INVERSOR MONOFÁSICO ISOLADO CONECTADO À REDE BASEADO NA TOPOLOGIA BOOST-FULL-BRIDGE COM REDUÇÃO ATIVA DA ONDULAÇÃO DE BAIXA FREQUÊNCIA DA CORRENTE DE ENTRADA

Julio C. M. Fae, Victor Gati, Roger Gules, Eduardo F. R. Romaneli, Alceu A. Badin e Amauri A. Assef
Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba–PR, Brasil
Programa de Pós-Graduação em Sistemas de Energia - PPGSE
e-mail: julio.fae@hotmail.com, vgati@hotmail.com, rgules@gmail.com

***Resumo* – Este trabalho apresenta o desenvolvimento de um inversor monofásico isolado conectado à rede empregando a topologia *boost-full-bridge* (BFB). Utiliza-se este conversor CC-CC em uma estrutura *unfolding* na qual se modula semiciclos positivos senoidais de corrente e um inversor operando em baixa frequência em sincronismo com a rede, fazendo a injeção da corrente senoidal. Esta topologia apresenta comutação suave em todos os interruptores, reduzindo as perdas. Também apresenta a operação intercalada no estágio de entrada, reduzindo os esforços de corrente e a ondulação de alta frequência na corrente de entrada. A estrutura proposta permite a utilização de modulações diferentes e simultâneas, aumentando o grau de liberdade no controle. Esta característica pode ser utilizada para controlar simultaneamente a corrente senoidal de saída, o barramento intermediário de tensão, a operação do MPPT e a redução ativa da ondulação de baixa frequência na entrada do inversor. Um protótipo de 200 W foi construído para validar a estrutura proposta, obtendo-se 3,8% de distorção harmônica total na corrente de saída, 91,6% de rendimento na potência nominal e um rendimento ponderado (CEC - *California Energy Comission*) de 92,3%.**

***Palavras-Chave* – Conversor *Boost-Full-Bridge*, Inversor Conectado a Rede, Redução da Ondulação de Corrente, Comutação Suave.**

GRID-TIE SINGLE PHASE INVERTER BASED ON THE BOOST-FULL-BRIDGE CONVERTER WITH ACTIVE REDUCTION OF THE LOW FREQUENCY INPUT CURRENT RIPPLE

***Abstract* – A grid-tie single phase inverter using the topology boost-full-bridge (BFB) is presented in this work. This DC-DC converter is used in an unfolding structure where positive current semi-cycles are modulated and a low frequency synchronized inverter produce a sinusoidal output current synchronized with the grid voltage. This topology presents soft-switching in all switches reducing the converter losses. The interleaved operation in the input stage reduces the current stress and the high frequency input current ripple. The proposed structure allows the use of multiple simultaneous modulations, increasing the control flexibility. This behavior can be used to control simultaneously the sinusoidal output current, the intermediary DC bus, the MPPT operation and the active reduction of the low frequency input current ripple. A 200W prototype was built to validate the proposed structure obtaining 3.8% of total current harmonic distortion, 91.6% of efficiency at nominal output power and 92.3% of weighted efficiency (CEC - *California Energy Comission*).**

***Keywords* – Boost-Full-Bridge Converter, Grid-Tie Inverter, Current Ripple Reduction, Soft-Switching.**

Manuscript received 06/12/2020; first revision 08/26/2020; accepted for publication 10/01/2020, by recommendation of Editor Demercil de Souza Oliveira Jr. http://dx.doi.org/10.18618/REP.2020.4.0037

I. INTRODUÇÃO

Alguns sistemas de geração em corrente contínua (CC) e fontes renováveis de energia, tais como módulos fotovoltaicos e células a combustível, operam com níveis relativamente baixos de tensão (V_{CC} < 50 V) em relação ao nível de tensão da rede de distribuição. Desta forma, os sistemas para a conexão destes dispositivos geradores à rede elétrica devem estar aptos a operar de forma eficiente com estes diferentes níveis de tensão [1]-[2].

Entre os arranjos topológicos normalmente utilizados para esta aplicação, destacam-se topologias com dois estágios de processamento de energia [1]-[3], topologias de estágio único [4]-[6] e a estrutura chamada *pseudo DC link,* também conhecida como *unfolding* [7]-[8]. Nestas aplicações com geração CC em baixa tensão, a estrutura de dois estágios é mais usual por apresentar as funções de elevação e inversão separadamente, facilitando o desenvolvimento destas estruturas. Como apresentado em [1]-[3], utiliza-se um primeiro estágio elevador, como um conversor CC-CC de alto ganho ou um conversor CC-CC isolado, conectado a um inversor operando em alta frequência, com modulação PWM.

Entretanto, os desafios envolvidos neste tipo de configuração são a complexidade e o rendimento resultantes da conexão série dos estágios de processamento de energia.

Algumas estruturas de estágio único foram propostas para reduzir a complexidade destes sistemas utilizando diferentes configurações, como conversores CC-CC com conexão diferencial como apresentado em [4] e [18] e a tecnologia de inversores utilizando a célula Z *source* [5]-[6]. Na solução *unfolding*, apresentada na Fig. 1, utiliza-se um conversor CC-CC com uma corrente senoidal retificada na saída.

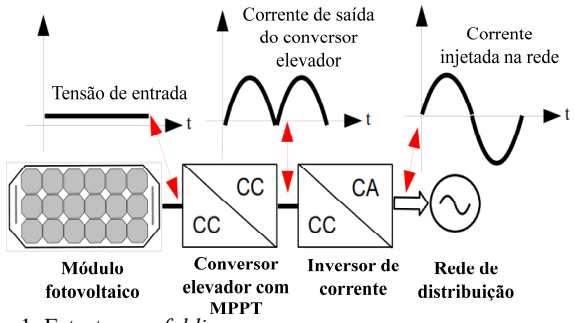


Fig. 1. Estrutura *unfolding*.

Um inversor de baixa frequência faz a inversão para o fornecimento desta corrente senoidal para a rede de forma sincronizada [7]. Esta configuração apresenta uma redução nas perdas por comutação em relação à estrutura de dois estágios, cuja etapa de saída normalmente opera em alta frequência com comutação dissipativa. Uma comparação entre estas diferentes configurações de inversores é apresentada em [8] e [15]. Destacam-se como principais conclusões que a configuração *unfolding* apresenta custo e volume similar às estruturas de dois estágios. Entretanto, a variação do rendimento com a potência da configuração *unfolding* é menor do que nas topologias de um e dois estágios. Assim, o rendimento ponderado em aplicações fotovoltaicas é maior nas estruturas *unfolding*. Desta forma, escolheu-se a metodologia *unfolding* para o desenvolvimento da interface de conexão com a rede.

Nos sistemas conectados à rede, a não utilização do transformador pode resultar no aumento do rendimento, redução do peso, volume e custo do conversor, conforme apresentado em [8]. Porém, pode ser prejudicial em outros aspectos como na sua aplicação junto a sistemas fotovoltaicos com uso da tecnologia de filme fino, cujo emprego exige o aterramento de um de seus terminais [16]. Desta maneira, a isolação galvânica permite que os potenciais da rede elétrica e dos painéis fiquem dissociados. Além disto, na utilização de inversores sem transformador, as capacitâncias intrínsecas dos módulos fotovoltaicos, quando submetidas a tensões de modo comum, podem acarretar correntes circulantes entre a rede elétrica e estas capacitâncias, conforme discutido em [8] e em [15]-[16]. Denominadas corrente de fuga ou corrente de modo comum, este fenômeno causa impacto na qualidade de energia fornecida à rede, na segurança e na durabilidade dos módulos fotovoltaicos. A partir do emprego de transformadores isoladores, elimina-se a corrente de modo comum. Já nas topologias sem transformador é possível mitigar este efeito com a adição de interruptores e diodos, impactando no seu custo e rendimento.

Nas aplicações que exigem um elevado ganho estático, como em microinversores fotovoltaicos e inversores para células a combustível, o emprego do transformador torna-se uma boa alternativa, pois permite a adaptação dos níveis de tensão, possibilita a escolha do ponto de operação do conversor e minimiza os esforços de tensão nos semicondutores.

No desenvolvimento de sistemas *unfolding* com isolação galvânica, uma solução usual é a estrutura mostrada na Fig.2, a qual utiliza um conversor CC-CC *full-bridge* (FB) com comutação suave ZVS [9]. A modulação PWM assimétrica ou a modulação por deslocamento de fase podem ser utilizadas para modular uma corrente senoidal retificada na saída do conversor CC-CC, operando com comutação suave. Como a saída deste conversor é tipo fonte de corrente, obtém-se baixa ondulação na corrente de saída e baixa distorção harmônica. A inversão da corrente de saída é realizada por um inversor tipo ponte completa operando em sincronismo com a rede [9].

Este conversor possui uma característica de entrada tipo fonte de tensão, apresentando uma corrente pulsada em alta frequência. Também apresenta uma ondulação de baixa frequência na corrente com o dobro da frequência da rede, devido à injeção de uma corrente senoidal defasada em 180 graus com a tensão da rede. A potência injetada com variação instantânea igual ao dobro da frequência da rede manifesta-se na entrada do conversor como uma ondulação de baixa frequência na corrente da fonte primária. Estas componentes de alta e baixa frequência na corrente de entrada causam alguns problemas como redução da vida útil de sistemas de geração à célula de combustível e na obtenção da máxima transferência de potência em sistemas fotovoltaicos [10]. Para minimizar estes efeitos, são incluídos filtros adicionais e capacitores de desacoplamento com capacitâncias elevadas na entrada deste tipo de conversor.

Uma estrutura interessante e flexível para o desenvolvimento de sistemas de geração conectados à rede é a estrutura obtida pela integração dos conversores *boost* e *full-bridge* proposto em [11] e apresentado na Fig. 3. Este conversor apresenta como característica baixa ondulação de corrente de alta frequência na sua entrada e saída. É um dos poucos conversores que apresentam tanto a entrada como a saída com característica tipo fonte de corrente, além de apresentar comutação suave ZVS em todos os interruptores. Como esta estrutura é formada pela integração de dois conversores, compartilhando os semicondutores, existe uma flexibilidade adicional de modulação e controle quando comparado com o conversor FB convencional. Esta característica é utilizada em algumas aplicações com múltiplas fontes de alimentação, como sistemas fotovoltaicos e baterias mostrado na Fig. 4 e apresentado em [12].

Neste sistema, pode-se utilizar a modulação PWM para regular o barramento CC, realizando a busca do ponto de máxima potência (MPPT) e o controle da demanda de energia entre as fontes de entrada. Nesta estrutura *three-port*, pode-se também empregar simultaneamente a modulação por deslocamento de fase para controlar a corrente de saída e o fluxo de potência para a carga, conforme apresentado em [12]. Estas características são utilizadas neste trabalho para o desenvolvimento de um inversor *unfolding* com a capacidade intrínseca de reduzir ativamente a ondulação de baixa frequência da fonte de entrada de energia, que no caso pode ser um sistema fotovoltaico ou células a combustível.

Conforme apresentado em [14], a solução mais usual para a redução da ondulação de baixa frequência da fonte de alimentação do inversor *unfolding* é a inserção de um banco de capacitores volumoso na entrada do conversor. Este banco de capacitores supre a demanda de energia desacoplando a ondulação de baixa frequência na entrada do inversor.

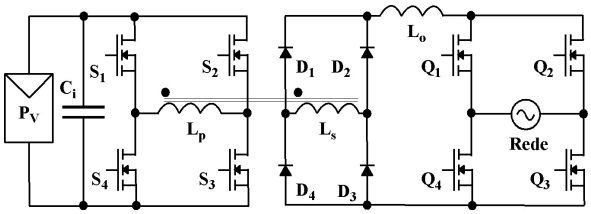


Fig. 2. Inversor *unfolding* utilizando o conversor *full-bridge*.

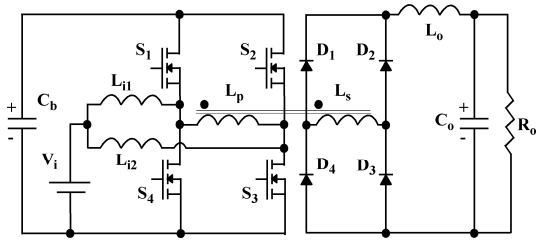


Fig. 3. Conversor CC-CC *boost-full-bridge*.

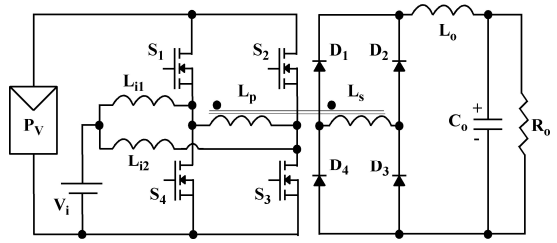


Fig. 4. Conversor CC-CC *boost-full-bridge* com duas fontes de alimentação *(three-port)* e dupla modulação.

O volume deste banco de capacitor será maior quanto menor for a tensão de entrada do inversor em função da energia armazenada ser dependente do quadrado da tensão.

A redução da ondulação de baixa frequência da entrada pode ser realizada de forma ativa na estrutura proposta, pois os interruptores do conversor compõem um conversor bidirecional entre o barramento de tensão primário (C_b) e a fonte de entrada. Desta forma, pode-se utilizar a energia do barramento primário para realizar o desacoplamento da potência instantânea de entrada e saída do inversor, reduzindo a ondulação de baixa frequência da corrente de entrada.

II. CONVERSORES PROPOSTOS

A estrutura básica do inversor isolado em alta frequência utilizando o conversor *boost-full-bridge* (BFB) na configuração *unfolding* é apresentada na Fig. 5(a). Nesta metodologia, utiliza-se um retificador ponte completa na saída do conversor com quatro diodos e um inversor de baixa frequência com quatro interruptores. Uma variação desta estrutura para aplicações com níveis mais baixos de tensão na saída é apresentada na Fig. 5(b). Nesta estrutura, substitui-se o retificador em ponte completa na saída do conversor por dois retificadores tipo dobrador de corrente. O retificador dobrador de corrente superior, composto por D_1-D_2, atua no semiciclo positivo da corrente de baixa frequência de saída e o retificador dobrador de corrente, composto por D_3-D_4, atua no semiciclo negativo da corrente. Nesta configuração, utilizam-se apenas dois interruptores ativos para a inversão da corrente. Com isto, tem-se a metade da perda de condução no estágio de saída quando comparado com a configuração apresentada na Fig. 5(a), além de utilizar uma quantidade menor de semicondutores ativos no estágio de saída. O retificador e o inversor de saída da configuração da Fig. 5(a) possuem dois diodos e dois interruptores conduzindo no estágio de saída na etapa de transferência de potência, enquanto que na estrutura da Fig. 5(b), possuem apenas um diodo e um interruptor conduzindo na mesma etapa. Entretanto, como o retificador dobrador de corrente apresenta a metade do ganho de tensão de um retificador ponte completa, os esforços de tensão nos diodos de saída são o dobro. Portanto, tem-se que considerar os elevados esforços de tensão nos diodos de saída no caso de aplicações com tensões de rede mais elevadas.

A estrutura proposta também permite o fluxo de energia bidirecional, com finalidade de operar com múltiplas fontes de entrada para compor sistemas híbridos, como apresentado na Fig. 5(c). Pode-se utilizar a geração fotovoltaica e bancos de baterias para sistemas que podem injetar energia na rede, armazenar energia em bancos de baterias e fornecer energia para a rede quando não há geração fotovoltaica, ou alimentar cargas quando não há a disponibilidade da rede [13].

Estas funcionalidades podem ser obtidas sem aumento da complexidade da estrutura, apenas fazendo uso da flexibilidade de utilização de modulações simultâneas para controle das diversas variáveis do sistema.

Para limitar o escopo deste trabalho será apresentada apenas a operação básica da estrutura apresentada na Fig. 5(a) utilizando o retificador em ponte completa na saída e operando com uma única fonte de alimentação na entrada.

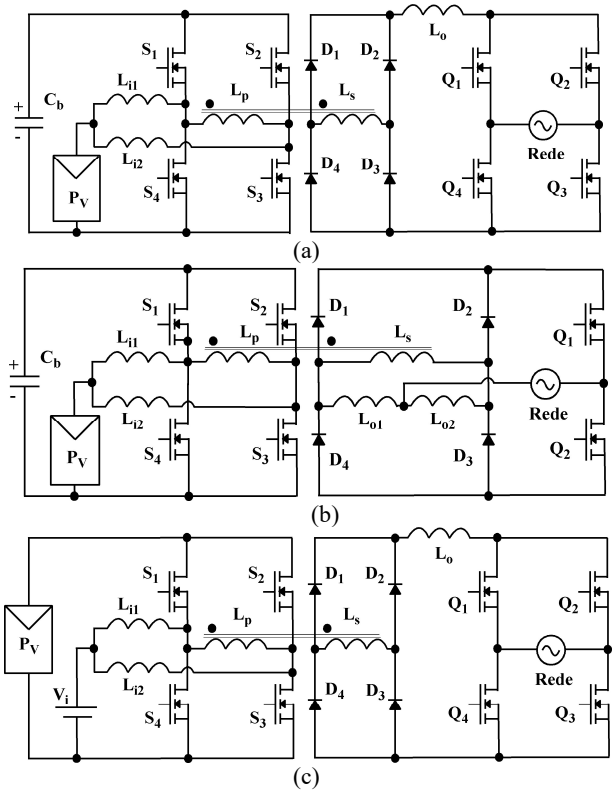


Fig. 5. Inversores BFB *unfolding* propostos. (a) Saída com retificador ponte completa. (b) Saída com dois retificadores tipo dobrador de corrente. (c) Configuração *three-port* com duas fontes de alimentação e retificador ponte completa na saída.

III. ANÁLISE DA OPERAÇÃO DO CONVERSOR

A. Modulações

Para o controle da corrente de entrada e da tensão do barramento primário, propõe-se a utilização da modulação PWM ZVS assimétrica, como apresentada na Fig. 6(a). Com esta modulação, pode-se operar com comutação suave ZVS em todos os interruptores. O controle do fluxo de potência para o lado secundário e o controle da corrente de saída pode ser realizado pelo controle do deslocamento de fase entre os dois braços de comutação do conversor, como mostrado na Fig. 6(b). Neste trabalho utiliza-se a modulação simultânea apresentada na Fig. 6(c).

Como critério inicial, define-se a tensão do barramento primário igual ao dobro da tensão de entrada e a razão cíclica (D) inicial igual a 0,5. A partir deste ponto de operação, aumenta-se a transferência de potência para a saída à medida que o ângulo de deslocamento de fase entre os braços de comutação é incrementado. Considerando a operação dos dois braços de comutação como um conversor bidirecional multifase entre a fonte de entrada e o barramento primário, este ponto de operação inicial com D=0,5 é modulado para a manutenção de uma corrente de entrada sem ondulação de baixa frequência, eliminando esta característica indesejada dos inversores monofásicos.

B. Etapas de operação

Para o entendimento do funcionamento do conversor BFB operando como inversor *unfolding* conectado à rede são apresentadas as etapas de operação em meio ciclo de chaveamento mostradas na Fig. 7, seguindo os sinais de comando apresentados nas formas de onda teóricas mostradas na Fig. 8. Nesta análise, considera-se a utilização de componentes ideais, porém, incluem-se a indutância de dispersão do transformador L_{LK}, o diodo e capacitância intrínseca dos interruptores, os quais fazem parte da operação no processo de comutação suave.

1) Primeira etapa (t_0 - t_1): Os interruptores S_1 e S_3 estão em condução. O indutor de entrada L_{i2} está armazenando energia e o indutor L_{i1} transferindo a sua energia para o barramento primário C_b através do interruptor S_1. Neste estágio, a energia armazenada no capacitor C_b é transferida para a saída do conversor com a condução dos diodos D_2 e D_4. A tensão V_{AB} é igual à V_b=V_{PV} /(1−D). Esta etapa é finalizada com o bloqueio da chave S_1.

2) Segunda etapa (t_1 - t_2): Quando ocorre o bloqueio da chave S_1, a tensão na capacitância intrínseca deste interruptor C_{S1} eleva-se até a tensão V_b, enquanto a tensão na capacitância intrínseca em C_{S4} decresce do valor V_b até o nível zero, quando esta etapa é finalizada.

Esta transição nas tensões dos capacitores dos interruptores é obtida com a participação da corrente de saída refletida ao lado primário, pois os diodos D_2 e D_4 permanecem em condução.

3) Terceira etapa (t_2 - t_3): Com a tensão sobre C_{S4} nula, ocorre a condução do diodo intrínseco do interruptor D_{S4}, permitindo o acionamento da chave S_4 sob tensão nula. A tensão no enrolamento primário e secundário é nula e os diodos D_1 e D_3 entram em condução.

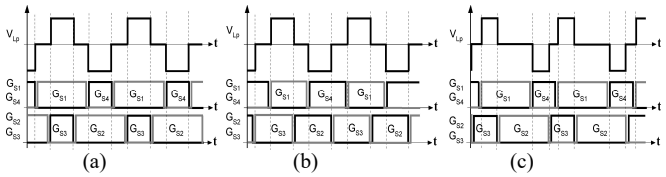


Fig. 6. Modulações. (a) PWM assimétrico. (b) Deslocamento de fase. (c) PWM assimétrico com deslocamento de fase simultâneo.

Inicia-se então a etapa de roda-livre na ponte retificadora com todos os diodos em condução, não havendo mais a transferência de energia para a saída do conversor. Inicia-se o armazenamento de energia no indutor L_{i1} e o indutor L_{i2} permanece neste processo. O indutor de saída L_o permanece em roda-livre até a oitava etapa de operação. Esta terceira etapa é finalizada com o comando para a abertura da chave S_3.

4) Quarta etapa (t_3 - t_4): Com o bloqueio do interruptor S_3, a tensão em sua capacitância intrínseca C_{S3} eleva-se de zero a V_b, enquanto a tensão sobre a capacitância intrínseca C_{S2} reduz de V_b até zero, possibilitando assim a condução de D_{S2}, finalizando esta etapa. Esta transição dos níveis de tensões dos capacitores intrínsecos dos interruptores ocorre sem a participação da corrente de saída referida ao primário.

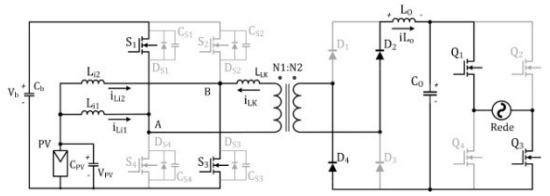
5) Quinta etapa (t_4 - t_5): Com a condução do diodo D_{S2} a tensão no primário do transformador V_{AB} torna-se igual à $-V_b$. O interruptor S_4 é acionado durante a condução do diodo D_{S4}. A corrente que circula pelo enrolamento primário e pela indutância de dispersão i_{LK} começa a reduzir até que se torne igual a i_{Li1} e a corrente no diodo D_{S4} torna-se nula finalizando esta etapa. O indutor I_{Li1} continua armazenando energia enquanto que o indutor I_{Li2} transfere sua energia para o barramento C_{IN}.

6) Sexta etapa (t_5 - t_6): A corrente i_{LK} se torna negativa passando a ser conduzida pelo interruptor S_4. Esta corrente evolui até se igualar ao valor de i_{Li2}, tornando nula a corrente em D_{S2} neste instante e finalizando esta etapa de operação. O indutor L_{I1} permanece armazenando energia enquanto o indutor L_{I2} continua a transferência de energia para C_{IN}.

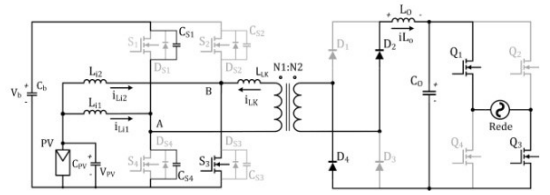
7) Sétima etapa (t_6 - t_7): A corrente i_{LK} continua evoluindo sendo conduzida pelos interruptores S_2 e S_4, até atingir o valor da corrente de saída refletida ao lado primário, finalizando esta etapa.

8) Oitava etapa (t_7 - t_8): Quando a amplitude da corrente i_{LK} torna-se igual à corrente de saída refletida ao lado primário, a roda-livre na ponte retificadora de saída é finalizada com o bloqueio dos diodos D_2 e D_4. Desta forma, ocorre a transferência de energia do barramento primário C_b para rede, encerrando meio ciclo de operação do conversor. Os indutores de entrada permanecem L_{i1} armazenando energia e L_{i2} transferindo energia para C_b.

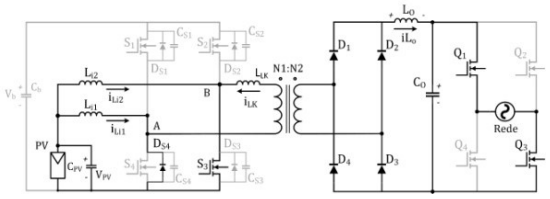
O segundo semiciclo de operação do conversor é similar às oito etapas apresentadas. As formas de onda teóricas do conversor são apresentadas na Fig. 8, sendo indicadas as variáveis de controle: a razão cíclica dos interruptores (D), que controlam a etapa *boost* do conversor, transferência de energia entre a fonte entrada (V_{PV}) e o barramento primário (C_b), e o deslocamento de fase (φ), que controla a etapa *full-bridge* e o fluxo de potência entre o barramento primário e a saída o conversor.



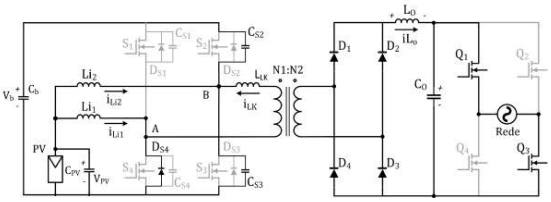
a) Primeira etapa de operação.



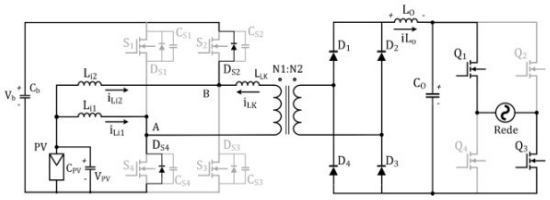
b) Segunda etapa de operação.



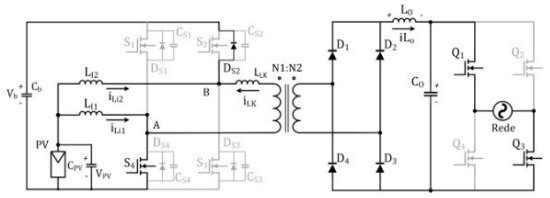
c) Terceira etapa de operação.



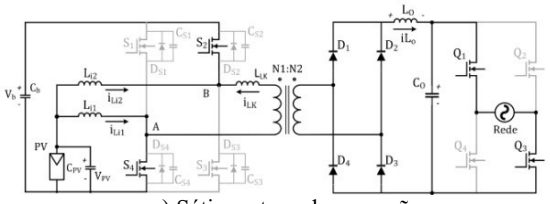
d) Quarta etapa de operação.



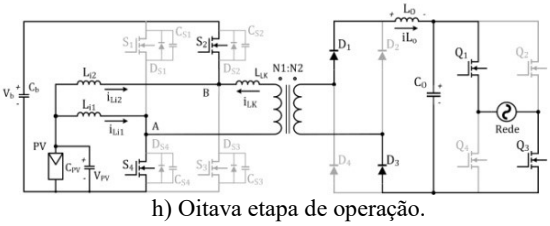
e) Quinta etapa de operação.



f) Sexta etapa de operação.



g) Sétima etapa de operação.



h) Oitava etapa de operação.

Fig. 7. Etapas de operação.

Através da ação simultânea destas variáveis de controle, pode-se estabelecer o fluxo de energia bidirecional entre a entrada do conversor e o barramento primário, assim como o fluxo de energia unidirecional entre o barramento primário e a saída do conversor.

Conforme mostrado nas formas de ondas teóricas da Fig. 8, as correntes nos indutores de entrada possuem ondulação reduzida e defasadas. A corrente de entrada do conversor é a soma das correntes nos indutores, apresentando o dobro do valor médio e o dobro da frequência das correntes nestes elementos.

A corrente de saída i_{Lo} também apresenta baixa ondulação, sendo que o conversor possui característica de entrada e saída tipo fonte de corrente.

As formas de onda nos elementos da etapa *full-bridge* são similares às do conversor FB clássico com comutação suave ZVS. Destacam-se na Fig. 8 os intervalos t_0-t_8 apresentados nas etapas de operação e o intervalo identificado como redução do deslocamento de fase efetivo, que é o fenômeno de não haver a transferência de potência entre o barramento primário e a saída do conversor, embora já se tenha o acionamento dos interruptores diagonais da ponte de entrada. Este fenômeno é o mesmo do conversor FB ZVS clássico no qual não há a transferência de energia enquanto a etapa de roda-livre que ocorre na ponte retificadora de saída não é finalizada. Para isto, a corrente de saída refletida ao primário i_{LK} tem que variar do patamar positivo para o negativo (e vice-versa) e, durante esta transição, a ponte retificadora permanece em roda-livre, não havendo transferência de potência. A variação desta corrente é limitada pela indutância de dispersão L_{LK}.

C. Ganho Estático

A tensão no barramento intermediário do conversor V_b é determinada por (1).

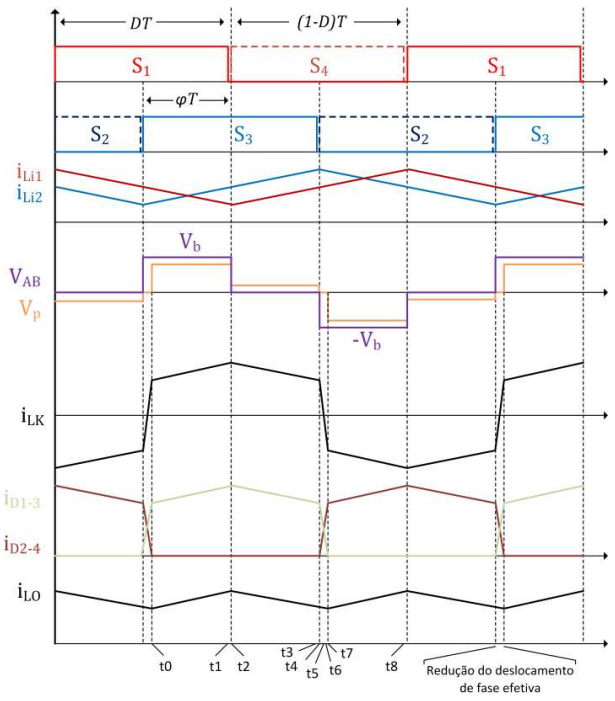


Fig. 8. Formas de ondas teóricas.

Considerando o ponto de operação inicial com razão cíclica D=0,5, a tensão no barramento intermediário é igual ao dobro da tensão de entrada

$$V_b = \frac{V_{PV}}{1 - D} \quad (1)$$

$$V_b = 2 \cdot V_{PV}. \quad (2)$$

O deslocamento de fase para o controle da transferência de potência do lado primário para o secundário pode variar entre $0 < (\varphi.T) < \pi$. Considerando a relação de transformação unitária, o fator de acoplamento unitário e indutância de dispersão nula assim como semicondutores ideais, a tensão de saída será determinada por:

$$V_o = 2 \cdot V_{PV} \cdot \varphi. \quad (3)$$

Sendo V_o a tensão média no capacitor de filtro de saída C_o do conversor CC-CC. Desta forma, tem-se uma variação linear da tensão de saída com o deslocamento de fase dos braços de comutação do conversor. Entretanto, como ocorre no conversor FB clássico, a indutância de dispersão do transformador resulta em uma redução da tensão de saída de forma proporcional à corrente de saída. Para a topologia apresentada, o tempo de transição é determinado por:

$$t_x = \frac{2 \cdot L_{LK} \cdot i_{Lo}}{V_b}. \quad (4)$$

Considerando este efeito, o ganho estático do conversor é determinado por:

$$\frac{V_o}{V_{PV}} = 2 \cdot \varphi - \frac{4 \cdot f \cdot L_{LK} \cdot i_{Lo}}{V_{PV}}. \quad (5)$$

D. Comutação Suave

Conforme apresentado nas etapas de operação do conversor, o processo de comutação suave é similar ao conversor FB ZVS convencional. Entretanto, este processo é um pouco mais complexo no conversor BFB devido à presença dos indutores de entrada L_{i1}-L_{i2} nos braços de comutação. As condições para a operação com comutação suave são influenciadas pelos parâmetros indutância de dispersão L_{LK}, a corrente nos indutores de entrada i_{L1}-i_{L2}, potência de saída do conversor P_o, o tempo morto dos interruptores e a capacitância intrínseca dos interruptores. Dois interruptores apresentam comutação não crítica, pois a comutação ocorre durante a transferência de energia para a saída. Desta forma sempre há energia suficiente para a ocorrência da comutação suave mesmo com carga reduzida. Isto ocorre, por exemplo, na comutação do interruptor S_1, na segunda etapa de operação. Porém, na comutação dos outros dois interruptores, somente a energia disponível na indutância de dispersão é que realiza a carga e descarga das capacitâncias intrínsecas dos interruptores. Isto ocorre, por exemplo, na comutação da chave S_3, na quarta etapa de operação. Neste caso, a energia necessária para a obtenção da comutação suave é determinada em (6), sendo que i_{LK} depende da corrente de carga e da relação de transformação e C_{eq} é a capacitância intrínseca equivalente do braço de comutação.

$$\frac{1}{2} \cdot L_{Lk} \cdot {i_{Lk}}^2 > \frac{1}{2} \cdot C_{eq} \cdot \left(\frac{V_{PV}}{1 - D}\right)^2 \quad (6)$$

Para a manutenção da comutação suave, além da transição completa das tensões nas capacitâncias intrínsecas dos interruptores, também é necessária a manutenção de uma corrente circulante nos diodos intrínsecos dos interruptores. Para o caso da comutação crítica, é necessário manter o nível de corrente definido em (7), sendo (n) a relação de transformação N_2/N_1.

$$i_o \cdot n > i_{L1} \quad (7)$$

Como metodologia de projeto, pode-se definir a máxima redução do deslocamento de fase efetiva desejada na operação com potência nominal e, em função disso, definir o valor máximo da indutância em série com o transformador. Com isso, pode-se definir a relação de transformação e atingir a faixa máxima de comutação suave do conversor.

A determinação dos componentes do conversor no estágio de saída, tais como indutor de saída, diodos do retificador, transformador e indutor em série com o transformador seguem a mesma metodologia do conversor FB clássico. Da mesma forma, a determinação dos componentes do estágio de entrada do conversor como os indutores, segue a mesma metodologia do conversor *boost* multifase. Os interruptores, os quais são compartilhados entre os estágios de entrada e saída, apresentam esforços de tensão igual à tensão do barramento primário e a escolha destes componentes é principalmente em função da menor resistência de condução das chaves para minimizar as perdas por condução.

E. Redução ativa da ondulação de baixa frequência da corrente de entrada

Nos inversores monofásicos, a potência instantânea transferida para a rede varia ao longo de um ciclo da rede devido ao fato da corrente e tensão serem senoidais. Porém, o fluxo de potência fornecida pela fonte de entrada deve ser constante para se obter a máxima transferência de energia no caso de utilização de módulos fotovoltaicos. No caso da utilização de células a combustível, deve-se fornecer uma potência sem oscilações periódicas para manter a vida útil desta fonte [10]. Entretanto, a demanda desta potência oscilatória com o dobro da frequência da rede na saída do inversor, reflete-se na sua entrada, resultando em uma corrente contínua com oscilação com o dobro da frequência da rede.

Para minimização deste efeito normalmente é utilizado um capacitor de desacoplamento de energia, como apresentado em [8]. Nos inversores de estágio único e nas estruturas *unfolding*, o capacitor de desacoplamento é inserido na entrada do conversor. Porém, na topologia proposta, o capacitor de desacoplamento é empregado no barramento intermediário, semelhante à proposta dos conversores de dois estágios. A utilização de capacitores em um segundo estágio de conversão infere a submissão de tensões mais elevadas,

refletindo diretamente nos valores das capacitâncias, sendo uma relação quadrática entre energia e o nível de tensão. Desta maneira, a capacitância necessária para realizar o desacoplamento entre a entrada e saída é significativamente menor comparada aos inversores de único estágio e dos conversores *unfolding* convencionais.

Conforme o estudo apresentado em [15], o valor máximo para a ondulação de tensão em torno do ponto de máxima potência imposto no módulo fotovoltaico deve ser inferior a 8,5%, para uma taxa de utilização de 98% do sistema. A Fig. 9 ilustra esta condição de operação no módulo fotovoltaico. A curva em azul representa a variação instantânea de tensão do módulo fotovoltaico (V_{pv}) frente a uma demanda de corrente e potência com oscilação, fato que pode ocorrer nos inversores monofásicos conectados à rede de distribuição. Esta oscilação de tensão irá provocar a variação da potência instantânea (I_{PV}) abaixo da potência máxima, cujo resultado será uma redução na energia gerada pelo módulo fotovoltaico.

O método ativo de desacoplamento de potência baseia-se no estabelecimento de uma referência de corrente na entrada do conversor, proveniente do algoritmo de MPPT, e em uma malha de controle de corrente que atua na operação do estágio *boost* bidirecional composto pelos indutores de entrada L_{i1}-L_{i2}, braços de comutação S_1-S_4 e capacitor de barramento C_b. Desta forma, realiza-se a transferência de energia do módulo fotovoltaico de forma constante, carregando o capacitor de barramento quando a potência do lado CC for superior ao lado CA e descarregando este capacitor quando a potência do lado CC for inferior ao lado CA. Para um melhor desempenho no desacoplamento de potência, utilizou-se um controlador repetitivo para a redução da ondulação de 120 Hz na corrente de entrada do inversor. Utiliza-se a corrente de entrada como referência originada a partir do algoritmo para obtenção da máxima potência do módulo, cujo diagrama de controle é apresentado na Fig.10. O barramento primário é oriundo do chaveamento da modulação da largura de pulso em 50%, como descrito nas seções anteriores, sendo o sinal do compensador somado a esta parcela. Outro compensador empregado na etapa de entrada do conversor é um controlador PI para balanceamento das correntes dos indutores de entrada, também mostrado na Fig. 10. Este é responsável pela equalização das correntes impostas nos indutores de entrada e consequentemente nos esforços nos semicondutores.

F. Projeto do Conversor

Para a realização dos ensaios práticos do conversor proposto foram consideradas as especificações apresentadas na tabela I. Para a determinação da relação de transformação, além de serem considerados os níveis de tensão de entrada e saída do conversor, devem ser ponderados a razão cíclica de operação do conversor e os efeitos da indutância de dispersão. Outro efeito que afeta a transferência de energia é a modulação realizada para eliminação da ondulação de 120 Hz na corrente de entrada, devido a esta estratégia de controle atuar sob a modulação por largura de pulso, que restringe a atuação da modulação por deslocamento de fase.

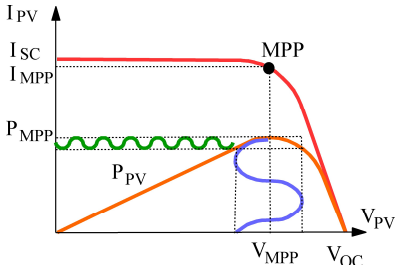


Fig. 9. Oscilação da potência no módulo fotovoltaico.

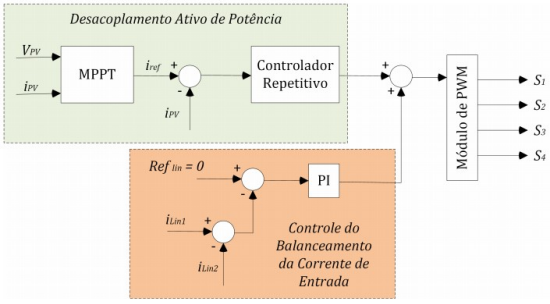


Fig. 10. Diagrama de blocos do controle da corrente de entrada e redução ativa da ondulação de corrente de baixa frequência.

TABELA I
Especificações

Símbolo	Parâmetro	Especificação
V_{PV}	Tensão de entrada	40 V
V_b	Tensão do barramento primário	80V
P_o	Potência de saída	200 W
f_R	Frequência da rede	60 Hz
f	Frequência de comutação	50 kHz
Vo_{pk}	Tensão de pico da rede	180 V
I_o	Corrente nominal de saída	1,57 A (rms)
Io_{PK}	Corrente de pico de saída	2,23A
I_i	Corrente de entrada	5 A
Δi_{Li1-2}	Ondulação máxima da corrente no indutor de entrada	1,25A
Δi_{Lo}	Ondulação máxima da corrente no indutor de saída	0,75 A
D	Razão cíclica nominal	0,5
φ	Deslocamento de fase no ponto de máxima potência	0,82

A partir de (5), define-se α como a parcela responsável pela redução do deslocamento de fase efetivo, sendo uma relação direta com a corrente de saída e a indutância de dispersão, sendo que Io_{sec} é o reflexo da corrente de saída ao primário do transformador no ponto de máxima transferência de potência. Um valor muito baixo de α reduz a faixa de comutação sob tensão nula da etapa de entrada, e valores elevados implicam em maiores esforços de corrente nos semicondutores. Como parâmetro de projeto adotou-se α igual a 0,09.

$$\alpha = \frac{f \cdot L_{LK} \cdot Io_{sec}}{V_i} \quad (8)$$

Outro valor a ser especificado é o deslocamento angular no ponto de máxima transferência de potência, ponderando variações na rede elétrica e a alterações no ponto de operação do conversor *boost*. Com isso, adota-se um deslocamento angular de 0,82, restringido por $\varphi > 2 \cdot \alpha$.

O ganho estático do conversor é calculado por (9), que para os valores previamente estabelecidos é igual a 1,28.

$$q = 2 \cdot \varphi - 4 \cdot \alpha, \tag{9}$$

Referindo-se as grandezas ao primário para o ponto de máxima transferência de energia tem-se:

$$Vo_{sec} = \frac{Vo_{PK}}{n} \tag{10}$$

$$Vo_{sec} = V_i \cdot q \tag{11}$$

$$Io_{sec} = \frac{Io_{PK}}{n}. \tag{12}$$

Combinando (10) e (11), obtém-se a relação de transformação "n" de 3,5. Utilizando (8) e (12), encontra-se a indutância de dispersão L_{LK} de 9,23 µH. Com a definição da indutância L_{Lk}, é estabelecido o ponto de operação nominal e a relação de transformação considerando a máxima redução do deslocamento de fase efetiva especificada, garantindo também a maior faixa de operação com comutação suave sem afetar a operação do conversor.

Em relação às indutâncias de entrada, pode-se ter uma ondulação de corrente relativamente elevada nos indutores em função de sua corrente resultante na fonte de entrada ser reduzida pela metade, devido à operação intercalada do conversor. O valor atribuído para a ondulação é de 25% em relação à corrente nominal, de forma que através de (13) podem ser obtidas as indutâncias de entrada no valor de 152 µH.

$$L_{i1-2} = \frac{V_i \cdot D}{2 \cdot \Delta i_{Li1-2} \cdot f} \tag{13}$$

Para o projeto da capacitância de desacoplamento foi utilizada a equação de potência instantânea para redução da oscilação de baixa frequência, como descrito por [14], sendo P_{MPP} a potência máxima do módulo fotovoltaico e û a ondulação no barramento primário.

$$C_b = \frac{P_{MPP}}{2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot V_b \cdot \hat{u}} \tag{14}$$

O resultado calculado para C_b é empregado como base para sua minimização, sendo que o valor utilizado nos testes experimentais é a ponderação entre o desempenho da planta e a eficiência do algoritmo de desacoplamento ativo.

IV. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para a comprovação experimental da operação do conversor proposto, o protótipo apresentado na Fig. 11 foi desenvolvido seguindo as especificações mostradas na Tabela I, utilizando os componentes listados na Tabela II.

As formas de onda de tensão e corrente nos interruptores de alta frequência S_1-S_4, são apresentadas na Fig. 12.

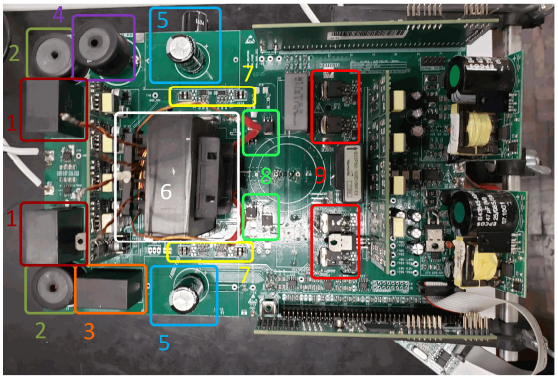


Fig. 11. Protótipo desenvolvido do inversor *unfolding* BFB. (1) Capacitor de filtro de entrada de alta frequência; (2) Indutores de entrada; (3) Capacitor série; (4) Indutor série; (5) Capacitores do barramento; (6) Transformador; (7) Interruptores de entrada; (8) Diodos da ponte retificadora; (9) Interruptores de saída.

TABELA II
Componentes do Protótipo

Componentes	Descrição	Especificação
S_1 - S_4	Interruptores de alta frequência	IRFP4115
Q_1 - Q_4	Interruptores de baixa frequência	IRFP4332
D_1- D_4	Diodos de saída	STPSC10H065
C_{PV}	Capacitor de entrada	20 µF
C_b	Capacitor do barramento intermediário	1600 µF
C_S	Capacitor série com o transformador	10 µF
C_o	Capacitor de saída	2,2 µF
L_{i1} - L_{i2}	Indutores de entrada	150 µH –AIRD-03-100
L_o	Indutor de saída	1 mH, núcleo: T131-52
TRF	Transformador	n=3,5, núcleo: NEE 55 IP12R Thornton
N_1	Enrolamento primário	10 espiras
N_2	Enrolamento secundário	35 espiras
L_{LK}	Indutor ressonante	10 µH – AIRD-03-100

Pode-se observar a operação com comutação suave em todos os interruptores com a condução do diodo intrínseco. A comutação suave nos interruptores S_1 e S_4 é chamada de não crítica, pois ocorre com a participação da corrente de saída e é mantida em todo o semiciclo da rede.

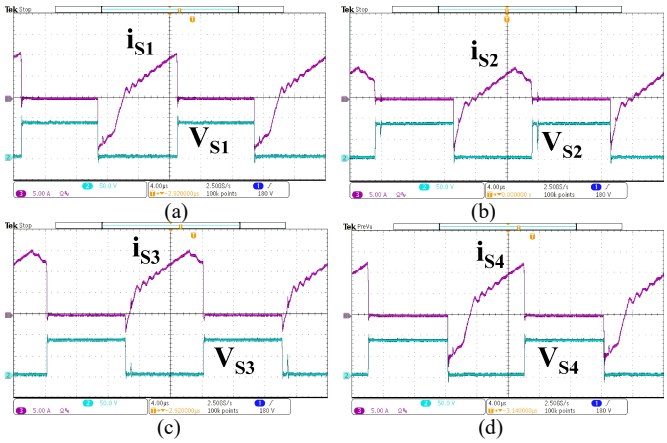
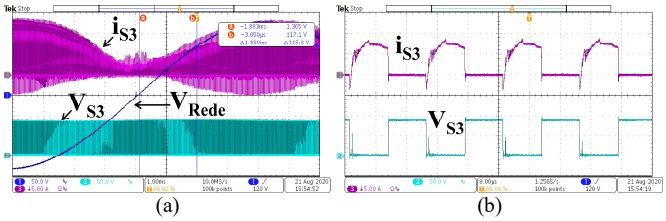


Fig. 12. Corrente (5A/div) e tensão (50V/div) nos interruptores. (a) S_1. (b) S_2. (c) S_3. (d) S_4.

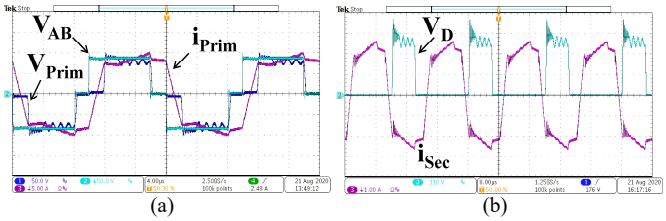
A comutação suave nos interruptores S_2 e S_3 é chamada de crítica, pois ocorre sem a participação da corrente de saída e é mantida até aproximadamente 30° do cruzamento por zero da rede, como mostrado na Fig. 13 para o interruptor S_3. Entretanto, o nível de corrente é reduzido nesta região, não apresentando perda significativa e permitindo a utilização de um dissipador reduzido nos interruptores. Utilizou-se uma frequência de comutação de 50 kHz para limitar a perda nos elementos magnéticos em função do material magnético utilizado no protótipo não ser recomendado para frequências mais elevadas.

A tensão entre os braços de comutação V_{AB}, a tensão e a corrente no enrolamento primário do transformador são apresentadas na Fig. 14(a). A corrente no enrolamento secundário do transformador e a tensão em um diodo retificador de saída são mostradas na Fig. 14(b).



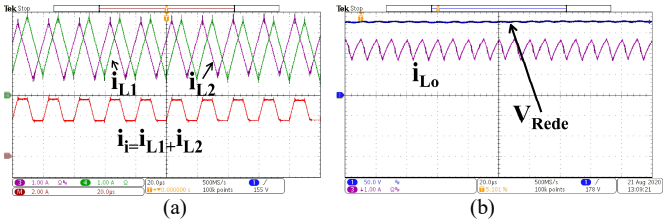
(a) (b)

Fig. 13. Corrente (5A/div) e tensão (50V/div) no interruptor S_3. (a) Período da rede. (b) Região de em torno de 30° do cruzamento por zero da tensão da rede.



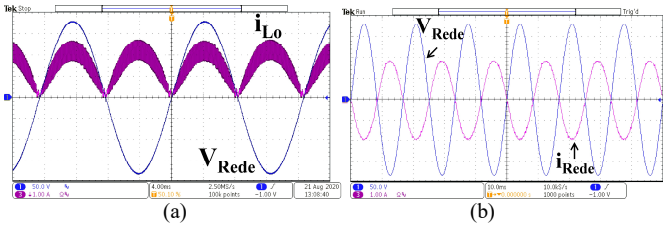
(a) (b)

Fig. 14. Tensões e correntes no transformador. (a) Tensão V_{AB}, tensão no enrolamento primário (50V/div) e corrente no enrolamento primário (5A/div). (b) Tensão no diodo retificador (110V/div) e corrente no enrolamento secundário (1A/div).



(a) (b)

Fig. 15. Correntes nos indutores. (a) Correntes nos indutores de entrada (1A/div) e o resultado da corrente sobre a fonte de entrada. (b) Corrente no indutor de saída (1A/div).



(a) (b)

Fig. 16. Tensão e corrente no indutor de saída. (a) Tensão da rede (50V/div) e corrente no indutor de saída (1A/div). (b) Tensão da rede (50V/div) e corrente injetada na rede (1A/div).

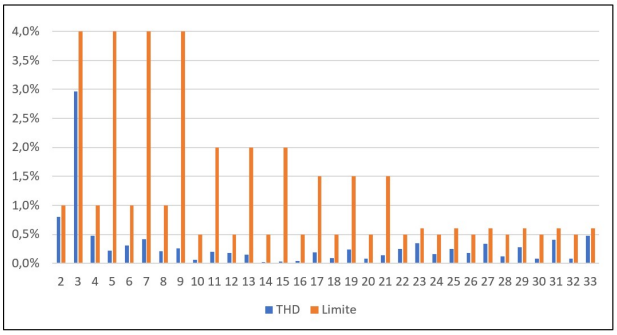
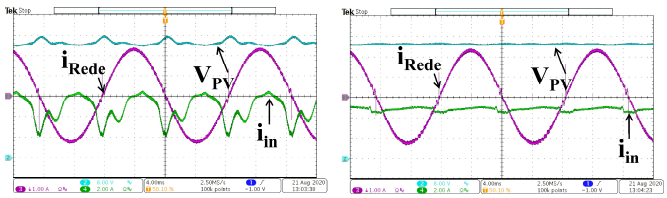


Fig. 17. Espectro harmônico da corrente injetada na rede e limites definidos pela norma ABNT NBR 16149:2013.



(a) (b)

Fig. 18. Corrente injetada na rede (i_{Rede}) (1A/div), tensão de entrada (V_{pv}) (8V/div) e corrente de entrada (i_{in}) (2A/div). (a) Operação sem atuação do algoritmo de desacoplamento ativo de potência. (b) Operação com a atuação do algoritmo de desacoplamento ativo de potência.

Verifica-se uma oscilação de tensão devido à interação entre a recuperação reversa do diodo retificador e a indutância de dispersão do transformador, fenômeno típico do conversor FB. Ressalta-se que não foram utilizados grampeadores nos diodos retificadores e que embora sejam utilizados diodos tipo *Schottky* SiC, o mesmo apresenta uma recuperação reversa reduzida.

As formas de onda das correntes dos indutores de entrada são mostradas na Fig. 15(a). A defasagem nas correntes dos indutores de entrada resulta na redução da ondulação de corrente da fonte de entrada (i_i), enquanto que a corrente no indutor de saída, na amplitude máxima, é mostrada na Fig. 15(b).

A corrente no indutor de saída e a tensão da rede são apresentadas na Fig. 16(a). Observa-se o sincronismo entre as mesmas e o formato senoidal retificado da corrente no indutor de saída. A corrente injetada na rede e sua tensão são apresentadas na Fig. 16(b), em que a corrente senoidal está defasada em 180° da tensão.

O espectro harmônico e a comparação com os limites da norma ABNT NBR 16149:2013 são apresentados na Fig. 17. A distorção harmônica total da corrente de saída operando na potência nominal é igual a 3,8%. Os resultados obtidos atendem aos requisitos exigidos pela norma ABNT NBR 16149:2013 tanto com relação ao valor total de distorção harmônica quanto nos valores individuais dos harmônicos.

O efeito da redução ativa da ondulação de baixa frequência da corrente de entrada pode ser observado na Fig. 18, na qual são apresentadas a corrente injetada na rede, a tensão no módulo fotovoltaico e a corrente de entrada. Na Fig. 18(a) é mostrada a operação do inversor injetando a potência nominal na rede sem a atuação do algoritmo de desacoplamento ativo de potência. Pode-se notar uma ondulação de corrente significativa na entrada do conversor e

a consequente variação na tensão de entrada, o que irá prejudicar a eficiência do sistema de busca da máxima potência. Na Fig. 17(b), tem-se a ativação do algoritmo de desacoplamento ativo de potência nas mesmas condições de operação da Fig. 18(a). Observa-se uma redução significativa da oscilação de baixa frequência tanto na corrente quanto na tensão de entrada. Desta forma, pode-se operar no ponto de máxima potência com uma maior eficiência sem a inclusão de elementos reativos adicionais para o desacoplamento de potência entre a entrada e saída do inversor.

A curva de rendimento em função da potência é mostrada na Fig. 19. Observa-se um perfil da curva de rendimento relativamente plana com rendimento máximo igual a 92,5% na faixa de potência intermediária e rendimento na potência nominal igual a 91,6%. Com o resultado de rendimento apresentado na Fig. 19 também se obteve o rendimento ponderado (CEC - *California Energy Comission*) de 92,3%. A operação com ou sem algoritmo de desacoplamento ativo de potência não alterou de forma significativa o rendimento do conversor.

O rendimento do conversor pode ser melhorado com a utilização de material magnético com menor perda do que o tipo utilizado no protótipo.

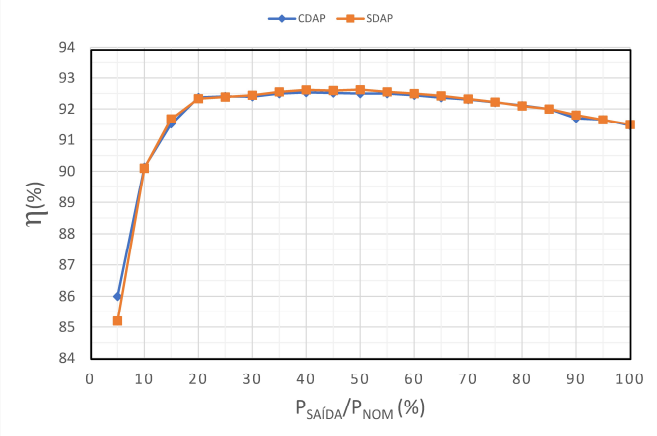


Fig. 19. Curva de rendimento em função da potência operando com (CDAP) e sem (SDAP) o algoritmo de desacoplamento ativo de potência.

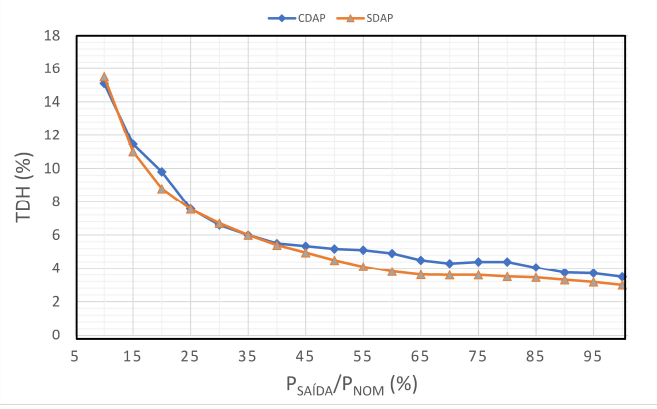


Fig. 20. Variação da distorção harmônica total da corrente de saída em função da potência operando com (CDAP) e sem (SDAP) o algoritmo de desacoplamento ativo de potência.

Também o emprego da configuração de saída com dois retificadores tipo dobrador de corrente apresentado na Fig. 5(b), reduz pela metade a perda por condução nos componentes do estágio de saída composto pelos diodos retificadores e inversor de baixa frequência.

A Fig. 20 mostra a variação da distorção harmônica total do protótipo com a redução da potência de saída, ficando abaixo de 5% até metade da potência nominal. Verifica-se neste caso que a ativação do algoritmo de desacoplamento ativo de potência apresentou uma pequena elevação na distorção harmônica total da corrente, mas apresentando o valor de 3,8% na potência nominal.

V. CONCLUSÕES

A utilização do conversor *boost-full-bridge* no desenvolvimento de um inversor monofásico conectado à rede baseado na estrutura *unfolding* é apresentada neste trabalho. A estrutura proposta apresenta flexibilidade de operação e modulações que permitem incluir funcionalidades como redução da ondulação de baixa frequência na entrada do inversor e operação com múltiplas fontes de alimentação. O conversor proposto também apresenta reduzida ondulação de corrente de alta frequência na entrada e saída, operação multifase na entrada, modulações PWM assimétrica e por deslocamento de fase simultâneas e operação com comutação suave. Um protótipo foi construído comprovando as características de operação descritas. O algoritmo de controle elaborado para a redução da ondulação de baixa frequência na corrente de entrada mostrou-se efetivo, apresentando uma redução de 82% quando comparado ao sistema sem o emprego do desacoplamento ativo, proporcionando a obtenção da máxima potência na fonte fotovoltaica ou a manutenção da vida útil de fontes tipo células a combustível, sem a adição de elementos reativos na entrada do conversor.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem ao CNPq, CAPES, Fundação Araucária do Paraná e a empresa NHS Sistemas Eletrônicos pelo financiamento desta pesquisa e pela infraestrutura.

REFERÊNCIAS

[1] A. M. S. S. Andrade, A. Meurer, M. L. S. Martins, “Conversor Boost Isolado de Alto Ganho de Tensão com Retificador Multiplicador de Tensão Cockcroft-Walton”, Eletrônica de Potência - SOBRAEP, vol. 24, nº 2, pp. 196-203, Junho 2019. DOI:10.18618/REP.2019.2.0058.

[2] K. C. A. Souza, R. F. Coelho, D. C. Martins, “Proposta de um Sistema Fotovoltaico de Dois Estágios Conectado À Rede Elétrica Comercial” Eletrônica de Potência - SOBRAEP, vol. 12, nº 2, pp. 129-136, Julho 2007. DOI: 10.18618/REP.2007.2.129136.

[3] R. B. Godoy, H. Z. Maia, F. J. T. Filho, L. G. Junior, J. O. P. Pinto, G. S. Tatibana, “Projeto e Desenvolvimento de um Sistema Inversor para Fontes de Energia Renovável com Conectividade À Rede Elétrica” Eletrônica de Potência - SOBRAEP, vol. 12, nº 2, pp.

129-136, Julho 2007. DOI: 10.18618/REP.2007.2.155162.
[4] R. O. Caceres and I. Barbi, “A Boost DC–AC Converter: Analysis, design, and Experimentation,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14, no. 1, pp. 134–141, Jan 1999. DOI 10.1109/63.737601.
[5] F. Z. Peng, “Z-source Inverter", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 39, no. 2, pp. 204–510, Mar./Apr. 2003. DOI 10.1109/TIA.2003.808920.
[6] D. Cao, S. Jiang, X. Yu and F. Z. Peng, “Low-cost Semi Z-source Inverter for Single-Phase Photovoltaic Systems”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 12, pp. 3514–3523, Dec. 2011. DOI 10.1109/TPEL.2011.2148728.
[7] J. C. d. S. de Morais, J. L. d. S. de Morais and R. Gules, "Photovoltaic AC Module Based on a Cuk Converter With a Switched-Inductor Structure," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 5, pp. 3881-3890, May 2019. DOI: 10.1109/TIE.2018.2856202.
[8] D. Meneses, F. Blaabjerg, O. Garcia and J. A. Cobos, "Review and Comparison of Step-Up Transformerless Topologies for Photovoltaic AC-Module Application", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 6, pp. 2649-2663, June 2013. DOI 10.1109/TPEL.2012.2227820.
[9] X. Li and A. K. S. Bhat, "A Comparison Study of High-Frequency Isolated DC/AC Converter Employing an Unfolding LCI for Grid-Connected Alternative Energy Applications," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 8, pp. 3930-3941, Aug. 2014. DOI 10.1109/TPEL.2013.2296612.
[10] Y. Sun, Y. Liu, M. Su, W. Xiong and J. Yang, "Review of Active Power Decoupling Topologies in Single-Phase Systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 7, pp. 4778-4794, July 2016. DOI: 10.1109/TPEL.2015.2477882.
[11] E. F. R. Romaneli and I. Barbi, "New isolated phase-shift controlled non-pulsating input and output converter," *2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference*, Vancouver, 2001, pp. 237-242 vol. 1.
[12] W. Li, J. Xiao, Y. Zhao and X. He, "PWM Plus Phase Angle Shift (PPAS) Control Scheme for Combined Multiport DC/DC Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 3, pp. 1479-1489, March 2012. DOI: 10.1109/TPEL.2011.2163826.
[13] K. Jin, X. Ruan, M. Yang and M. Xu, "A Hybrid Fuel Cell Power System," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 4, pp. 1212-1222, April 2009. DOI: 10.1109/TIE.2008.2008336.
[14] H. Hu, S. Harb, N. Kutkut, I. Batarseh and Z. J. Shen, "A Review of Power Decoupling Techniques for Microinverters With Three Different Decoupling Capacitor Locations in PV Systems", *IEEE Transactions on Power Electronics* vol. 28, no. 6, pp. 2711-2726, June 2013. DOI 10.1109/TPEL.2012.2221482.
[15] S. B. Kjaer, J. K. Pedersen and F. Blaabjerg, "A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 5, pp. 1292-1306, Sept.-Oct. 2005. DOI 10.1109/TIA.2005.853371.
[16] S. Kouro, J. I. Leon, D. Vinnikov and L. G. Franquelo, "Grid-Connected Photovoltaic Systems: An Overview of Recent Research and Emerging PV Converter Technology," in *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 9, no. 1, pp. 47-61, March 2015. DOI 10.1109/MIE.2014.2376976.
[17] G. G. Facchinello, R. F. Coelho, T. B. Lazzarin, “Inversores do Tipo Forward para Conexão de Fontes Renováveis à Rede Elétrica”, Eletrônica de Potência - SOBRAEP, vol. 23, nº 2, pp. 193-203, Junho 2018. DOI 10.18618/REP.2018.2.2767.
[18] J. M. Andrade, G. V. Silva, R. F. Coelho e T. B. Lazzarin, “Inversor Boost a Capacitor Chaveado Conectado à Rede Elétrica”, Eletrônica de Potência - SOBRAEP, vol. 23, nº 4, pp. 466-476, dezembro 2018. DOI 10.18618/REP.2018.4.0005.

Julio Cesar Moura Faé, nascido em 05/05/1989 em Palotina é engenheiro eletricista (2014) e mestre (2020) pela Universidade de Tecnológica Federal do Paraná. Desde 2014, é Engenheiro de Pesquisa e Desenvolvimento voltado para inversores fotovoltaicos On-Grid e Híbridos, e membro integrante do grupo de trabalho da ABNT para a elaboração de normas orientadas aos inversores híbridos. Suas áreas de interesse são: eletrônica de potência, qualidade do processamento da energia elétrica, sistemas de controle eletrônicos e acionamentos de máquinas elétricas.

Victor Gati, nascido em 26/03/1990 em São Jose do Rio Preto, engenheiro eletricista (2017), mestre (2019) pela Universidade Tecnológica Federal do Paraná em Curitiba. Atualmente é pesquisador do Instituto de Tecnologia para o Desenvolvimento Lactec. Suas áreas de interesse são: eletrônica de potência, geração de energia renovável, filtro ativo de potência, sistemas de controle eletrônicos, armazenamento de energia elétrica e carregadores rápido para veículos elétricos.

Roger Gules, nascido em 14/01/1971 em Bento Gonçalves - RS, é engenheiro eletricista (1995) pela Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), mestre (1998) e doutor em Engenharia Elétrica (2001) pela Universidade Federal de Santa Catarina. É professor associado da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR). Suas áreas de interesse são: eletrônica de potência, processamento de energias renováveis e retificadores com elevado fator de potência. É membro da Associação Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP) e do Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE).

Eduardo Félix Ribeiro Romaneli, nasceu em Londrina, Paraná em 1970. Formou-se em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina em 1993. De 1993 a 1996 atuou como Eng. de Pesquisa na Empresa Brasileira de Compressores (EMBRACO). Obteve o título de Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina em 1998 e 2001 respectivamente. Atualmente, é Professor Titular da Universidade Tecnológica

Federal do Paraná. Atua nos cursos de Engenharia Elétrica e Engenharia de Controle e Automação do Departamento Acadêmico de Eletrotécnica – DAELT, no mestrado profissional do Programa de Pós-Graduação em Sistemas de Energia – PPGSE. É integrante do LPEE – Laboratório de Processamento Eletrônico de Energia no campus Curitiba.

Alceu André Badin, nascido em 01/07/1979 em Maravilha-SC, é engenheiro eletricista (2002), mestre (2004) e doutor em Engenharia Elétrica (2009) pela Universidade Federal de Santa Catarina. É professor associado da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR). Suas áreas de interesse são: eletrônica de potência, processamento de energias renováveis e qualidade do processamento da energia elétrica. Dr. Badin é membro da Associação Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP) e do Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE).

Amauri Amorin Assef, nascido em 26/05/1975 em Curitiba é engenheiro eletricista (1999) pela Universidade Federal do Paraná (UFPR), mestre (2006) e doutor em Engenharia Elétrica (1990) pela Universidade de Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR). Em 2014, ingressou como docente permanente no Programa de Pós-Graduação em Sistemas de Energia (PPGSE) e em 2019 no Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial (CPGEI) da UTFPR. Atualmente é professor Adjunto da UTFPR. Suas áreas de interesse são: engenharia elétrica e biomédica, com ênfase em desenvolvimento de sistemas microprocessados e arquiteturas embarcadas de hardware e software em FPGA.