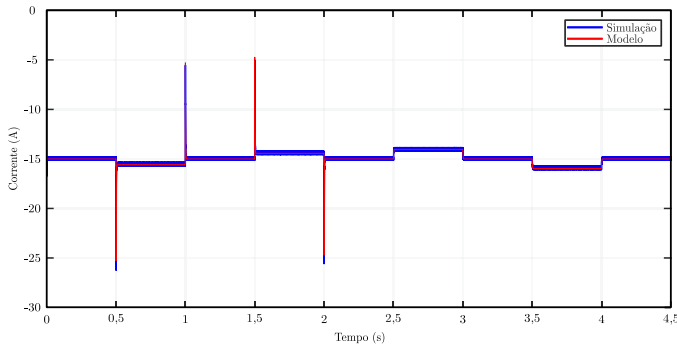


Fig. 6. Resultado de simulação: validação do modelo, corrente no indutor  $L_1$ .

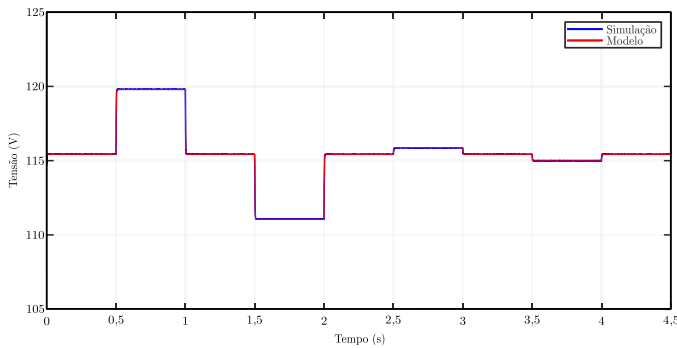


Fig. 7. Resultado de simulação: validação do modelo, tensão no capacitor  $C_{PRI}$ .

De modo geral, observa-se a validade do modelo simplificado do conversor DAHB, verificando-se que o comportamento frente às variações de tensão e corrente, tanto em regime transitório quanto em regime permanente, são condizentes.

As funções de transferências (FTs) que relacionam a corrente no indutor  $L_1$  com a razão cíclica, assim como tensão com a corrente, utilizadas no projeto dos controladores, são apresentadas em (16) e (17). Cabe ressaltar que as FTs foram obtidas através da solução numérica das matrizes apresentadas na modelagem do conversor DAHB e dos parâmetros apresentados na Tabela I. As FTs foram simplificadas, visto que existe o cancelamento natural de polos e zeros.

$$G_{IDA}(s) = \frac{-1,734 \cdot 10^7 \cdot (s + 6,2) \cdot (s^2 + 780,9s + 2,04 \cdot 10^8)}{(s + 1,76 \cdot 10^3) \cdot (s + 116,07) \cdot (s^2 + 854,8s + 2,11 \cdot 10^8)} \quad (16)$$

$$G_{VDA}(s) = \frac{-300}{(s + 6,2)} \quad (17)$$

#### IV. PROJETO DOS CONTROLADORES

O conversor DAHB é controlado por um sistema multi malhas, composto por malha interna (corrente) e malha externa (tensão), cuja estrutura de controle é apresentada na Fig. 8.

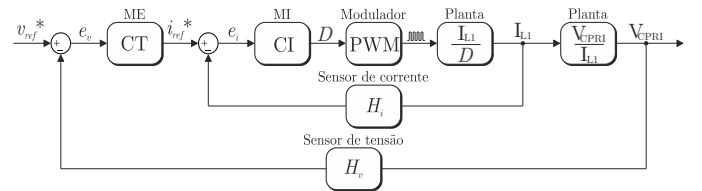


Fig. 8. Malha de controle do conversor DAHB.

Os controladores são projetados com base nas FTs apresentadas em (16) e (17), apresentando frequência de corte ( $f_c$ ) de 4 kHz e 10 Hz para a malha interna e externa, respectivamente, com margem de fase (MG) mínima de  $60^\circ$ . Para atender estas especificações, empregou-se controladores do tipo proporcional-integral (PI), com a função de transferência dada por:

$$G_{PI}(s) = \frac{Kp \cdot (s + fz)}{s} \quad (18)$$

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 III. Onde MI\_DA e ME\_DA representam, respectivamente, a malha interna e externa.

TABELA III. Especificações dos controladores.

Controlador	$Kp$	$fz$ (Hz)
MI_DA	-0,00099505	5500
ME_DA	-0,20944	6,2

A Fig. 9 apresenta os diagramas de Bode das malhas interna e externa no modo abaixador, em malha aberta não compensada (NC) e compensada (C), segundo as FT's apresentada em (16) e (17). É possível verificar a  $f_c$  de 4 kHz e 10 Hz malha interna e externa, respectivamente, com MG

superior a  $60^\circ$  em ambas as malhas. Vale ressaltar que os picos de ressonância observados são oriundos da combinação LC.

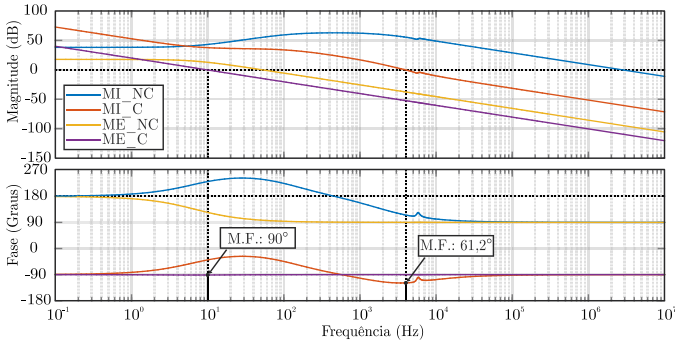


Fig. 9. Diagrama de bode em malha aberta não compensada e compensada das funções  $G_{IDA}$  e  $G_{VDA}$ .

As equações de diferenças discretas, apresentadas em (19) e (20) para a malha externa e interna, respectivamente, foram obtidas com a discretização dos controladores através do método de *Tustin* com período de  $1/f$  e são utilizadas para implementação digital dos controladores em DSP TMS320F28379D para obtenção dos resultados experimentais.

$$u_{vpri}[k] = u_{vpri}[k-1] - 0,2095e_{vpri}[k] + 0,2093e_{vpri}[k-1]. \quad (19)$$

$$u_{ILIDA}[k] = u_{ILIDA}[k-1] - 0,00143e_{ILIDA}[k] + 0,000566e_{ILIDA}[k-1]. \quad (20)$$

Onde  $u_{vpri}[k]$  é a referência de corrente e  $u_{ILIDA}[k]$  é a ação de controle que comanda as chaves do conversor DAHB.

## V. RESULTADOS

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

### A. Resultados de simulação no modo abaixador

Em ambiente de simulação considerou-se, inicialmente, que a potência drenada pela carga é de 750 W, metade da potência máxima do barramento primário. Os resultados são apresentados nas Fig. 10 e Fig. 11, onde é possível verificar que os controladores projetados mantêm a tensão do barramento primário regulada em 100 V. Cabe destacar que a referência de corrente, observada na Fig. 10, provém da malha externa de tensão, cujo comportamento transitório resulta dos distúrbios de carga. Os distúrbios aplicados na tensão de entrada e variações de carga estão dispostos na Tabela IV.

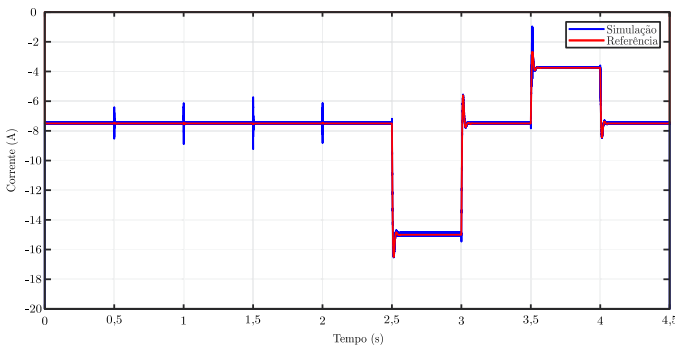


Fig. 10. Resultado de simulação: validação do controle, corrente no indutor  $L_1$ .

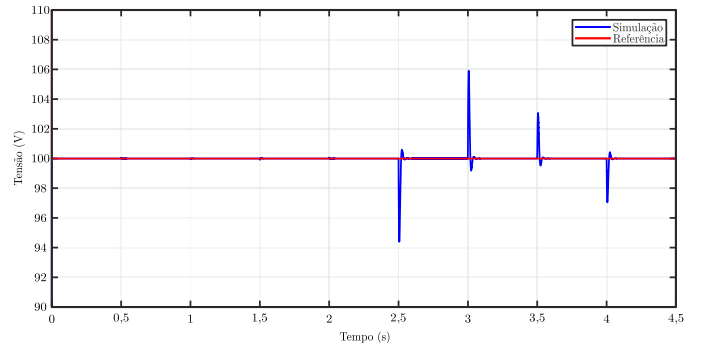


Fig. 11. Resultado de simulação: validação do controle, tensão no capacitor  $C_{PRI}$ .

TABELA IV. Variações na tensão de entrada ( $V_{CC}$ ) e de carga.

Var.	$V_{CC}$ (V)				$P_{carga}$ (W)			
	+25	-25	-25	+25	+750	-750	-370	+370
t (s)	0,5	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0	3,5	4,0

### B. Resultados experimentais no modo abaixador

Como fonte de tensão de entrada ( $V_{CC}$ ) utilizou-se uma fonte controlada de 622 V oriunda de uma ponte retificadora, enquanto aplicou-se variações de carga por intermédio de uma carga eletrônica conectada ao barramento primário. A tensão  $V_{PRI}$ , conforme observa-se na Fig. 12, manteve-se regulada em 100 V, independentemente dos distúrbios aplicados. Ainda, nota-se na Fig. 12 que a tensão do barramento CC apresenta oscilações de tensão, sendo estas oriundas do processo de retificação e consideradas como distúrbios de entrada. A Fig. 13 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 em  $V_{CC}$ , observado na Fig. 12, também é observado na corrente drenada do barramento CC (indutor  $L_2$ ) através da Fig. 13. Contudo, devido a isolamento do conversor, esses efeitos não são refletidos ao barramento primário, sendo perceptível através da tensão  $V_{PRI}$  na Fig. 12 e da corrente injetada no barramento primário (indutor  $L_1$ ) na Fig. 13, comprovando, desta forma, a vantagem da isolamento galvânica do sistema.

Cabe destacar que o conversor DAHB foi definido com o sentido das correntes direcionadas ao barramento CC, conforme apresentado em [10]. Desta forma, no modo abaixador as correntes possuem sinal negativo (drenando corrente do barramento CC) conforme exposto na Fig. 13. A bancada experimental desenvolvida é apresentada na Fig. 14.

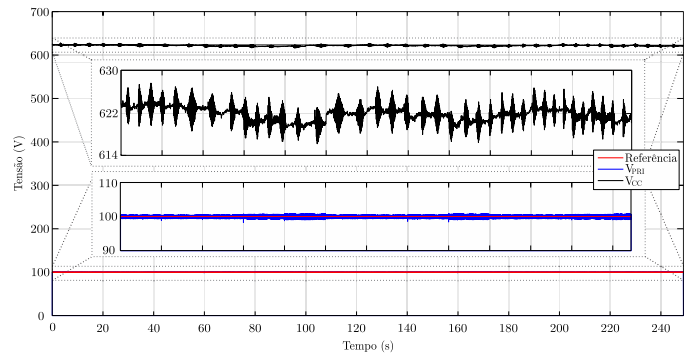


Fig. 12. Resultado experimental: tensão no barramento primário, capacitor  $C_{PRI}$ .

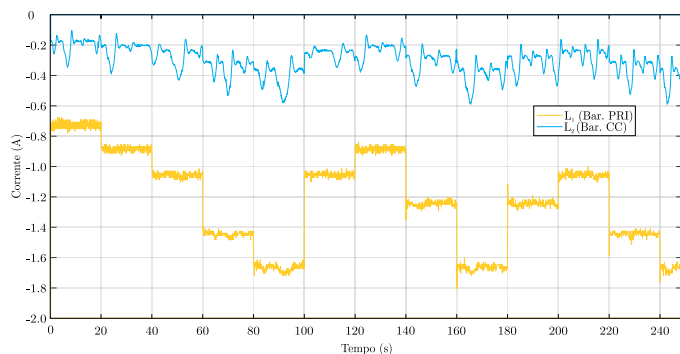


Fig. 13. Resultado experimental: corrente injetada no barramento primário, indutor  $L_1$ .

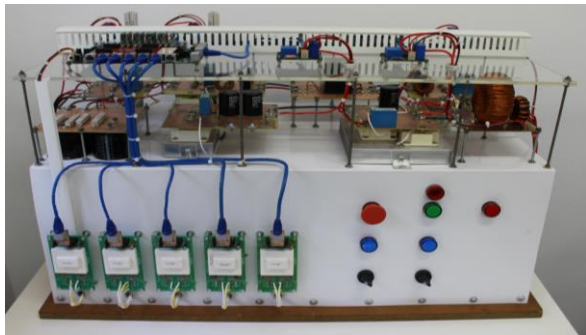


Fig. 14. Bancada experimental desenvolvida.

## VI. CONCLUSÕES

Neste artigo foi proposta uma topologia para integração de múltiplas fontes para geração de energia, a qual é realizada por meio do conversor bidirecional isolado DAHB. Neste artigo foi demonstrado somente o modo abaixador do conversor DAHB, tendo em vista que o modo elevador foi apresentado em [10]. Nesse contexto, destaca-se a modelagem simplificada realizada, na qual, as aproximações aplicadas ao conversor DAHB demonstraram-se adequadas. De maneira geral, o modelo simplificado é válido para representar o comportamento do conversor DAHB. Os controladores projetados possuem ação proporcional e integral e atendem as definições de projeto. Por fim, os resultados de simulações e experimentais frente a distúrbios de entrada e saída validam o conversor DAHB e os controladores projetados. Cabe destacar que a potência observada nos resultados experimentais difere dos resultados de simulação. Essa condição se deve em virtude dos resultados de simulação considerarem a capacidade nominal do sistema, contudo, devido a limitações de potência das fontes, os resultados experimentais são apresentados em potência reduzida. Entretanto, essa condição em nada afeta a validação dos resultados. Uma vez que os controladores operam satisfatoriamente nesta condição experimental. Por fim, destaca-se que a isolamento galvânica proporcionada pelo conversor DAHB ao sistema, torna-se um aspecto de suma importância neste sistema, uma vez que os distúrbios ocasionados no barramento CC não são refletidos ao barramento primário.

## AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem ao Instituto Nacional de Tecnologia e Desenvolvimento em Geração Distribuída (INCT-GD),

processo CNPq nº 465640/2014-1, processo CAPES nº 23038.000776/2017-54 e processo FAPERGS nº 17/2551-0000517-1.

O presente foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior – Brasil (CAPES/PROEX) – Código de Financiamento 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". 2014 *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*.
- [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. Mastsuura. "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". 2017 *International Conference on circuits Power and Computing Technologies [ICCPCT]*.
- [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.*, 2017, vol 11 Iss. 11, pp 1464-1472.
- [8] Seema and B. Singh. "Intelligent Control of SPV-Battery-Hydro Based Microgrid". 2016 *IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*.
- [9] M. Rezkallah, S. Sharma, A. Chandra and B. Singh. "Hybrid Standalone Power Generation System Using Hydro-PV-Battery for Residential Green Buildings". IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society.
- [10] M. L. Flach, R. F. de Camargo, L. G. Scherer. Modelagem e Controle do Conversor Dual Active Half-Bridge Aplicado à um Sistema de Interconexão de Múltiplas Fontes para Geração de Energia. *XXIII Congresso Brasileiro de Automática. Porto Alegre – RS, Brasil*.
- [11] M. Wang, Y. Du, S. Lukic and A. Q. Huang. "Small-Signal Analysis and Modeling of the Dual Active Half Bridge Converter". 2012 *Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*.
- [12] A. Amin, M. Shousha, A. Prodic, B. Lynch. "A Transformerless Dual Active Half-Bridge DC-DC Converter for Point-of-Load Power Supplies". 2015 *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*.
- [13] 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.
- [14] 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.
- [15] 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.
- [16] 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". 2019 14th *IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*.
- [17] 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.
- [18] E. L. Carvalho, R. V. Tambara, R. Cardoso, L. Michels. "A Discrete-Time Robust Adaptive Controller Applied to a Bidirectional Isolated Converter". 11<sup>th</sup> Seminar on Power Electronics and Control, SEPOC, 2018.