

# Desenvolvimento de um Sistema Híbrido de Geração de Energia: Interconexão de Fontes Renováveis com o Conversor Push-Pull

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 propõe um método de interconexão de fontes renováveis, possibilitando, neste caso, o desenvolvimento de sistemas híbridos de geração de energia elétrica. O gerenciamento do fluxo de potência entre as fontes primárias de geração é realizado através do conversor isolado bidirecional Push-Pull. O sistema emprega uma fonte primária CC, sendo, neste caso, um sistema fotovoltaico (PV), associado a uma geração em corrente alternada (CA) composta de gerador de indução auto excitado (GIAE) e um compensador síncrono estático de distribuição (DSTATCOM), além de contar com um banco de baterias para armazenamento (ESS) do excedente não consumido. De modo geral, existem dois barramentos em corrente contínua (CC), sendo o primário e o secundário do conversor Push-Pull. Neste artigo, dá-se ênfase no modo elevador do Push-Pull, ou seja, na injeção da energia disposta no barramento primário, a qual pode ser oriunda tanto da geração fotovoltaica quanto do banco de baterias, no barramento CC do DSTATCOM. A modelagem matemática do conversor Push-Pull é realizada considerando a modulação PWM simétrica, a partir da qual projeta-se os controladores. Por fim, resultados de simulação validam o modelo e os controladores projetados.

**Keywords**— *DSTATCOM, ESS, GIAE, PUSH-PULL, PV.*

## I. INTRODUÇÃO

Fatores como as questões ambientais, avanços tecnológicos e a indisponibilidade de energia elétrica em locais remotos/isolados têm se tornado as principais motivações por trás do conceito de Geração de Distribuída (GD) e sistemas de geração de energia empregando múltiplas fontes. O fornecimento de eletricidade em áreas remotas, onde o atendimento através da rede principal é impossível ou não viável economicamente, pode ser realizada por meio de microrredes isoladas, as quais permitem a penetração de fontes renováveis disponíveis localmente, como a energia fotovoltaica (PV), hídrica e eólica. As microrredes híbridas Hidro-PV podem complementar diferentes fontes de energia, principalmente em locais remotos/isolados com abundante irradiação solar, além de equilibrar a oferta e a demanda de energia e, ao mesmo tempo, tendendo a garantir as prioridades racionais dos recursos energéticos individuais [1]–[9].

Diversos sistemas híbridos são propostos na literatura [10]–[18], destes, todos fazem uso de um banco de baterias como

estratégia para o armazenamento do excedente não consumido de energia. Algumas topologias, como as propostas por [10]–[13], conectam as baterias diretamente no barramento CC, apresentando menor complexidade, porém, esta estratégia tende a ocasionar oscilações de tensão e corrente no banco de baterias, sendo prejudicial às mesmas. Já os sistemas propostos por [14]–[16] conectam o banco de baterias ao barramento CC através de um conversor CC–CC bidirecional, enquanto que [17]–[18] conectam o banco de baterias no barramento CA através de um inversor. Os sistemas propostos por [11]–[12], [14] e [16] fazem uso de um conversor CC-CC conectado ao sistema fotovoltaico para realizar a interface entre o PV e o barramento CC do sistema. Já [13], [15] e [17]–[18] conectam o sistema fotovoltaico diretamente a um inversor e injetam a energia no barramento CA do sistema. Apesar das distinções topológicas entre os sistemas apresentados em [10]–[18], nenhum sistema possui isolamento galvânica entre as fontes consideradas, assim, distúrbios ocorridos no barramento CC podem ser refletidos ao sistema fotovoltaico e ao banco de baterias.

Este trabalho apresenta o desenvolvimento de um sistema híbrido de geração de energia a partir da interconexão de fontes de energia por intermédio do conversor Push-Pull. De maneira geral, o conversor Push-Pull realiza, além da interconexão das fontes, o gerenciamento do fluxo de potência entre as fontes envolvidas no sistema, além de prover isolamento galvânica entre as fontes. Cabe ressaltar que o objetivo deste artigo não é um estudo acerca da topologia do conversor Push-Pull e sim a aplicação do mesmo na interconexão/integração de múltiplas fontes de geração de energia. Neste aspecto, será dado enfoque ao gerenciamento da energia disposta no barramento primário, onde conectam-se o sistema fotovoltaico e o banco de baterias. Considera-se o conversor Push-Pull com modulação PWM simétrica, a partir da qual, realiza-se a modelagem matemática do conversor.

## II. SISTEMA PROPOSTO

A topologia de interconexão proposta é apresentada na Fig. 1, sendo empregados sistemas de geração fotovoltaica e hídrica, além do sistema de armazenamento composto por banco de baterias. O conversor Push-Pull visa realizar a interconexão entre as fontes envolvidas no sistema. A aplicação do conversor bidirecional isolado Push-Pull

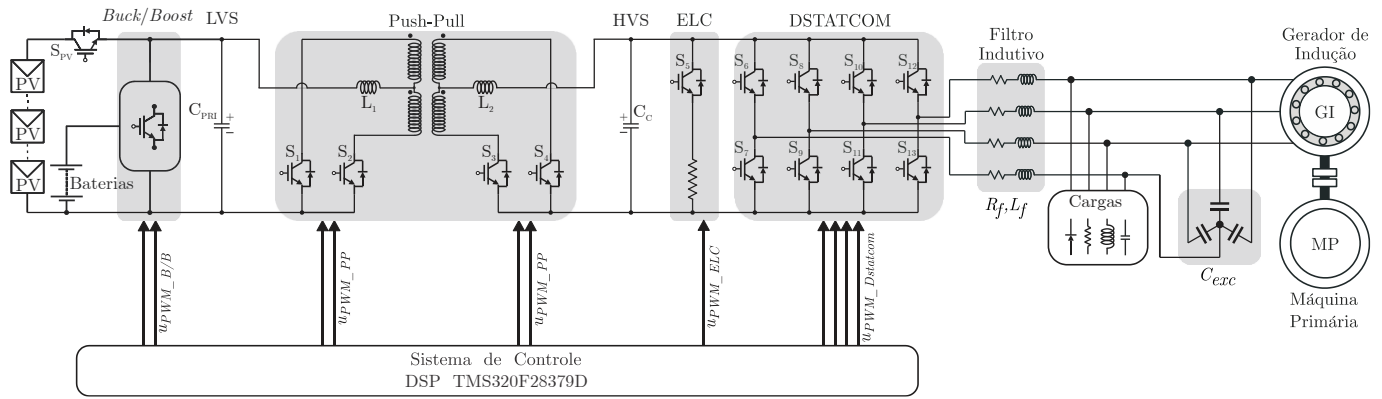


Fig. 1. Sistema de interconexão proposto com o conversor Push-Pull.

apresenta diversas vantagens neste sistema. A possibilidade de armazenamento no banco de baterias da energia excedente gerada, tanto no lado CA quanto do sistema fotovoltaico, ou, ainda, de fornecimento de energia às cargas com a energia armazenada nas baterias, se torna possível devido ao fluxo bidirecional de potência. Outro aspecto importante é a conexão do banco de baterias em um nível menor de tensão (barramento primário, lado de baixa tensão, *Low Voltage Side LVS*) quando comparado ao barramento CC (lado de alta tensão, *High Voltage Side HVS*), o que tende a diminuir os esforços e perdas associadas durante a carga/descarga. Devido à isolamento galvânica, associado a estratégia de controle do conversor Push-Pull, as variações/distúrbios no barramento CC não são refletidos ao primário e vice-versa. Durante o funcionamento do sistema interconectado, o conversor Push-Pull 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 elevador, cujo fluxo de potência é direcionado do barramento primário para o CC.

#### A. Princípio de funcionamento do conversor Push-Pull com modulação PWM simétrica

O sinal de comando aplicado às chaves do conversor Push-Pull, devido à utilização do transformador, deve estar em sincronismo, uma vez que tempos de comutações diferentes entre as chaves podem levar a saturação do núcleo do transformador quando não respeitado o tempo de desmagnetização do transformador. De modo a evitar possíveis problemas associados à saturação do transformador aplica-se a modulação PWM simétrica ao conversor para qualquer valor de razão cíclica. Considerando um tempo de condução de 50% para cada chave, a corrente de entrada, sendo a mesma corrente no indutor  $L_1$ , apresentará um valor médio com pequeno *ripple*. Contudo, para razões cíclicas menores, a corrente de entrada apresentará valores que variam de zero à um valor máximo de pico, resultando em um valor médio com *ripple* acentuado.

De modo a evitar que o *ripple* de corrente no indutor  $L_1$  seja acentuado, emprega-se uma estratégia com o objetivo de manter as chaves do conversor comutando independente da razão cíclica aplicada. Mais especificamente, quando ambas as chaves deveriam estar desativadas é aplicado, de forma simétrica, sinais de modulação PWM. Esta configuração torna possível que a corrente no indutor  $L_1$  apresente um *ripple* com menor amplitude quando comparada com o *ripple* da corrente

de entrada do transformador. De forma a exemplificar o funcionamento descrito, apresenta-se a Fig. 2 e Fig. 3, as quais demonstram o funcionamento do conversor Push-Pull no modo elevador, ou seja, injetando corrente no barramento CC. Considera-se o barramento primário como fonte de tensão  $V_{pri}$ , enquanto que o barramento CC é composto por uma carga RC.

Considerando uma razão cíclica de 0,5, e, tendo em vista o funcionamento simétrico do PWM, têm-se que as chaves  $S_1$  e  $S_4$ , assim como as chaves  $S_2$  e  $S_3$  conduzem por 25% do tempo. O restante dos 50% do tempo, em que as chaves encontram-se desligadas, são divididos e aplicados novamente nas chaves  $S_1$  e  $S_4$ ,  $S_2$  e  $S_3$  de forma simétrica, de maneira que as mesmas chaves não comutem por períodos distintos. Durante a primeira etapa de comutação as chaves  $S_1$  e  $S_4$  são acionadas, enquanto  $S_2$  e  $S_3$  encontram-se desligadas, resultando no circuito da Fig. 2. Neste modo, a corrente no indutor  $L_1$  começa a aumentar, assim como a corrente de entrada do transformador, as quais são a razão entre a corrente  $I_{st} \cdot n$ . O circuito apresentado na Fig. 3 é resultado da segunda etapa de comutação, no qual as chaves  $S_2$  e  $S_3$  são acionadas, enquanto  $S_1$  e  $S_4$  encontram-se desligadas. De forma similar à primeira etapa, a corrente no indutor  $L_1$  começa a aumentar, assim como a corrente de entrada do transformador.

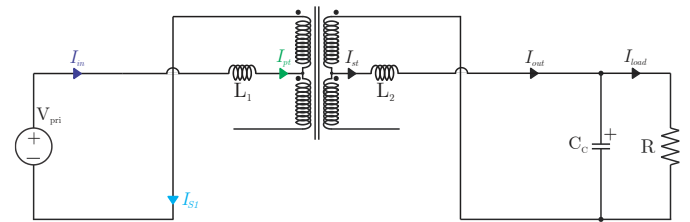


Fig. 2. Circuito do conversor Push-Pull no modo elevador,  $S_1$  e  $S_4$  conduzindo.

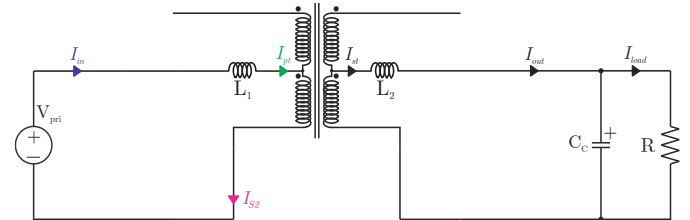


Fig. 3. Circuito do conversor Push-Pull no modo elevador,  $S_2$  e  $S_3$  conduzindo.

A Fig. 4 (a) apresenta o sinal de PWM simétrico sem complementação do período em que as chaves estão

desligadas. É possível notar na Fig. 4 (b) a injeção de corrente ao transformador quando as chaves são acionadas. Ainda, nota-se na Fig. 4 (b), que no período onde as chaves estão desligadas a corrente no indutor  $L_1$  vai à zero ocasionando um *ripple* acentuado. Na Fig. 4 (c) é apresentado o sinal de PWM simétrico com a complementação do período aplicado às chaves, possibilitando, desta forma, que a corrente no indutor  $L_1$  mantenha um valor médio, com *ripple* mínimo, conforme observado na Fig. 4 (d). Cabe destacar que durante toda a operação com PWM simétrico a corrente aplicada ao transformador, dividida entre os enrolamentos, apresenta valor médio igual a zero, conforme nota-se na Fig. 4 (d). Sem a utilização de técnica de complemento, a corrente no indutor  $L_1$  apresentaria valores nulos de corrente durante o período em que as chaves encontram-se desligadas, além de apresentar um *ripple* acentuado. Cabe destacar que devido a polaridade do transformador, quando o complemento de PWM é aplicado, o valor médio da corrente magnetizante será nulo, uma vez que a corrente magnetizante do transformador é alternada.

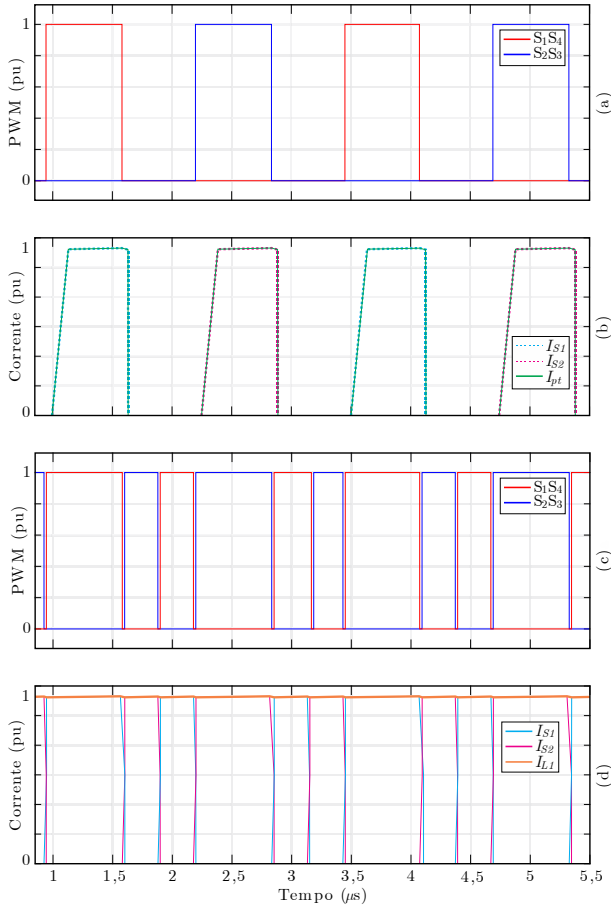


Fig. 4. Formas de onda para o conversor Push-Pull comutando com razão cíclica de 0,25 e PWM simétrico e técnica de complementação de PWM.

### III. MODELAGEM MATEMÁTICA DO CONVERSOR PUSH-PULL

Neste artigo é desenvolvida uma modelagem simplificada do conversor Push-Pull, possibilitada pela modulação PWM simétrica e a inserção da técnica complementar de PWM, que apresenta valores médios de corrente não nulos, o que caracteriza o conversor Push-Pull operando no modo de

condução contínua (CCM), podendo ser representado por apenas duas etapas de comutação. Através destas, 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  $n \bullet 1$ ),  $\mathbf{y}(t)$  é o vetor de saídas, de dimensões  $p \bullet 1$   $\mathbf{u}(t)$  é o vetor de entradas, de dimensões  $q \bullet 1$ . Como existem duas etapas de operação, as matrizes  $\mathbf{A}$  e  $\mathbf{B}$  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 elevador

A Fig. 5 apresenta o circuito original do conversor Push-Pull no modo elevador. O barramento primário é considerado como uma fonte de tensão ideal, enquanto que o barramento CC consiste de uma fonte de corrente  $I_{out}$  (considerada como distúrbio de saída), do capacitor do barramento primário  $C_C$  e de uma resistência de carga  $R$ . Para o desenvolvimento da modelagem algumas simplificações são realizadas. Mais especificamente, considera-se o conversor Push-Pull como um conversor *Boost* clássico, de forma similar ao desenvolvido por [19] que considera um conversor *Boost* como equivalente ao conversor DAB. Destaca-se que o efeito do indutor  $L_2$  e da resistência parasita  $R_{L2}$  são refletidos ao primário através da relação  $(N_1/N_2)^2$  e somados à  $L_1$  e  $R_{L1}$ . O circuito equivalente para a modelagem do conversor Push-Pull é apresentado na Fig. 6, na qual é possível verificar que a chave  $S_1$  e  $S_4$  do conversor Push-Pull são representadas pela chave  $S_{pp}$  enquanto que a chave  $S_2$  e  $S_3$  são representadas por um diodo,  $D_{pp}$ , conforme pode ser observado através da Fig. 6 em relação à Fig. 5. A relação de transformação ( $n$ ) do conversor Push-Pull é substituída pelo ganho estático do conversor *Boost*, obtido pela razão entre a tensão de entrada (nominal) e a tensão máxima de saída. A primeira etapa de condução é apresentada na Fig. 7, na qual é possível notar que a chave,  $S_{pp}$  encontra-se conduzindo, enquanto o diodo  $D_{pp}$  está bloqueado.

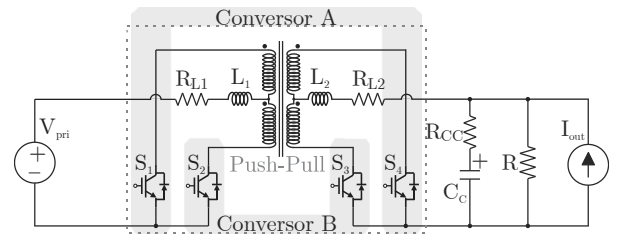


Fig. 5. Circuito do conversor Push-Pull no modo elevador.

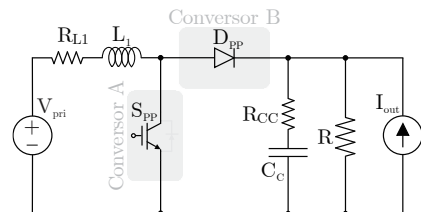


Fig. 6. Circuito simplificado do conversor Push-Pull no modo elevador.

Nota-se ainda, na Fig. 7, a polaridade dos indutores e resistores, assim como o sentido das malhas de corrente direcionadas ao barramento CC.

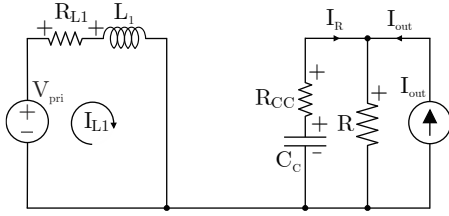


Fig. 7. Circuito simplificado do conversor Push-Pull no modo elevador, primeira etapa de condução.

As equações diferenciais para a corrente no indutor  $L_1$  e tensão no capacitor  $C_C$  apresentadas em (4) e (5) são obtidas através da análise de malhas e nodal, respectivamente, no circuito da Fig. 7. Já as matrizes de estados de entrada, e vetores de estados e de entrada, obtidos a partir de (4) e (5), são apresentadas em (6), (7) e (8). Cabe ressaltar que  $\mathbf{H}$  e  $\mathbf{E}$ , apresentadas em (2), são uma matriz identidade de ordem  $2 \bullet 2$  e uma matriz nula de ordem  $2 \bullet 2$ , respectivamente.

$$\dot{I}_{L1} = -\frac{I_{L1}R_{L1}}{L_1} + \frac{V_{pri}}{L_1}. \quad (4)$$

$$\dot{V}_{C_c} = \frac{V_{C_c}(R_{CC}-1)}{(R \cdot C_c)} + \frac{I_{out}(1-R_{CC})}{C_c}. \quad (5)$$

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R_{L1}}{L_1} & 0 \\ 0 & \frac{(R_{CC}-1)}{(R \cdot C_c)} \end{bmatrix}. \quad (6)$$

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & \frac{(1-R_{CC})}{C_c} \end{bmatrix}. \quad (7)$$

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} iL_1 \\ V_{C_c} \end{bmatrix} \text{ e } \mathbf{u} = \begin{bmatrix} V_{pri} \\ I_{out} \end{bmatrix}. \quad (8)$$

A segunda etapa de condução do circuito simplificado do conversor Push-Pull no modo elevador é apresentado na Fig. 8. Neste modo, a chave  $S_{PP}$  encontra-se aberta enquanto o diodo,  $D_{PP}$ , conduz.

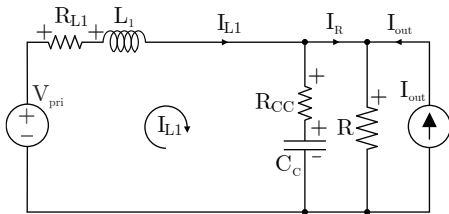


Fig. 8. Circuito simplificado do conversor Push-Pull no modo elevador, segunda etapa de condução.

Em (9) e (10) são apresentadas as equações diferenciais para a corrente no indutor  $L_1$  e tensão no capacitor  $C_c$ , obtidos através da análise de malhas e nodal, respectivamente, do circuito simplificado apresentado na Fig. 8. As matrizes de estados de entrada, para a segunda etapa, são apresentadas em (11) e (12), enquanto os vetores de estados são apresentados em (8), conforme definidos para a primeira etapa de condução.

$$\dot{I}_{L1} = -\frac{I_{L1}(R_{CC}-R_{L1})}{L_1} + \frac{V_{C_c}(R_{CC}-R)}{(R \cdot L_1)} + \frac{V_{pri}}{L_1}. \quad (9)$$

$$\dot{V}_{C_c} = -\frac{I_{L1}(1-R_{CC})}{C_c} + \frac{V_{C_c}(R_{CC}-1)}{(R \cdot C_c)} + \frac{I_{out}(1-R_{CC})}{C_c}. \quad (10)$$

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} \frac{(R_{CC}-R_{L1})}{L_1} & \frac{(R_{CC}-R)}{(R \cdot L_1)} \\ \frac{(1-R_{CC})}{C_c} & \frac{(R_{CC}-1)}{(R \cdot C_c)} \end{bmatrix}. \quad (11)$$

$$\mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & \frac{(1-R_{CC})}{C_c} \end{bmatrix}. \quad (12)$$

Cabe destacar que o modelo no modo abaixador, não apresentado neste artigo, deve manter as mesmas polaridades definidas no modo elevador, uma vez que o conversor é bidirecional.

### B. Validação do modelo simplificado

Confrontou-se o modelo matemático desenvolvido através do circuito equivalente simplificado disposto na Fig. 6 com o circuito original do conversor Push-Pull apresentado na Fig. 5. Os parâmetros considerados durante as simulações computacionais são apresentados na Tabela I. Destacando que os valores das resistências parasitas foram obtidas através de ensaios experimentais. Cabe ressaltar que a relação de transformação ( $n$ ) é de 5,4 vezes, assim, a tensão de saída ideal é de 810 V a partir de 150 V de entrada. Portanto, a razão cíclica do conversor *Boost*, utilizada para cálculo do modelo simplificado, possui valor de 0,8148, enquanto o circuito do conversor Push-Pull opera, em malha aberta, com razão cíclica de 0,5.

TABELA I. Parâmetros do conversor Push-Pull.

Símbolo	Valor
$L_1, L_2$	50 $\mu\text{H}$
Frequência de chaveamento ( $f_s$ )	40 kHz
$R_{L1}$	0,453 $\Omega$
$R_{L2}$	0,0145 $\Omega$
Relação de transformação ( $n$ )	5,4 vezes
$V_{pri}$ (entrada)	150 V
$C_c$	4700 $\mu\text{F}$
$R_{CC}$	0,1 $\Omega$
$R$	270 $\Omega$

Para a obtenção dos resultados de simulação, considerou-se a fonte  $V_{pri}$  com valor inicial de 150 V e a resistência de carga ( $R$ ) drenando cerca de 2,85 A no barramento CC, resultando em aproximadamente 15,4 A no lado primário. Ainda, distúrbios em  $V_{pri}$  e  $I_{out}$  são aplicados, cujos valores estão dispostos na Tabela II. A dinâmica da corrente no indutor  $L_1$  e tensão no capacitor  $C_c$ , tanto do modelo quanto do conversor original, são apresentados nas Fig. 9 e Fig. 10, respectivamente. Através da tensão de entrada (150 V) e da relação de transformação (5,4 vezes), a tensão sobre  $C_c$  deveria ser de 810 V. Contudo, nota-se que a tensão em  $C_c$  apresenta valores em torno de 772 V, este fato se deve à queda de tensão ocasionada pelas resistências parasitas consideradas. Contudo, este efeito não invalida o modelo apresentado, uma vez que a tensão a ser mantida pelo conversor Push-Pull, em malha

fechada, é de 660 V. De modo geral, observa-se a validade do modelo simplificado, sendo possível verificar que o comportamento frente às variações de tensão e corrente, tanto em regime transitório quanto em regime permanente, são condizentes.

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

Var.	$V_{pri}$ (V)				$I_{out}$ (A)			
Dist.	+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

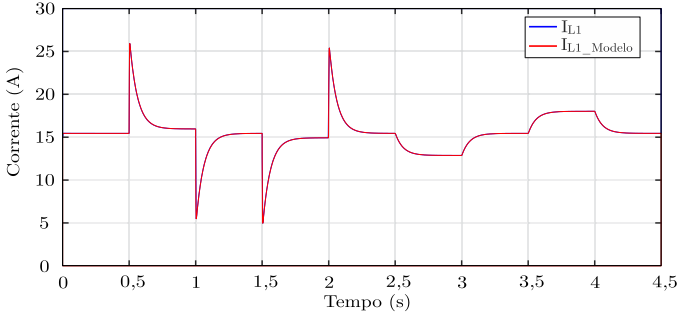


Fig. 9. Resultado de simulação, corrente no indutor  $L_1$  para validação do modelo.

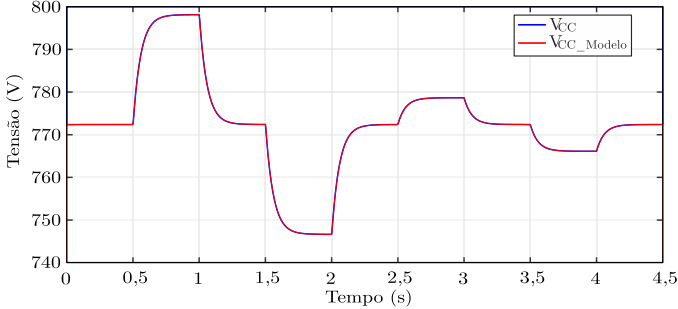


Fig. 10. Resultado de simulação, tensão no capacitor  $C_c$ , para validação do modelo.

As funções de transferências (FTs) que relacionam a corrente no indutor  $L_1$  com a razão cíclica e tensão com a corrente, utilizadas no projeto dos controladores, são apresentadas em (13) e (14). Cabe ressaltar que as FTs foram obtidas através da solução numérica das matrizes apresentadas na modelagem do conversor Push-Pull e dos parâmetros apresentados na Tabela I. A FT (14) foi simplificada, visto que existe o cancelamento natural de polos e zeros.

$$G_{IDE}(s) = \frac{1,3189 \cdot 10^6 \cdot (s + 0,3047)}{(s + 139,87) \cdot (s + 3,78)} \quad (13)$$

$$G_{VDE}(s) = \frac{-0,0021963 \cdot (s - 3184,7)}{(s + 0,30478)} \quad (14)$$

#### IV. PROJETO DOS CONTROLADORES

O sistema de controle do conversor Push-Pull possui uma malha externa (tensão), uma malha interna (corrente), além de uma malha de controle que atua na diferença de corrente entre os enrolamentos do transformador, uma vez que a realimentação da malha interna é feita através da medição da corrente nas chaves  $S_1$  e  $S_2$  (primário do conversor). A malha externa visa regular a tensão do barramento CC em 660 V fornecendo a referência de corrente à malha interna. Para

realimentação da malha interna utiliza-se a soma das correntes em  $S_1$  e  $S_2$ . Ainda, através da corrente medida nas chaves  $S_1$  e  $S_2$ , é realizado o controle de diferenças cujo objetivo é manter nula a diferença de corrente entre os enrolamentos do transformador. As malhas de corrente, tanto da soma quanto da subtração, são responsáveis pela ação de controle das chaves do conversor, fornecendo a razão cíclica ao modulador PWM. A Fig. 11 apresenta o diagrama de blocos da estrutura de controle do conversor. Os controladores são projetados com base nas FTs apresentadas em (13) e (14), e possuem como definição as frequências de corte ( $f_c$ ) de 2 kHz e 40 Hz para a malha interna e externa, respectivamente, com margem de fase (MG) mínima de 60°. Para atender estas especificações, empregou-se controladores do tipo proporcional-integral (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. A Fig. 12 apresenta os diagramas de Bode da malha interna em malha aberta não compensada (MI\_NC) e compensada (MI\_C) e da malha externa em malha aberta não compensada (ME\_NC) e compensada (ME\_C). Nota-se que, tanto  $f_c$  quanto a MG atendem aos critérios de projeto.

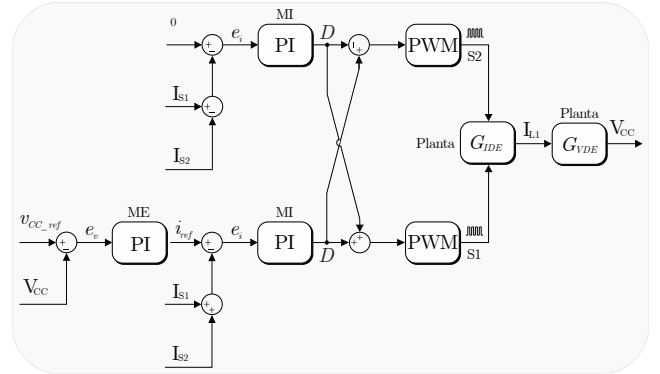


Fig. 11. Diagrama de blocos da estrutura de controle do conversor Push-Pull.

TABELA III. Especificações dos controladores.

Controlador	$Kp$	$f_z$ (Hz)
Malha interna	0,009262	500
Malha externa	5,637	6,85

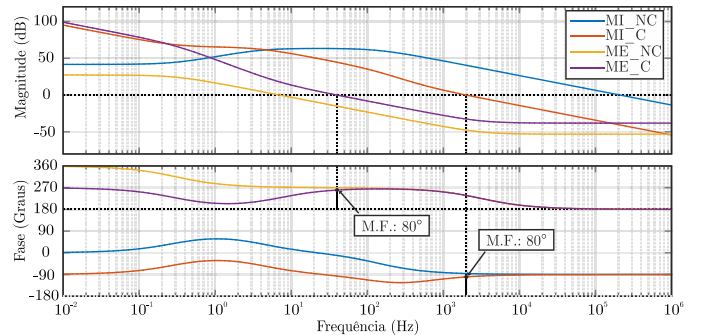


Fig. 12. Diagrama de bode em malha aberta não compensada e compensada das funções  $G_{IDE}$  e  $G_{VDE}$ .

#### V. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Em ambiente de simulação foram aplicados distúrbios na tensão de entrada e variações de carga, os quais, estão

dispostos na Tabela IV. As Fig. 13 e Fig. 14 apresentam o resultado da simulação para a corrente no indutor  $L_1$  e tensão no barramento CC onde é possível verificar que os controladores projetados mantêm a tensão do barramento primário regulada em 660 V. Cabe destacar que a referência de corrente, observada na Fig.13, provém da malha externa de tensão.

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

Var.	$V_{pri}$ (V)				$P_{carga}$ (kW)			
Dist.	+5	-5	-5	+5	1,5	1,0	0,675	1,25
t (s)	0,5	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0	3,5	4,0

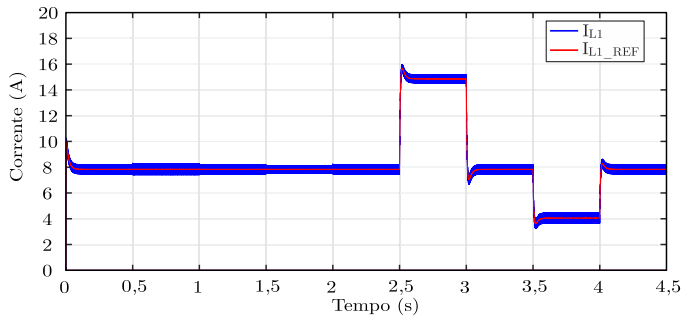


Fig. 13. Resultado de simulação, corrente no indutor  $L_1$  para validação do controle.

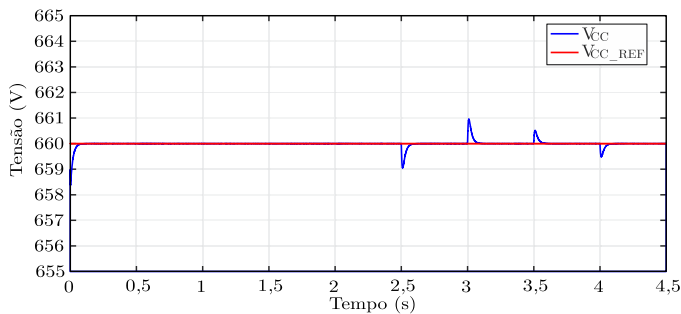


Fig. 14. Resultado de simulação, tensão no capacitor  $C_c$  para validação do controle.

## VI. CONCLUSÕES

Neste artigo foi proposta a aplicação de um conversor Push-Pull isolado bidirecional para realizar a interconexão de fontes de energia. O conversor Push-Pull possui dos modos de operação no sistema, sendo o modo elevador e abaixador. Porém, neste artigo demonstrou-se somente o modo elevador, no qual o conversor injeta a energia proveniente do barramento primário no barramento CC. A energia disposta no barramento primário advém da fonte solar fotovoltaica e do banco de baterias. Realizou-se a modelagem simplificada, possibilitada pela modulação PWM simétrica empregada. É possível afirmar que a modelagem simplificada do conversor Push-Pull demonstra-se adequada, 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. O conversor Push-Pull e os controladores foram validados através de simulações computacionais frente à distúrbios de entrada e saída. É possível notar que a dinâmica dos resultados do conversor Push-Pull são satisfatórios e adequados para realizar a interconexão entre as fontes de geração de energia propostas.

## AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem ao Instituto Nacional de Tecnologia e Desenvolvimento em Geração Distribuída (INCT-GD), processo CNPq n° 465640/2014-1, processo CAPES n° 23038.000776/2017-54 e processo FAPERGS n° 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] S. Mizani, A. Yazdani. "Design and Operation of a Remote Microgrid". 2009 *35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*.
- [2] S. Chalish, R. Tonkoski. "Day Ahead Schedule of Remote Microgrids with Renewable Energy Sources Considering Battery Lifetime". 2014 *11th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications*.
- [3] S. Mohamed, M. F. Shaaban, M. Ismail, E. Serpedin, K. A. Qaraqe. "An Efficient Planning Algorithm for Hybrid Remote Microgrids". 2019 *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 10, no. 1, January 2019.
- [4] H. S. V. S. K. Nunna, D. Srinivasan. "A Multi-Agent System for Energy Management in Smart Microgrids with Distributed Energy Storage and Demand Response". 2016 *IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*.
- [5] F. Shahnia. "Stability of a Sustainable Remote Area Microgrid". 2016 *IEEE Region 10 Conference (TENCON)*.
- [6] P. Brijesh, K. Jiju, P. R. Dhanesh, A. Joseph. "Microgrid for sustainable development of remote villages". 2019 *IEEE Region 10 Conference (TENCON)*.
- [7] 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)*.
- [8] A. Beluco, P. K. Souza and A. Krenzinger. "PV hydro hybrid systems". *IEEE Latin America Transactions*, vol. 6, no. 7, December 2008.
- [9] 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*, 2013.
- [10] X. Yong, W. Yurong, S. Langfeng, X. Lei, T. Junfeng. "Grid-connected and off-grid hybrid solar energy photovoltaic generating system". 102185532 A, 2011.
- [11] S. Pati, K. B. Mohanty. "Integration and Power Control of a Micro-Hydro-PVWind based Hybrid Microgrid". 2017 *International Conference on circuits Power and Computing Technologies [ICCPCT]*.
- [12] 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.
- [13] 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*.
- [14] Seema and B. Singh. "Intelligent Control of SPV-Battery-Hydro Based Microgrid". 2016 *IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems*.
- [15] M. Rezkallah, S. Sharma, A. Chandra and B. Singh. "Hybrid Standalone Power Generation System Using Hydro-PV-Battery for Residential Green Buildings". 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society.
- [16] Z. Yi, W. Dong, A. H. Etemadi "A Centralized Power Control and Management Method for Grid-Connected Photovoltaic (PV) Battery Systems". 2017. <https://arxiv.org/pdf/1709.09219.pdf>
- [17] X. Zhu, S. Premrudeepreechacharn, C. Sorndit, T. Meenual, T. Kasirawat, N. Tantichayakorn. "Design and Development of a Microgrid Project at Rural Area". 2019 *IEEE PES GTD Grand International Conference and Exposition Asia*.
- [18] L. Qiqiang, Y. Zhongxu, S. Wenjian. "Control system for off-grid and grid-connected hybrid photovoltaic power generation". 2014 203933038U U. 2014.
- [19] 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.