

CONVERSOR CC-CC DE ALTO GANHO E COM COMPARTILHAMENTO DA CORRENTE DE ENTRADA EMPREGADO EM CÉLULAS A COMBUSTÍVEL

Lenon Schmitz, Roberto Francisco Coelho, Denizar Cruz Martins

Universidade Federal de Santa Catarina, Instituto de Eletrônica de Potência, Florianópolis, SC - Brasil

e-mail: lenonsch@inep.ufsc.br, roberto@inep.ufsc.br, denizar@inep.ufsc.br

Resumo – Este artigo propõe uma configuração de conversores cc-cc aplicada ao processamento de energia proveniente de células a combustível. Tal configuração é baseada no uso de conversores *Forward* com entradas interligadas em paralelo e saídas interligadas em série e traz, como vantagens, elevado ganho estático, compartilhamento da corrente de entrada e emprego de um único sinal de comando para o acionamento de todos os interruptores. No decorrer deste artigo são apresentadas as etapas de operação, as principais formas de onda, uma metodologia para redução da configuração proposta a um conversor *Buck* equivalente e a modelagem orientada ao controle. Para validar a análise teórica, um protótipo com tensão de entrada de 26 V, tensão de saída de 210 V, potência nominal de 900 W e rendimento de 89,7% em potência nominal foi construído e testado. A configuração de conversores também foi avaliada como parte integrante de uma microrrede híbrida composta por outras fontes renováveis. Resultados experimentais são apresentados e discutidos.

Palavras-chave – Célula a Combustível, Compartilhamento de Corrente, Conversor CC-CC *Forward*, Microrrede Híbrida.

HIGH STEP-UP DC-DC CONVERTER WITH INPUT CURRENT SHARING FOR FUEL CELL APPLICATIONS

Abstract – This paper proposes a configuration of dc-dc converter for fuel cell applications based on dc-dc *Forward* converters with inputs connected in parallel and outputs connected in series. The advantages of this configuration are the high static gain, the input current sharing and the use of a unique gate signal for all the switches. The paper presents the operating modes, main waveforms, methodology to reduce the proposed configuration to an equivalent *Buck* converter and control-oriented modeling. In order to validate the theoretical analysis, a laboratory prototype with input voltage of 26 V, output voltage of 210 V and output power of 900 W with efficiency of 89.7% was assembled and evaluated as part of a hybrid microgrid. Experimental results are presented and discussed.

Keywords – Current Sharing, DC-DC *Forward* Converter, Fuel Cell, Hybrid Microgrid.

Artigo submetido em 17/02/2016; primeira revisão em 09/04/2016; segunda revisão em 27/05/2016; aceito para publicação em 27/05/2016 por recomendação do Editor Marcelo Cabral Cavalcanti.

NOMENCLATURA

G_{FWD}	Ganho estático do conversor <i>Forward</i> .
D	Razão cíclica.
N	Número de conversores associados.
n	Relação de transformação do transformador <i>Forward</i> .
n_1	Número de espiras do enrolamento primário.
n_2	Número de espiras do enrolamento secundário.
n_3	Número de espiras do enrolamento terciário.
G	Ganho estático da topologia proposta.
V_i	Tensão total de entrada.
V_{oN}	Tensão na saída do n ésimo conversor <i>Forward</i> .
V_o	Tensão total de saída da topologia proposta.
I_{iN}	Corrente processada pelo n ésimo conversor <i>Forward</i> .
I_i	Corrente total de entrada.
C_{oN}	Capacitor de saída do n ésimo conversor <i>Forward</i> .
C_o	Capacitância dos capacitores de saída.
$C_{o\text{eq}}$	Capacitância equivalente de saída.
L_{oN}	Indutor de saída do n ésimo conversor <i>Forward</i> .
L_o	Indutância dos indutores de saída.
$L_{o\text{eq}}$	Indutância equivalente de saída.
$G_i(s)$	Função de transferência para controle da corrente de saída.
$G_v(s)$	Função de transferência para controle da tensão de saída.
R_o	Resistência de carga.
I_{L_o}	Corrente processada pelo n ésimo conversor <i>Forward</i> .
$I_{L_o\text{max}}$	Corrente máxima no indutor de saída.
P_{max}	Potência máxima de saída.
$C_v(s)$	Função de transferência do compensador de tensão.
$C_i(s)$	Função de transferência do compensador de corrente.
$FTMF_i(s)$	Função de transferência de malha fechada.
k_i	Ganho do transdutor de corrente.
k_v	Ganho do transdutor de tensão.
k_{PWM}	Ganho do modulador.

I. INTRODUÇÃO

Atualmente, fatores como o aquecimento global, a emissão de gases oriundos da queima de combustíveis fósseis e o desmantelamento nuclear em curto prazo são os principais argumentos empregados em prol da diversificação da matriz energética mundial. Nesse cenário, as fontes

renováveis de energia tornam-se muito atrativas, e as células a combustível emergem como uma das alternativas mais eficientes e efetivas para a geração de energia elétrica [1].

Células a combustível são dispositivos eletroquímicos que combinam oxigênio e hidrogênio por meio de um processo eficiente e não poluidor, com o objetivo de produzir eletricidade. Neste processo, como subproduto, há também a geração de água e de calor.

As células a combustível com potência de até 1 kW geralmente operam com tensões cc de saída inferiores a 50 V e correntes cc superiores a 20 A. Portanto, para atender os requisitos de tensão exigidos em barramentos cc utilizados em microrredes monofásicas, tipicamente na faixa de 380 V e 400 V, conversores cc-cc elevadores com alto ganho de tensão devem ser empregados [1], [2].

Do ponto de vista teórico, o conversor *Boost* convencional seria capaz de atingir elevados ganhos, todavia, na prática, devido às perdas associadas aos elementos parasitas, sobretudo em elevadas razões cíclicas, o ganho torna-se bastante limitado [3], [4]. Uma solução ao problema citado advém da conexão de vários conversores em cascata [5], contudo, essa estratégia reduz de forma significativa o rendimento do conjunto, devido aos sucessivos estágios de processamento de energia. Outra possibilidade consiste no emprego de conversores isolados, nos quais elevado ganho de tensão pode ser obtido de forma simples, mediante ajuste da relação de transformação do transformador, desde que os níveis de corrente processados não impliquem reduzido rendimento [6]. Alternativamente, pode-se utilizar mais de um conversor isolado, com conexões apropriadas entre as entradas e entre as saídas, a fim de alcançar níveis adequados de ganho estático e rendimento [7]-[9].

Neste artigo implementa-se uma configuração de conversores baseada no uso de conversores cc-cc tipo *Forward*, cujas entradas são conectadas em paralelo e saídas em série. Tal configuração permite obter elevado ganho estático, compartilhamento natural da corrente de entrada e rendimento satisfatório, tendo sido idealizada para processar a energia gerada por uma célula a combustível de 900 W que integra uma microrrede híbrida [10]-[12] também composta por um arranjo fotovoltaico de 1 kW_p, uma turbina eólica de 1,2 kW_p, um banco de supercapacitores de 31 F e a rede elétrica comercial, conforme ilustrado na Figura 1.

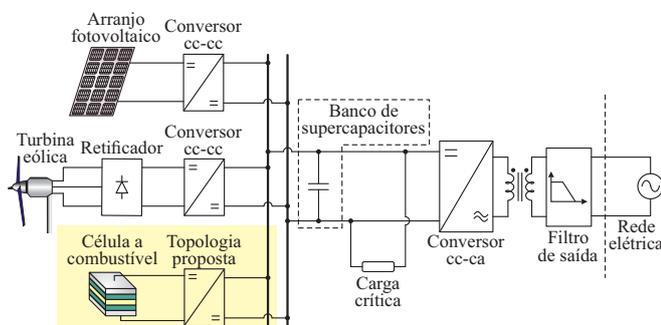


Fig. 1. Microrrede híbrida com destaque para o estágio de processamento da energia proveniente da célula a combustível.

Na estratégia de despacho de potência da microrrede, a célula a combustível somente é ativada no modo ilhado de operação, para complementar a geração renovável quando os

geradores fotovoltaico e eólico não forem capazes de, sozinhos, suprir a carga crítica alocada no lado cc da microrrede [12].

Além do exposto, o artigo traz uma análise completa da configuração proposta, incluindo suas etapas de operação, principais formas de onda, apresentação de uma metodologia para simplificá-la ao conversor *Buck* equivalente, obtenção de modelos orientados a controle e verificação do impacto de variações paramétricas na operação. Resultados experimentais são apresentados como forma de validar os procedimentos empregados nas etapas de projeto, dimensionamento e controle.

II. CONFIGURAÇÃO PROPOSTA

O modelo comutado da configuração proposta, concebida para processar a energia gerada por células a combustível, é ilustrado na Figura 2. Observa-se que a topologia é composta pela associação de conversores *Forward*, cujas entradas são conectadas em paralelo; desse modo, cada conversor será submetido a uma corrente cujo valor é inversamente proporcional ao número N de conversores associados. Em outras palavras, cada conversor *Forward* processará uma potência de $100/N\%$ do total da potência de saída da célula a combustível. Isso significa uma diminuição no valor da corrente que atravessa cada conversor e, portanto, uma diminuição das perdas por condução.

Quanto aos terminais de saída, os respectivos conversores *Forward* são conectados em série; logo, cada conversor é submetido a $100/N\%$ do valor nominal total da tensão cc de saída.

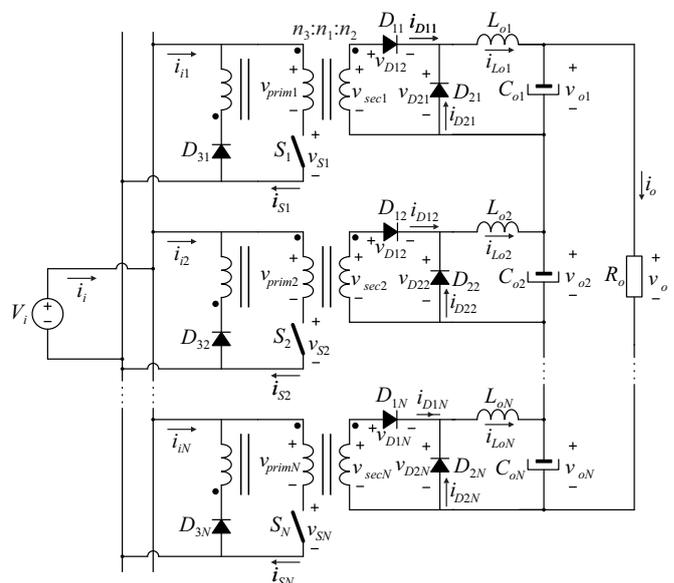


Fig. 2. Modelo comutado da configuração proposta.

Devido ao fato de não haver cascadeamento, o rendimento global da configuração proposta torna-se independente da quantidade de conversores *Forward* associados, logo, o rendimento da topologia será tão maior quanto maior for o rendimento dos conversores *Forward* empregados. Ademais, outro fator de simplicidade da estrutura advém da utilização

de um único sinal de comando para acionar os interruptores; embora a técnica de *interleaving* (entrelaçamento) também possa ser aplicada. Em ambos os casos, se os conversores *Forward* forem idênticos, a potência, e consequentemente a corrente, gerada pela célula a combustível é naturalmente compartilhada entre eles.

No modo de condução contínua (MCC), a topologia proposta apresenta três etapas de operação durante um período de comutação, conforme descrito na sequência:

- **1ª Etapa ($t_0 - t_1$):** durante essa etapa, os interruptores de potência $S_{11}...S_{1N}$ encontram-se em condução. Os transformadores são magnetizados e a polaridade dos enrolamentos primário e secundário permite a transferência de energia da fonte de entrada V_i para a carga R_o por meio dos diodos $D_{11}...D_{1N}$, provocando um crescimento linear das correntes nos indutores $L_{o1}...L_{oN}$. A polaridade dos enrolamentos terciários auxiliares é invertida de forma que os diodos $D_{31}...D_{3N}$ permaneçam reversamente polarizados e apresentem o dobro da tensão de entrada em seus terminais, haja vista os enrolamentos primário e terciário serem usualmente projetados com o mesmo número de espiras. Além disso, os diodos $D_{21}...D_{2N}$ também encontram-se reversamente polarizados e submetidos ao valor da tensão de entrada multiplicado pela relação de transformação n_2/n_1 . Essa etapa de operação é apresentada na Figura 3 (a).
- **2ª Etapa ($t_1 - t_2$):** em $t = t_1$ os interruptores $S_{11}...S_{1N}$ são comandados a bloquear, estando submetidos ao dobro da tensão de entrada. Nesse instante, os diodos $D_{21}...D_{2N}$ tornam-se diretamente polarizados, provocando o decréscimo linear das correntes nos indutores $L_{o1}...L_{oN}$. Os diodos $D_{11}...D_{1N}$, reversamente polarizados, ficam submetidos à tensão de entrada multiplicada pela relação de transformação n_2/n_3 , enquanto os diodos $D_{31}...D_{3N}$, diretamente polarizados, restituem a energia armazenada no indutor magnetizante para a fonte de entrada V_i . Essa etapa, ilustrada na Figura 3 (b), termina quando a energia armazenada no indutor magnetizante se anula.

- **3ª Etapa ($t_2 - t_3$):** concluída a desmagnetização do transformador, os diodos $D_{31}...D_{3N}$ tornam-se reversamente polarizados e os diodos $D_{21}...D_{2N}$ mantêm a continuidade da corrente nos indutores $L_{o1}...L_{oN}$, enquanto os capacitores $C_{o1}...C_{oN}$ preservam a tensão do barramento cc. Os interruptores $S_{11}...S_{1N}$ são submetidos à tensão de entrada, enquanto os diodos $D_{11}...D_{1N}$ apresentam tensão nula em seus terminais. Essa etapa, apresentada na Figura 3 (c), é findada quando os interruptores $S_{11}...S_{1N}$ entram em condução, retornando, assim, a 1ª etapa.

Enfatiza-se que, neste caso, as etapas de operação da topologia completa são idênticas a de um dos conversores *Forward* isoladamente, haja vista todos serem acionados pelo mesmo sinal de comando.

Os circuitos equivalentes relativos às etapas de operação descritas anteriormente e as principais formas de onda são ilustrados nas Figuras 3 e 4, respectivamente.

Conforme citado, a célula básica da topologia proposta é o conversor *Forward*, cujo ganho estático é definido por (1), em que $n=n_2/n_1$ é a relação de transformação, D é a razão cíclica limitada por (2), V_i é o valor da tensão da fonte de entrada (célula a combustível) e V_{oN} é o valor de tensão na saída de um dos conversores *Forward*.

$$G_{FWD} = \frac{V_{oN}}{V_i} = nD \quad (1)$$

$$D \leq (1 + n_1/n_3)^{-1} \quad (2)$$

Admitindo que N conversores *Forward* idênticos tenham suas saídas conectadas em série, a tensão total na saída pode ser expressa por:

$$V_o = \sum_{k=1}^N V_{ok} = V_{o1} + V_{o2} + \dots + V_{oN} = NnDV_i \quad (3)$$

Desse modo, tem-se:

$$G = \frac{V_o}{V_i} = NG_{FWD} = nND \quad (4)$$

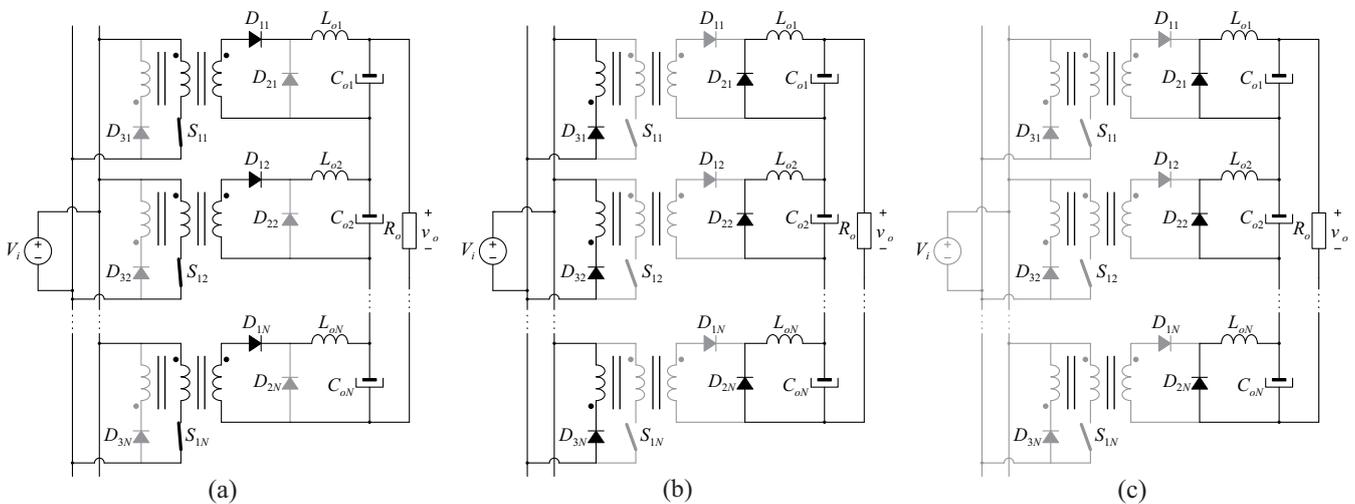


Fig. 3. Etapas de operação do conversor proposto: (a) 1ª etapa, (b) 2ª etapa e (c) 3ª etapa.

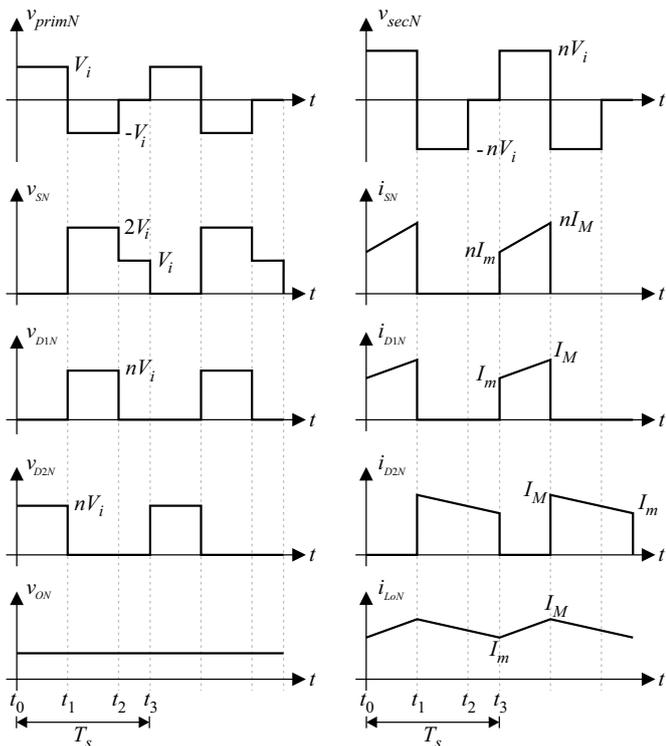


Fig. 4. Formas de onda do conversor proposto operando no modo de condução contínua, para $n_3 = n_1$.

Ainda, o valor médio da corrente de entrada I_{iN} de cada conversor *Forward* é definido por:

$$I_{iN} = \frac{I_i}{N}, \quad (5)$$

onde I_i representa o valor médio da corrente de saída da célula a combustível.

Convém destacar que N é escolhido para limitar a corrente máxima desejada na entrada de cada conversor *Forward*, enquanto n é ajustado para fornecer o ganho estático de tensão necessário ao processo de conversão.

Segundo o fabricante da célula a combustível [13], a máxima ondulação de corrente pico a pico permitida nesse dispositivo não deve ultrapassar 35% (10 A) de seu valor médio em carga nominal, na frequência de 120 Hz. Logo, devido à descontinuidade da corrente tipicamente drenada por conversores *Forward*, introduziu-se um filtro LC entre o conversor e a célula a combustível, a fim de reduzir a amplitude das ondulações de alta frequência na corrente por ela gerada. O projeto dos elementos do filtro foram realizados de acordo com [14] alocando-se a frequência de corte uma década abaixo da frequência de comutação.

III. MODELAGEM ORIENTADA AO CONTROLE

Nesta sessão será utilizada uma análise simplificada, baseada na teoria de circuitos, de modo a reduzir a topologia proposta a um simples conversor cc-cc do tipo *Buck*, preservando o mesmo comportamento estático e dinâmico da topologia original. Essa redução permite minimizar os esforços para determinar os modelos de pequenos sinais, necessários para o projeto dos controladores em malha fechada. Imprescindível salientar que o procedimento a ser apresentado somente é viável devido ao fato de os conversores *Forward* associados serem, por hipótese, idênticos e acionados por um único sinal de comando.

Tendo em vista que as saídas dos conversores *Forward* estão conectadas em série, os N capacitores de saída podem ser substituídos por um único capacitor equivalente. Como todos os capacitores associados possuem o mesmo valor C_o de capacitância, a capacitância equivalente $C_{o_{eq}}$ pode ser obtida por (6). Tal simplificação é ilustrada na Figura 5 (a).

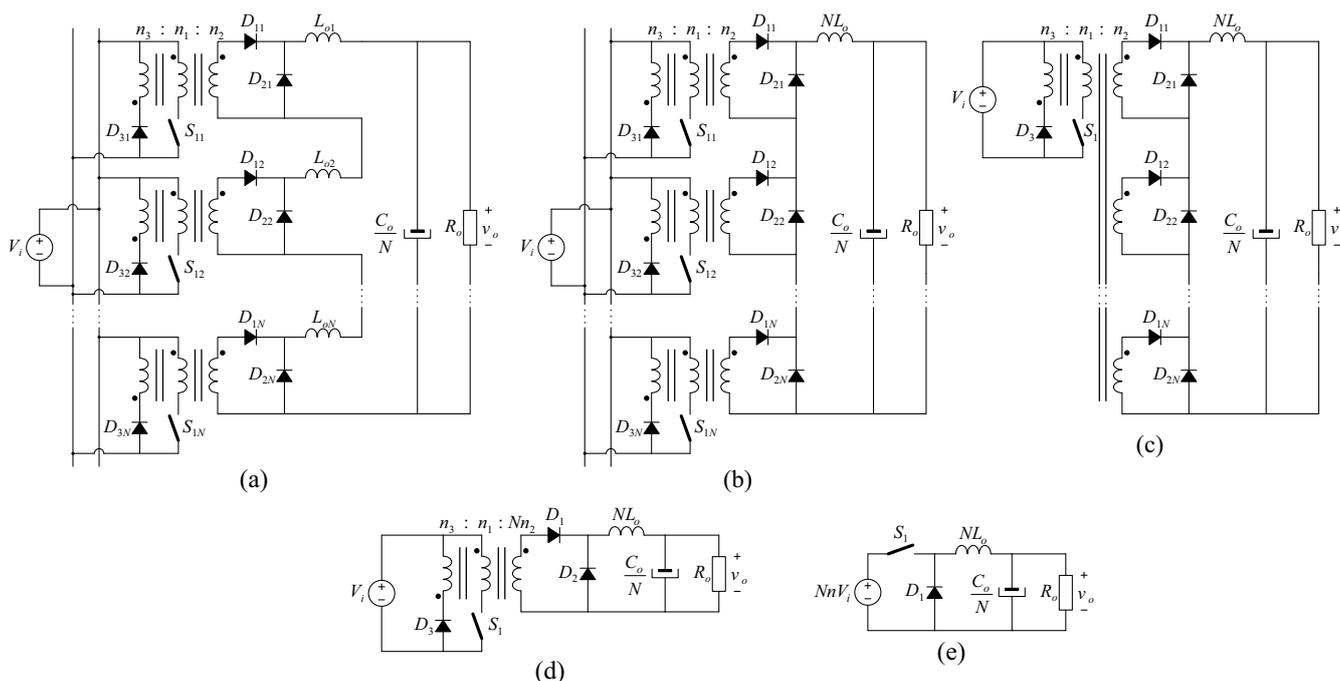


Fig. 5. Circuitos resultantes da simplificação da configuração proposta a um conversor *Buck* equivalente.

$$C_{o_{eq}} = \frac{C_o}{N} \quad (6)$$

Ainda, considerando os conversores idênticos, pode-se supor que os indutores $L_{o1} \dots L_{oN}$ são percorridos por correntes de igual valor e, portanto, comportam-se como se estivessem em série. Assim, obtém-se a Figura 5 (b), que mantém as características estático-dinâmicas da configuração originalmente proposta, como será demonstrado. A indutância equivalente $L_{o_{eq}}$ é determinada por:

$$L_{o_{eq}} = NL_o. \quad (7)$$

Diferentemente dos terminais de saída, os terminais de entrada dos conversores *Forward* são conectados em paralelo. Assim, do ponto de vista da fonte de entrada, o transformador pode ser representado por um único enrolamento primário com o mesmo número de espiras do primário de cada conversor *Forward*, como mostrado na Figura 5 (c). Esta representação elimina o compartilhamento da corrente de entrada, porém não altera o comportamento estático-dinâmico do conversor, necessário para o projeto dos compensadores.

Além disso, no conversor *Forward*, a tensão de saída pode ser definida como o valor médio da tensão sobre o diodo de roda livre, doravante denominado por D_2 . Isso também é verdadeiro para a configuração proposta, como pode ser visto na Figura 5 (c). No entanto, como os diodos $D_{21} \dots D_{2N}$ estão em série, a tensão de saída é definida por N vezes o valor médio da tensão sobre um desses diodos. Logo, para se obter o conversor *Forward* equivalente, um único enrolamento secundário com Nn_2 espiras deve ser considerado, conforme exposto na Figura 5 (d).

Finalmente, o conversor *Forward* equivalente pode ser reduzido a um conversor *Buck*. Para tanto, deve-se refletir a tensão pulsada no lado primário para o lado secundário, de maneira a eliminar o transformador *Forward* da representação, como pode ser visto na Figura 5 (e).

A fim de validar o modelo reduzido, um degrau de carga de 100% foi aplicado à configuração proposta e ao conversor *Buck* equivalente. Os resultados obtidos são apresentados na Figura 6, a partir da qual é possível verificar a equivalência entre os comportamentos dinâmicos. Embora o conversor proposto, incorporando a técnica de *interleaving*, não possa ser reduzido a um conversor *Buck* equivalente (apenas a um conversor *Buck* equivalente com *interleaving*) seu comportamento dinâmico também é o mesmo do modelo reduzido, como mostra a Figura 6.

Os resultados encontrados demonstram que os mesmos compensadores podem ser empregados em ambos os casos: no conversor *Forward* proposto com e sem *interleaving*. Além disso, tais resultados indicam que o modelo comutado do conversor proposto é similar ao modelo comutado de um conversor *Buck* equivalente, cujo modelo médio de pequenos sinais é ilustrado na Figura 7.

Uma vez que a tensão V_i da célula a combustível mantém-se constante durante um período de comutação, as funções de transferência necessárias para controlar a corrente e a tensão de saída do conversor, obtidas a partir da análise do circuito ilustrado na Figura 7, podem ser definidas respectivamente por [3]:

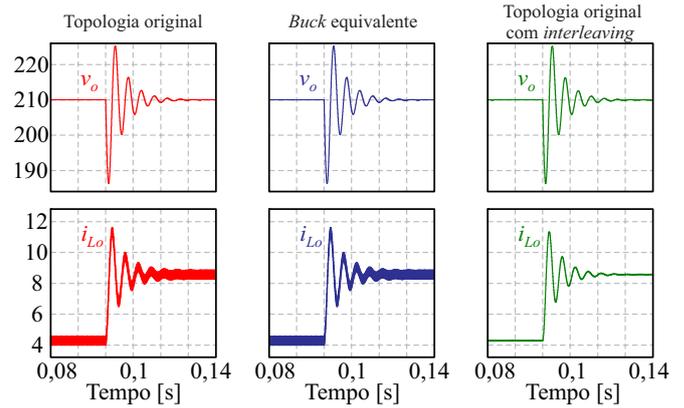


Fig. 6. Comportamento dinâmico da tensão e da corrente de saída da configuração proposta, do conversor *Buck* equivalente e da topologia proposta com *interleaving*, considerando um degrau de carga de 100%.

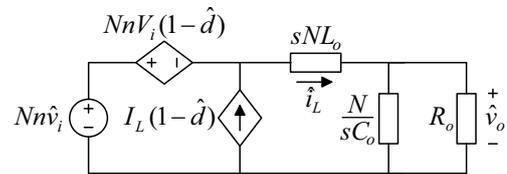


Fig. 7. Circuito equivalente do modelo de pequenos sinais da configuração proposta.

$$G_i(s) = \left. \frac{\hat{i}_{L_o}(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{v}_i=0} = \frac{nNV_i \left(s \frac{R_o C_o}{N} + 1 \right)}{s^2 R_o C_o L_o + sNL_o + R_o}, \quad (8)$$

$$G_v(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_{L_o}(s)} \right|_{\hat{v}_i=0} = \frac{R_o}{s \frac{R_o C_o}{N} + 1}. \quad (9)$$

IV. INFLUÊNCIA DE VARIAÇÕES PARAMÉTRICAS NA OPERAÇÃO DO CONVERSOR

Todos os procedimentos aplicados para equacionar e modelar a configuração sob análise foram realizados havendo como hipótese o fato de os conversores *Forward* utilizados serem idênticos. Evidentemente, na prática, por mais sistemático que seja o processo de construção de tais conversores, variações paramétricas podem existir e afastar o comportamento experimental daquele previsto matematicamente. Para avaliar o impacto de variações paramétricas dos conversores *Forwards* arranjados na configuração proposta, apresentam-se alguns resultados obtidos a partir de simulações realizadas no *software Orcad Pspice*.

Os componentes utilizados na referida simulação estão dispostos na Tabela I, enquanto os percentuais das variações aplicados sob alguns dos parâmetros dos conversores *Forwards* seguem listados na Tabela II e as especificações utilizadas no dimensionamento dos elementos passivos na Tabela III.

Os resultados obtidos e ilustrados na Figura 8 mostram que mesmo havendo variações paramétricas expressivas, as tensões e as correntes nos conversores *Forwards* não se

afastam significativamente do valor nominal, validando a hipótese de que tais conversores podem ser considerados idênticos durante as etapas de projeto e de dimensionamento.

TABELA I
Diodos e Interruptores Utilizados

Componente	Símbolo	Modelo
Interruptores	S_1, S_2 e S_3	IRFP90N20D
Diodos	D_{11}, D_{12} e D_{13}	C3D20060
Diodos	D_{21}, D_{22} e D_{23}	C3D20060
Diodos	D_{31}, D_{32} e D_{33}	20CTQ150

TABELA II
Percentuais de Variação Aplicados a Alguns dos Parâmetros dos Conversores Forward (Valores Nominais: $L_o=1,67$ mH, $R_{L_o}=244$ m Ω , $D=0,45$ e $n=5,8$)

Conversor	Percentual de variação dos parâmetros			
	L_o	R_{L_o}	D	n
Forward 1	0%	-10%	+5%	0%
Forward 2	+10%	0%	-5%	+5%
Forward 3	-10%	+10%	0%	-5%

TABELA III
Especificações do Conversor Proposto

Variáveis	Símbolos	Valores
Ganho do modulador	k_{PWM}	83,3 mV ⁻¹
Frequência de comutação	f_c	40 kHz
Potência de saída	P_o	900 W
Capacitância de saída	C_o	330 μ F
Indutância de saída	L_o	1,67 mH
Capacitância do filtro de entrada	C_i	1000 μ F
Indutância do filtro de entrada	L_i	2 μ F
Relações de transformação	n_1/n_2	5,8
	n_1/n_3	1
Máxima tensão de entrada	V_{imax}	43 V
Mínima tensão de entrada	V_{imin}	26 V
Máxima corrente de entrada	I_{imax}	30 A
Tensão do barramento cc	V_{bus}	210 V

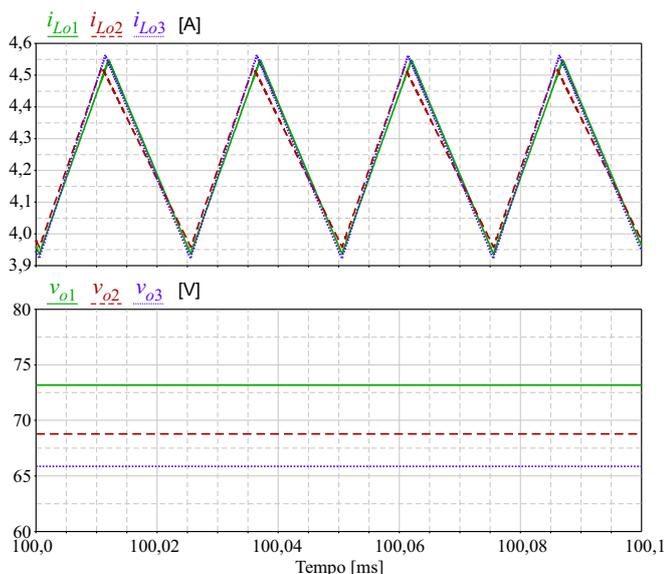


Fig. 8. Resultados de simulação que descrevem as correntes nos indutores L_{o1} , L_{o2} e L_{o3} e as tensões nos capacitores C_{o1} , C_{o2} e C_{o3} na presença de variações paramétricas significativas em alguns dos elementos dos conversores Forward.

V. MODELAGEM DA CÉLULA A COMBUSTÍVEL

A estratégia a ser adotada deve considerar, além da dinâmica do conversor e das características da carga, as limitações e a segurança de operação da célula a combustível. Para tanto, faz-se necessário a compreensão da característica tensão-corrente (I-V) deste dispositivo.

De forma geral, a tensão produzida por uma célula a combustível relaciona-se de forma não linear com a corrente, identificando-se, a partir do estudo da curva I-V, três regiões distintas de operação, caracterizadas pelo tipo de perda, conforme a Figura 9 [15].

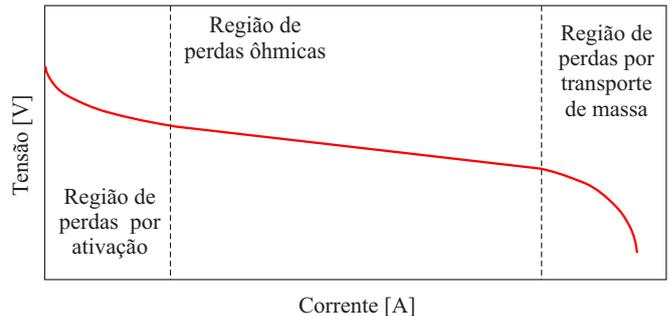


Fig. 9. Curva típica de polarização de uma célula a combustível tipo PEMFC (Proton Exchange Membrane Fuel Cell).

De maneira simplificada, as perdas por ativação estão relacionadas à energia despendida para romper a barreira de ativação da reação química, durante o processo de partida da célula a combustível. Em contrapartida, as perdas por transporte de massa ocorrem devido à mudança de concentração dos reagentes na superfície de cada um dos eletrodos, ocasionada pelo aumento da corrente elétrica, implicando em uma queda acentuada de tensão nos terminais da célula a combustível, que pode, inclusive, vir a danificá-la. Por sua vez, as perdas ôhmicas são ocasionadas pela resistência à passagem de corrente elétrica pelos eletrodos e pela oposição à passagem dos íons pela membrana. Nesta região a célula a combustível apresenta maior rendimento e sua operação se estabelece de forma mais segura.

Em [15], [16] é apresentado um modelo elétrico equivalente capaz de representar uma célula a combustível nas regiões de perda por ativação e de perdas ôhmicas, tal como na Figura 10. A determinação dos parâmetros relacionados à região de ativação (R_a e C_a) e à região de perdas ôhmicas (R_r) é realizada por meio de ensaios experimentais, mediante a interrupção da corrente e medição da resposta transitória associada à tensão de saída da célula.

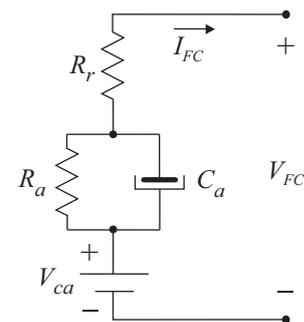


Fig. 10. Modelo elétrico equivalente de uma célula a combustível.

Durante a realização dos ensaios experimentais, cujos resultados fazem parte deste artigo, o circuito equivalente da Figura 10 foi utilizado para emular o comportamento estático-dinâmico da célula a combustível PEMFC Nexa, fabricada pela Ballard®. Os parâmetros do modelo que a representam foram extraídos de [17] e são apresentados na Tabela IV.

TABELA IV

Especificações dos Parâmetros do Modelo Elétrico Equivalente da Célula a Combustível PEMFC Nexa.

V_{ca} (V)	R_a (Ω)	C_a (F)	R_r (Ω)
41	0,233	0,171	0,133

VI. ESTRATÉGIA DE CONTROLE

O emprego de estratégias de controle adequadas é fundamental para que a configuração proposta opere corretamente, seja para garantir o suprimento da carga crítica, seja para preservar os níveis seguros de tensão e de corrente à operação da célula a combustível [18]-[20]. A estratégia foi desenvolvida por meio da implementação de duas malhas de controle, conforme é demonstrado na Figura 11.

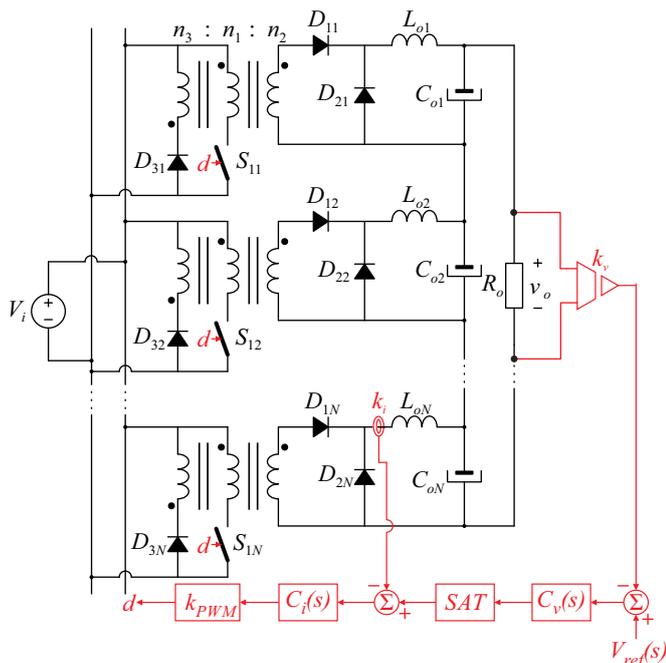


Fig. 11. Estágio de potência com inclusão das malhas para controle da tensão e da corrente.

A malha de controle externa é empregada para regular a tensão de saída do conversor. O sinal do controlador de tensão $C_v(s)$ é utilizado como referência para a malha interna [21], cujo objetivo é controlar a corrente no indutor de saída de um dos conversores *Forward*. Cabe ressaltar que pelo fato de as saídas estarem conectadas em série, os indutores de todos os conversores associados são percorridos pela mesma corrente, salvo pequenas alterações causadas por variações paramétricas. Assim, a leitura da corrente de apenas um dos indutores é suficiente para implementação da estratégia de controle. A partir da saturação da referência de corrente pelo

bloco *SAT*, a corrente nos indutores pode ser limitada em um valor máximo, evitando que a célula a combustível opere com sobrecarga. Tal estratégia somente pode ser aplicada devido ao fato de (5), reescrita em (10), ser verdadeira. Assim, sendo I_{iN} definida por (11), (12) pode ser obtida, de modo a se verificar que a saturação de I_{Lo} implica a saturação de I_i .

$$I_i = NI_{iN} \quad (10)$$

$$I_{iN} = nDI_{Lo} \quad (11)$$

$$I_i = nNDI_{Lo} \quad (12)$$

Por segurança a célula a combustível deve trabalhar na região de perdas ôhmicas e, assim, a máxima potência de saída pode ser limitada a P_{max} , resultando em uma corrente máxima no indutor dada por:

$$I_{Lo,max} = \frac{P_{max}}{V_o} \quad (13)$$

Analisando a Figura 11, chega-se ao diagrama de blocos representado na Figura 12, a partir do qual é possível identificar uma malha interna rápida, para controle da corrente do indutor (área sombreada) e uma malha externa lenta, para controle da tensão de saída.

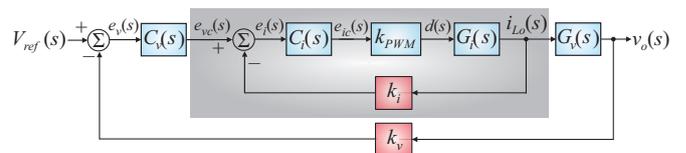


Fig. 12. Diagrama de blocos com as malhas de controle interna (corrente) e externa (tensão).

O método de resposta em frequência foi utilizado para ajustar os parâmetros do compensador PI, empregado na malha de controle da corrente, em destaque na Figura 13.

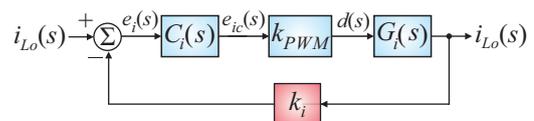


Fig. 13. Diagrama de blocos da malha interna de corrente.

A margem de fase desejada foi ajustada em 60° e a frequência de cruzamento definida em $f_c = f_s/10 = 4$ kHz, em que f_s representa a frequência de comutação, resultando em:

$$C_i(s) = 0,597 \frac{(s + 1,04 \cdot 10^3)}{s} \quad (14)$$

Posto que o barramento cc da microrrede, no qual o conversor proposto está inserido, apresenta uma capacitância de elevado valor (banco de supercapacitores, conforme mostrado na Figura 1), a malha externa de controle é projetada para ser mais lenta que a malha interna. Assim, como a função de transferência de malha fechada da região sombreada da Figura 12, descrita por (15), em baixa frequência é representada por (16), obtém-se a Figura 14.

$$FTMF_i(s) = \frac{k_{PWM}G_i(s)C_i(s)}{1 + k_{PWM}k_iG_i(s)C_i(s)} \quad (15)$$

$$FTMF_i(s \rightarrow 0) = \frac{1}{k_i} \quad (16)$$

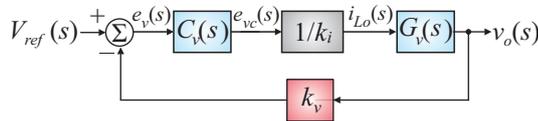


Fig. 14. Diagrama de blocos referente à malha externa de controle.

Nesse caso, a margem de fase desejada foi ajustada em 60° e a frequência de cruzamento foi definida por $f_c = 0,15$ Hz. Logo, obteve-se o compensador PI com filtro, dado por:

$$C_v(s) = 3921 \frac{(s + 0,18)}{s(s + 2,8)} \quad (17)$$

Na Figura 15 apresentam-se os diagramas de Bode do sistema de laço aberto não compensado, do compensador e do sistema de laço aberto compensado para ambas as malhas de controle: corrente e tensão. Ressalta-se que a dinâmica lenta da malha de tensão se deve ao fato de o banco de supercapacitores estar conectado ao barramento cc.

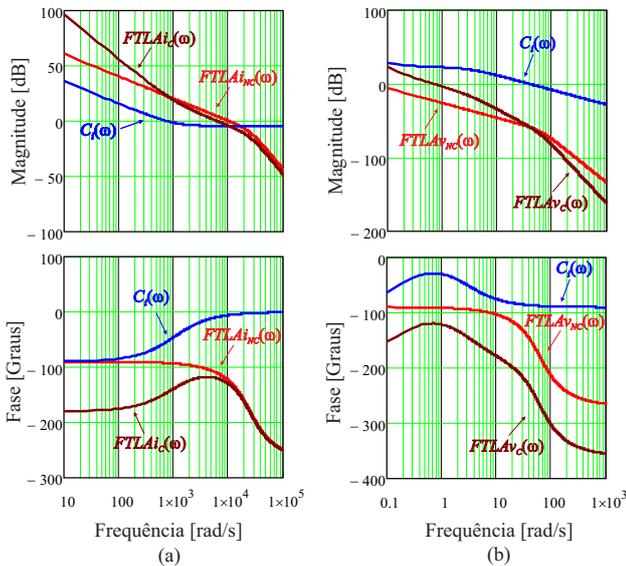


Fig. 15. Diagramas de Bode do sistema de laço aberto não compensado $FTLA_{NC}(\omega)$, do compensador $C(\omega)$ e do sistema de laço aberto compensado $FTLA_C(\omega)$ para ambas as malhas de controle: (a) malha de corrente; (b) malha de tensão.

VII. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Com o objetivo de validar a análise teórica desenvolvida, a modelagem do circuito e a estratégia de controle, um protótipo de laboratório, cujas especificações estão listadas na Tabela III, foi projetado e construído, conforme é ilustrado na Figura 16.

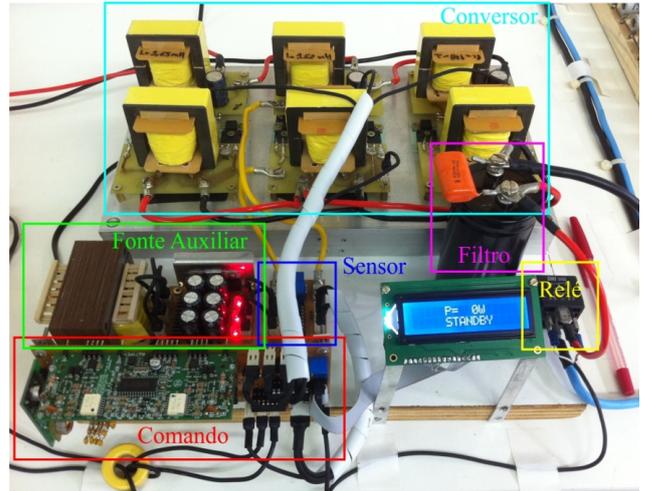


Fig. 16. Protótipo de laboratório.

Os resultados experimentais a serem apresentados serão categorizados em três tipos:

- **Resultados experimentais A:** obtidos em ensaios envolvendo um único conversor *Forward*, com o intuito de validar os esforços de tensão e de corrente do conversor, bem como avaliar seu rendimento;
- **Resultados experimentais B:** utilizados para validar a operação da topologia proposta, composta por três conversores *Forward* com entradas conectadas em paralelo e saídas em série;
- **Resultados experimentais C:** referentes à operação da topologia proposta como parte de uma microrrede híbrida.

A. Resultados Experimentais A

A partir dos resultados experimentais realizados com um dos conversores *Forward*, foi possível avaliar as tensões e correntes de entrada e de saída, assim como os esforços de tensão e de corrente no interruptor e nos diodos do conversor.

A Figura 17 retrata as formas de onda experimentais das correntes de entrada e de saída (a) e das tensões de entrada e de saída (b). Adicionalmente, na Figura 18, apresentam-se as formas de onda experimentais que descrevem a tensão e a corrente no diodo D_{11} (a), no diodo D_{21} (b) e no interruptor S_1 (c).

Por intermédio da Figura 18 verificam-se consideráveis sobretensões nos componentes, principalmente no interruptor S_1 e no diodo de roda livre D_{21} . Tais sobretensões são ocasionadas pela energia armazenada no indutor de dispersão do transformador, bem como nos indutores parasitas oriundos das trilhas do protótipo. Para proteger os referidos componentes foi utilizado um circuito grapeador (RCD *clamp*), para aliviar as sobretensões em S_1 , e um ramo de amortecimento (RC *snubber*) conectado aos terminais do interruptor de saída L_{o1} , a fim de suavizar as oscilações em D_{11} e D_{21} . Ambos os circuitos dissipam calor e afetam a eficiência do conversor.

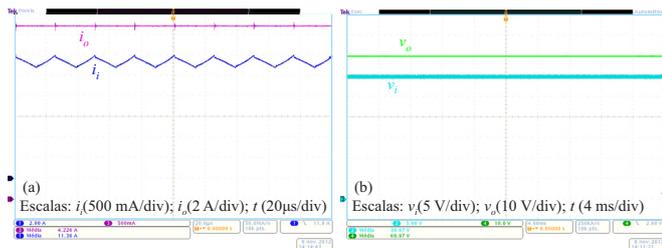


Fig. 17. Grandezas de entrada e de saída do conversor *Forward*: (a) correntes de entrada (I_i) e de saída (I_o); b) tensões de entrada (V_i) e de saída (V_o).

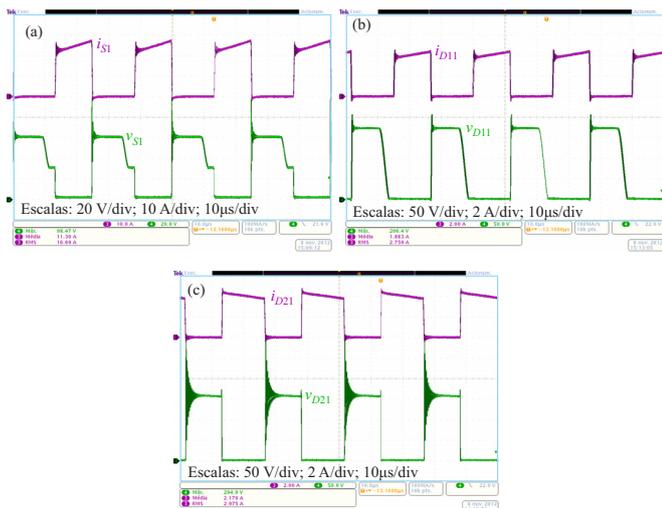


Fig. 18. Esforços de corrente e de tensão nos semicondutores de potência do conversor *Forward*: (a) interruptor (S_1); (b) diodo principal (D_{11}); (c) diodo de roda livre (D_{21});

Na Figura 19, destaca-se a curva de rendimento do conversor para uma variação de 10% a 100% de carga. Mediante a referida curva, nota-se que o rendimento máximo estabeleceu-se em 91,5% em meia carga. Nos ensaios, desconsideraram-se as perdas associadas aos circuitos de condicionamento e *gate drivers*.

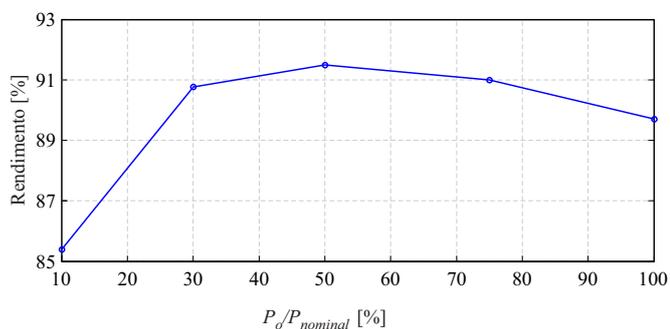


Fig. 19. Curva de rendimento do conversor *Forward*.

B. Resultados Experimentais B

Após a adequada conexão entre os conversores *Forward*, realizaram-se ensaios experimentais para validar a operação da configuração proposta. Além do conversor propriamente dito, o protótipo possui uma placa de sensoriamento das grandezas a serem controladas, uma placa de comando, uma

fonte auxiliar, um capacitor de filtro de entrada e um relé, conforme é destacado na Figura 16.

A Figura 20 (a) apresenta a corrente (I_i) e a tensão (V_i) da célula a combustível durante seu procedimento de partida com potência máxima: aproximadamente 30 A e 30 V. Na Figura 20 (b) verificam-se os detalhes das formas de onda mencionadas, a partir da qual se nota que a corrente de *inrush* é elevada (58 A). Entretanto, o fabricante garante a operação segura da célula a combustível com até 65 A, durante a partida.

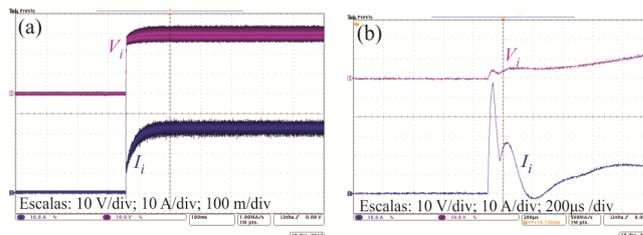


Fig. 20. (a) Tensão (V_i) e corrente (I_i) extraídas do modelo de emulação da célula a combustível durante seu processo de partida; (b) detalhe das formas de onda.

Em seguida, testou-se a resposta da configuração proposta em malha fechada, aplicando sucessivos degraus de carga. A Figura 21 apresenta a corrente e a tensão de saída do circuito emulador da célula a combustível, bem como a tensão e a corrente na carga. É possível verificar que a potência fornecida à carga é tal que a tensão V_o de saída mantém-se regulada no valor nominal.

Na Figura 22 apresenta-se a curva de rendimento da configuração implementada. Logicamente, pelo fato de os conversores *Forward* não estarem cascateados, o rendimento da topologia proposta é muito similar a de um dos conversores *Forward* associados.

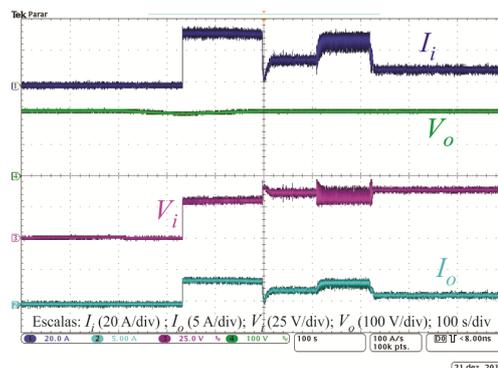


Fig. 21. Corrente (I_i) e tensão (V_i) de saída do circuito emulador da célula a combustível; tensão (V_o) e corrente (I_o) na carga.

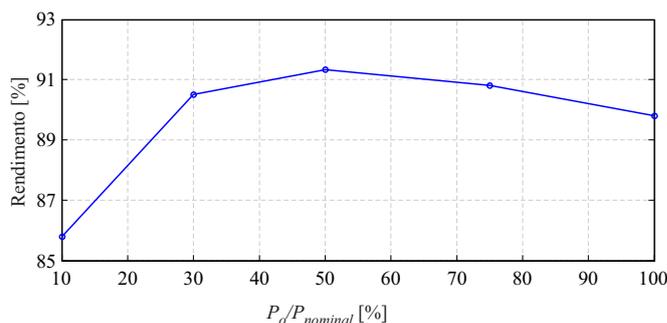


Fig. 22. Curva de rendimento da configuração proposta.

Mediante os resultados apresentados, comprovou-se a correta operação da estratégia de controle utilizada, sendo possível, portanto, integrar a configuração proposta à microrrede apresentada na Figura 1, para avaliar seu desempenho experimentalmente.

C. Resultados Experimentais C

Conforme previamente discutido, quando a microrrede opera no modo isolado (ausência da rede da concessionária) e não há energia suficiente proveniente do arranjo fotovoltaico e tampouco do gerador eólico para suprir a carga crítica, a célula a combustível é acionada para complementar a geração de energia. Detalhes da estratégia de controle aplicada à microrrede em questão podem ser encontrados em [12].

Cabe ressaltar que, no modo isolado, a microrrede está fisicamente desconectada da rede elétrica e o conversor cc-ca permanece desativado. Assim, a energia necessária para suprir a carga crítica, alocada no lado cc da microrrede, é integralmente fornecida pelo arranjo fotovoltaico e pelo aerogerador, sendo complementada pela célula a combustível. Nesse cenário, a configuração proposta faz a interface entre a célula a combustível e o barramento cc da microrrede, conforme é evidenciado na Figura 1.

Para realização do teste experimental, impõe-se, à microrrede, operação no modo isolado, restringindo-se a energia entregue pelo arranjo fotovoltaico e pelo gerador eólico à carga. Nesta condição, a célula a combustível é ativada, entrando em efetiva operação cerca de 30 s após sua inicialização, conforme pode ser verificado na Figura 23. Durante esse intervalo, o banco de supercapacitores presente no barramento cc é parcialmente descarregado, todavia, a queda de tensão não supera 5% da tensão nominal, e a carga mantém-se suprida.

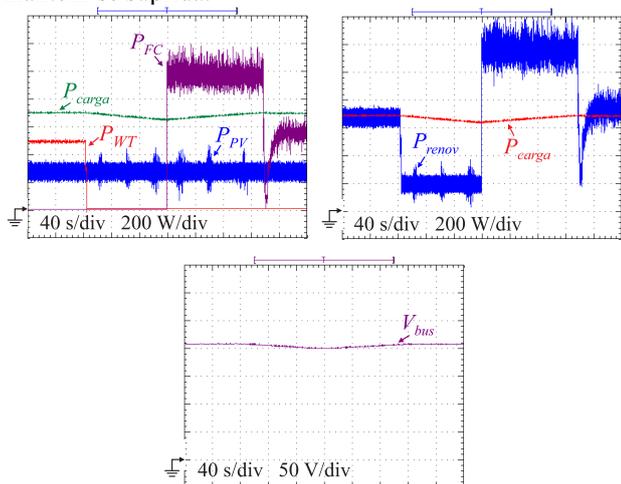


Fig. 23. Operação do conversor proposto como parte integrante da microrrede híbrida. (a) potência gerada pelo arranjo fotovoltaico (P_{PV}), pelo aerogerador (P_{WT}), pela célula a combustível (P_{FC}) e consumida pela carga (P_{carga}); b) potência total gerada (P_{renov}) e potência consumida pela carga; c) tensão do barramento cc.

Uma vez que o tempo de inicialização é concluído, a célula a combustível disponibiliza sua máxima potência para o barramento cc (respeitando o limite máximo de corrente, imposto pela saturação da referência de corrente), de modo a

restabelecer, o mais rápido possível, o nível de tensão. No momento em que a tensão nominal do barramento é atingida, a referência de potência da célula a combustível é ajustada de forma a satisfazer o balanço de potência. A partir deste ponto, a potência gerada pela célula a combustível irá variar em consonância às oscilações da carga, de maneira a manter o barramento cc regulado. Cabe ressaltar a simplicidade da estratégia de controle, haja vista que a tensão do barramento é controlada em função do erro de tensão. Uma única restrição surge quando a carga crítica demanda potência elevada, pois nesta condição o saturador da malha de corrente atua para limitar a corrente drenada da célula a combustível.

VIII. CONCLUSÃO

Neste artigo foi apresentada uma configuração de conversor cc-cc de elevado ganho, aplicado ao processamento da energia proveniente de células a combustível. Tal conversor é baseado no uso de conversores *Forward* com os terminais de entrada conectados em paralelo e os de saída em série. A topologia tem como atrativo um elevado ganho estático, além do compartilhamento natural da corrente de entrada.

O artigo apresentou um procedimento de redução da configuração proposta para um conversor *Buck* equivalente que preserva o mesmo comportamento estático-dinâmico, de modo a simplificar a obtenção de modelos orientados ao controle.

A implementação da estratégia de controle foi realizada por meio de duas malhas dinamicamente desacopladas. A primeira foi projetada para regular a tensão de saída do conversor, enquanto a segunda para regular e limitar a corrente fornecida pela célula a combustível, impondo sua operação na região de perdas ôhmicas.

A partir da construção de um protótipo de 900 W, composto pela associação de três conversores *Forwards*, foram obtidos resultados experimentais que permitiram validar o funcionamento da topologia isoladamente, bem como integrada a uma microrrede híbrida, demonstrando sua adequação à aplicação.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem ao CNPq, CAPES e FINEP pelo apoio financeiro e bolsas de estudo.

REFERÊNCIAS

- [1] K. Agbossou, S. Kelouwani, A. Anouar, and M. Kolhe, "Energy Management of Hydrogen-Based Stand-Alone Renewable Energy System by Using Boost and Buck Converters", in *IEEE Industry Applications Conference*, vol.4, pp. 2786-2793, 2004.
- [2] L. K. Palma, M. H. Todorovic, P. Enjeti, "Design Considerations For a Fuel Cell Powered dc-dc Converter For Portable Applications", in *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 1263-1268, 2006.

- [3] R. W. Erickson, D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics.*, Kluwer, Norwell, 2001.
- [4] N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins, *Power Electronics: converters, applications, and design*, John Wiley & Sons, 2ª Ed., New York, 1995.
- [5] B. Huang, I. Sadli, J.-P. Martin, B. Davat, "Design of a High Power, High Step-Up Non-isolated DC-DC Converter for Fuel Cell Applications," in *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, pp. 6-8, 2006.
- [6] S. V. Araujo, R. P. Torrico-Bascope, G. V. Torrico-Bascope, "Highly Efficient High Step-Up Converter for Fuel-Cell Power Processing Based on Three-State Commutation Cell," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, n.º 6, pp. 1987-1997, June 2010.
- [7] X. Kong, A. M. Khambadkone, "Analysis and Implementation of a High Efficiency, Interleaved Current-Fed Full Bridge Converter for Fuel Cell System," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, n.º 2, pp. 543-550, March 2007.
- [8] A. Mohammadpour, L. Parsa, M. H. Todorovic, R. Lai, R. Datta, L. Garces, "Series-Input Parallel-Output Modular-Phase DC-DC Converter With Soft-Switching and High-Frequency Isolation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, n.º 1, pp. 111-119, Jan. 2016.
- [9] W. Li, J. Liu, J. Wu, X. He, "Design and Analysis of Isolated ZVT Boost Converters for High-Efficiency and High-Step-Up Applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, n.º 6, pp. 2363-2374, Nov. 2007.
- [10] R. F. Coelho, L. Schmitz, D. C. Martins, "Grid-Connected Renewable Hybrid System For Uninterruptible DC Load Maintenance", in *Brazilian Power Electronics Conference*, pp. 155-161, 2011.
- [11] R. F. Coelho, L. Schmitz, D. C. Martins, "Grid-Connected PV-Wind-Fuel Cell Hybrid System Employing a Supercapacitor Bank as Storage Device to Supply a Critical DC Load", in *IEEE 33rd International Telecommunications Energy Conference*, pp. 1-10, 2011.
- [12] R. F. Coelho, L. Schmitz, L. T. Macedo, D. C. Martins, "Estratégia para Controle do Fluxo de Potência em uma Microrrede Híbrida Destinada a Alimentação de Cargas CC Críticas", *Eletrônica de Potência - SOBRAEP*, vol. 20, n.º 2, pp. 205-214, Março 2015.
- [13] Nexa power module user's manual, Ballard, 2003.
- [14] D. C. Martins, I. Barbi, *Conversores cc-cc básicos não isolados*, Edição dos autores, 2000.
- [15] J. Larminie, A. Dicks, *Fuel cell systems explained*, England: Wiley, 2000.
- [16] G. R. T. Hax, *Estudo e implementação de um conversor de interligação destinado a elevar a autonomia de uma UPS comercial utilizando células a combustível*, Dissertação de mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, 2009.
- [17] R. D. S. Morreti, *Estudo e implementação de um conversor CC-CC baseado no inversor Z-source alimentado por células a combustível*, Dissertação de mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, 2007.
- [18] W. Gao, V. Zheglov, G. Wang, S. M. Mahajan, "PV – Wind – Fuel Cell Electrolyzer Microgrid Modeling and Control in Real Time Digital Simulator", in *International Conference on Clean Electrical Power*, pp. 29-34, 2009.
- [19] K. Agbossou, A. Belodean, M. L. Doumbia, "Development of a Control Method for a Renewable Energy System with Fuel Cell", in *AFRICON*, pp. 1-5, 2009.
- [20] M. L. Doumbia, K. Agbossou, E. Granger, "Simulink Modeling and Simulation of a Hydrogen Based Photovoltaic/Wind Energy System", in *International Conference on Computer*, pp. 2067-2072, 2007.
- [21] L. Dixon, "Average current mode control of switching power supplies," in *Proc. Nitrode Power Supply Design Seminar Manual*, pp. 1-12, 1990.

DADOS BIOGRÁFICOS

Lenon Schmitz, nascido em Blumenau, SC, Brasil, em 28 de março de 1990. Recebeu os títulos de Engenheiro Eletricista e de Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina em 2012 e 2015, respectivamente. Atualmente é estudante de doutorado do programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica na instituição. Sua área de interesse inclui conversores estáticos e sistemas conectados à rede elétrica.

Roberto Francisco Coelho, nascido em Florianópolis, SC, Brasil, em 19 de agosto de 1982. Recebeu os títulos de Engenheiro Eletricista, Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, Brasil, em 2006, 2008 e 2013, respectivamente. Atualmente é professor do Departamento de Engenharia Elétrica e Eletrônica desta instituição, onde desenvolve trabalhos relacionados ao processamento de energia proveniente de fontes renováveis e ao controle e estabilidade de microrredes.

Denizar Cruz Martins, nascido em São Paulo, SP, Brasil, em 24 de abril de 1955. Recebeu os títulos de Engenheiro Eletricista e Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, Brasil, em 1978 e 1981, respectivamente, e o título de Doutor em Engenharia Elétrica pelo Instituto Nacional Politécnico de Toulouse, Toulouse, França, em 1986. Atualmente é professor titular do Departamento de Engenharia Elétrica e Eletrônica da Universidade Federal de Santa Catarina, Brasil.