

DESENVOLVIMENTO DE UM CONVERSOR BIDIRECIONAL ISOLADO APLICADO NA CARGA E DESCARGA DE BANCOS DE BATERIAS

Edivan L. Carvalho, Emerson G. Carati, Jean P. da Costa, Carlos M. de Oliveira Stein, Rafael Cardoso
Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Pato Branco – PR, Brasil
e-mail: edivan.labensaios@gepoc.ufsm.br, emerson@utfpr.edu.br, jpcosta@utfpr.edu.br, cmstein@utfpr.edu.br, rcardoso@utfpr.edu.br

Resumo – Este trabalho apresenta o desenvolvimento de um conversor bidirecional e isolado de 200 W, que conecta um banco de baterias de 60 V a um barramento CC de 230 V. Como principal contribuição é utilizada uma estratégia de modulação que torna desnecessário o uso de circuitos auxiliares de comutação, simplificando a estrutura do conversor. Adicionalmente, o conversor proposto opera com característica elevadora de tensão no modo de descarga das baterias garantindo a regulação da tensão do barramento em um valor constante.

Palavras-Chave – Carregador de Baterias, Controladores de Carga, Conversores Bidirecionais, Conversores CC-CC Isolados.

DEVELOPMENT OF AN ISOLATED BIDIRECTIONAL CONVERTER APPLIED ON CHARGING AND DISCHARGING OF BATTERIES BANKS

Abstract – This work presents the development of a 200 W bi-directional and isolated battery charger, which connects a 60 V battery bank to a 230 V DC link. As the main contribution, it is used a modulation strategy that makes unnecessary the use of auxiliary switching circuits, simplifying the circuit. In addition, the proposed converter operates as a voltage step-up converter during the discharge of the batteries, ensuring that the DC link voltage is maintained at a constant value.

Keywords – Battery Charger, Bidirectional Converters, Charge Controller, Isolated DC-DC Converters.

I. INTRODUÇÃO

Em diversos sistemas que incluem o armazenamento de energia em baterias se faz necessário o controle do fluxo de potência entre uma fonte de tensão e bancos de baterias durante seus processos de carga e descarga. Esse controle é realizado por meio de conversores estáticos que têm como principal função adequar os níveis de tensão entre baterias e barramentos CCs de tensão elevada. Essa situação é comumente encontrada em sistemas híbridos de geração e fontes ininterruptas de energia, as UPSs (*Uninterrupted Power Supply*) [1], [2].

A utilização de conversores se deve à necessidade de controlar a corrente de carga das baterias, assim como regular a tensão do barramento CC, que apresenta altos níveis de tensão quando comparado as baterias. Em UPSs e sistemas de telecomunicações por exemplo, comumente são utilizados bancos de baterias de 12 V a 60 V para recriar barramentos de 200 V até 400 V [3]-[5]. Neste sentido, a escolha do conversor tem como principal critério a necessidade da aplicação em que está inserido. Usualmente, durante o processo de carga da bateria, o conversor deve reduzir a tensão. Em contraponto, durante a descarga da bateria, o conversor deve elevar a tensão [2].

Em aplicações como sistemas de armazenamento com baterias, o processamento de energia pode ser realizado partir de conversores CC-CC unidirecionais. Nesta abordagem um conversor é responsável pelo processo de carga e outro pela descarga das baterias [6]. A estratégia unidirecional tem como vantagens a simplicidade de implementação, entretanto, resulta em um número maior de conversores envolvidos no processamento de energia entre baterias e barramento CC. Com o uso de diferentes estruturas para a carga e descarga das baterias tem-se um aumento significativo do número de componentes, visto que é necessário utilizar diferentes filtros de tensão e corrente em ambos os conversores, assim como tem-se um aumento no número de semicondutores [6]-[10].

Em alguns casos, não são empregados conversores para a descarga, sendo que o banco de baterias atua diretamente conectado ao barramento CC. Nessa situação, é necessário que a tensão do banco de baterias seja alta o suficiente para o funcionamento do sistema que será alimentado pelo arranjo baterias/inversor de tensão. Nesse caso, as baterias podem ser submetidas a ondulações de tensão provenientes do barramento CC, além de aumentar os custos relacionados com a implementação do sistema, devido a construção do banco de baterias com tensão elevada [6]-[9].

Uma alternativa a essas estruturas é o uso de conversores bidirecionais; normalmente implementados a partir de configurações unidirecionais, substituindo diodos simples por chaves semicondutoras com diodos em antiparalelo, ou seja, os semicondutores devem atuar como chaves ou diodos retificadores, permitindo que exista fluxo de energia em ambas as direções de acordo com a ordem de acionamento do conversor [2], [10]. Nesta abordagem, os mesmos filtros de tensão e corrente podem ser utilizados em ambos os modos de operação das baterias. Adicionalmente, tem-se uma redução do número de dispositivos semicondutores, visto que não há a necessidade de se acrescentar um número maior de diodos retificadores. Apesar de apresentar maior complexidade de implementação, conversores bidirecionais permitem controlar o fluxo de potência entre fontes de geração e bancos de baterias, reduzindo o número de estruturas e componentes envolvidos nos processos de carga e descarga das mesmas [10].

Artigo submetido em 18/01/2018. Primeira revisão em 14/03/2018. Aceito para publicação em 11/06/2018 por recomendação do Editor Marcello Mezaroba.

Conversores não isolados com alto ganho de tensão são apresentados em [11]-[13]. Todavia, devido ao aumento do ganho de tensão dos conversores e principalmente por questões de segurança do banco de baterias, pode ser preferível o uso de conversores bidirecionais isolados. Essa afirmação é verificada em [14]-[18]. Em alguns casos, os conversores utilizados em sistemas de armazenamento de energia, são do tipo fonte de tensão em ambos os lados do circuito, devido a sua maior facilidade de implementação quando comparados com os conversores alimentados por corrente. Entretanto, conversores alimentados por tensão apresentam desvantagens ao operar como elevadores, visto que são originalmente construídos como redutores de tensão [14], [15], [19].

Na Figura 1 é ilustrada a configuração denominada *Dual Active Bridge* (DAB), atualmente a mais encontrada na literatura para o processamento de energia bidirecional. Essa configuração faz uso de dois conversores em ponte-completa alimentados por tensão. Nessa topologia, ambos os conversores devem ter capacidade de atuar como inversor ou como retificador de tensão dependendo do modo de operação do sistema, isto é, carga ou descarga das baterias [14]-[16].

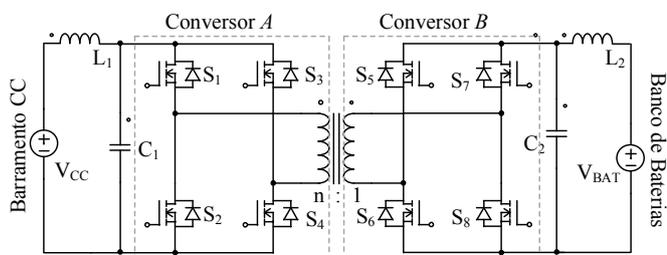


Fig. 1. Conversor *Dual Active Bridge*.

O ponto negativo dessa configuração diz respeito ao fato de que tanto do lado das baterias quanto do lado do barramento os conversores *A* e *B* apresentarem como característica serem alimentados por tensão, devido a presença das capacitâncias C_1 e C_2 . Desta forma, cabe apenas ao transformador de isolamento elevar a tensão do banco de baterias, o que limita a regulação da tensão do barramento CC quando considerados os processos de carga e descarga [14]-[18], [20]. Durante o processo de carga, a tensão do barramento deve ser reduzida nos terminais do transformador enquanto na descarga deve-se elevar a tensão das baterias de forma a manter constante a relação de espiras do transformador. Nos trabalhos [14] e [21], essa característica faz com que a tensão do barramento CC no modo de descarga seja diferente da tensão do barramento no modo de carga. Portanto, o barramento CC trabalha com tensões variáveis, quando considerados os diferentes modos de operação do conversor.

Essa limitação pode ser compensada ao se optar por conversores alimentados por corrente do lado do banco de baterias. Neste caso, a operação do conversor, que tem por característica atuar como um elevador de tensão, auxiliada pelo transformador de isolamento, garante maiores faixas de ganho de tensão ao conversor, permitindo que se adote um valor fixo para a tensão do barramento CC [20].

Conversores alimentados por corrente são implementados através de configurações em meia-ponte como mostram [19], [22] e [23] e através de configurações em ponte-completa em [24] e [25]. Os problemas relacionados com essas configurações dizem respeito à sobretensões nos semicondutores e transformador, devido sua alta sensibilidade

a elementos parasitas do transformador. Como essa é uma característica comum em conversores alimentados por corrente, circuitos auxiliares para limitar picos de tensão sobre o transformador e semicondutores são frequentemente utilizados [26].

Técnicas de grampeamento ativo são uma possibilidade para a limitação dos esforços de tensão sobre os semicondutores. Essa solução é encontrada em [24] e [25]. Entretanto, a presença desses circuitos é indesejável em diversas situações pelo fato de aumentar a complexidade do circuito assim como o número de componentes e conseqüentemente, o custo agregado ao conversor. Outra solução tradicional se dá com o uso de *snubbers* passivos. Todavia, seu uso é limitado devido ao fato de serem elementos dissipativos [26].

No caso dos conversores bidirecionais, a presença de circuitos auxiliares de comutação é indesejável devido à necessidade dos conversores atuarem também como retificadores. Dessa forma, o desenvolvimento de conversores bidirecionais sem a utilização de circuitos auxiliares é desejável devido à redução de custos de produção somada a unificação em um único equipamento do processamento de energia necessário para os modos de carga e descarga das baterias.

Pensando nos problemas relacionados com a implementação desses conversores, neste trabalho é proposto o desenvolvimento e análise de um conversor bidirecional isolado aplicado a um sistema de armazenamento de energia em baterias. A configuração proposta apresenta baixos níveis de ondulação de tensão e corrente em ambos os lados do conversor. Com isso, são reduzidos os esforços sobre os semicondutores, transformador e baterias. O conversor também tem capacidade de operar como um conversor abaixador ou elevador de tensão – dependendo de seu modo de operação – sem a modificação da relação de espiras do transformador isolador.

Do lado do barramento CC o conversor é alimentado por tensão, onde aplicou-se a modulação proposta por [27], que tem como objetivo reduzir as perdas de comutação nesse tipo de conversor. Em uma etapa inicial do trabalho desenvolvido pelos autores, apresentou-se em [28] um carregador de baterias unidirecional isolado onde esta modulação é verificada experimentalmente, reduzindo problemas de sobretensão nos semicondutores. Em [20] são apresentados resultados preliminares da aplicação da mesma em um conversor bidirecional.

Do lado do banco de baterias, esse artigo propõe que o conversor seja alimentado em corrente de modo a elevar a tensão das baterias nos enrolamentos do transformador. Dessa forma é possível manter a tensão do barramento CC constante em ambos os modos de operação do sistema.

Como principal contribuição deste trabalho, uma estratégia de modulação específica aplicada a conversores alimentados em corrente foi desenvolvida, onde buscou-se evitar o uso de circuitos auxiliares de comutação, como *snubbers* ou circuitos de grampeamento ativo. Assim é possível reduzir o número de componentes envolvidos no circuito e garantir a operação bidirecional do conversor. Adicionalmente, a operação em modo de corrente do inversor do lado do barramento CC garante a capacidade de elevação de tensão do conversor, sem alteração da relação de espiras do transformador. Com isso, consegue-se manter a tensão de trabalho do barramento CC no mesmo valor, tanto na operação de carga como de descarga das baterias.

Resultados em malha aberta são apresentados com o objetivo de verificar as modulações aplicadas no conversor bidirecional, com a ideia principal de realizar a regulação da tensão do barramento CC ou da corrente de carga das baterias, dependendo do modo de operação do conversor.

O artigo está organizado da seguinte forma: na sessão (II) é apresentado o circuito proposto assim como a análise detalhada de cada uma de suas etapas de operação. Na sessão (III) é demonstrado um exemplo de projeto. Resultados experimentais são apresentados na seção (IV). Finalmente, a seção (V) apresenta as conclusões.

II. TOPOLOGIA DO CONVERSOR PROPOSTO E ETAPAS DE OPERAÇÃO

Devido às diferentes situações que envolvem a carga e descarga de baterias várias questões devem ser consideradas no desenvolvimento do conversor. Alguns aspectos de projeto que merecem destaque: maiores diferenças de tensão entre a fonte primária e o banco de baterias, temperaturas de operação das baterias e ondulações de corrente e tensão em ambos os lados do conversor [15], [18]. Entre estes fatores, a ondulação de corrente e de tensão nos modos de carga e descarga das baterias são críticos, uma vez que podem aumentar sua temperatura de operação. Do lado do barramento CC, a corrente pulsada também é um ponto negativo, visto que cria interferências eletromagnéticas indesejáveis na fonte e à equipamentos conectados a ela [29], [30].

Inicialmente, para garantir a regulação da tensão do barramento CC, é proposto que do lado do banco de baterias o conversor apresente como característica ser alimentado por corrente, atuando como um elevador de tensão durante a descarga das baterias. Do lado do barramento CC o conversor é alimentado por tensão, reduzindo a tensão do barramento durante o processo de carga. O conversor proposto é apresentado pela Figura 2.

Do lado do banco de baterias, a presença do indutor L_2 dá ao conversor B a característica de fonte de corrente, além de limitar a ondulação da corrente de carga das baterias. Do lado do barramento CC a inserção do filtro formado por L_1 e C_1 faz com que o conversor A apresente baixos níveis de ondulação de corrente no barramento e mantenha a característica de ser alimentado por tensão.

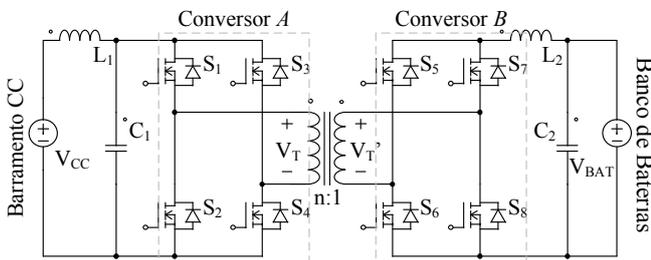


Fig. 2. Conversor proposto.

Para a carga do banco de baterias, o conversor A opera como um inversor, reduzindo o nível da tensão do barramento (V_{CC}) e fornecendo uma tensão alternada ao transformador. Nessa situação o conversor B opera como um retificador através dos diodos intrínsecos de seus semicondutores. Para o modo de descarga, os conversores A e B invertem a operação,

onde a tensão da bateria (V_{BAT}) é elevada, recriando a tensão do barramento CC.

Para evitar o uso de circuitos auxiliares, em ambos os conversores são utilizadas estratégias de modulação com o objetivo de reduzir os problemas relacionados com sobretensão. Nas próximas subseções são detalhadas as modulações utilizadas assim como o projeto dos filtros envolvidos na operação do conversor.

Para simplificar a análise que se segue, considera-se as seguintes hipóteses: a) A tensão sobre o capacitor C_1 é igual a V_{CC} ; b) A tensão sobre o capacitor C_2 é igual a V_{BAT} ; c) A indutância de magnetização do transformador é grande o suficiente para ser negligenciada; d) Os semicondutores são considerados ideais; e) A inserção de tempo morto entre as chaves representa um tempo pequeno o suficiente para ser desconsiderado; f) V_T e V_T' representam as tensões sobre o transformador do lado de alta e baixa tensão.

A. Análise do Conversor no Modo Redutor de Tensão (Carga)

Durante a carga das baterias o conversor opera como redutor de tensão através de quatro etapas de operação. Para realizar a análise do conversor, a Figura 3 apresenta os circuitos equivalentes de cada etapa de operação, enquanto a Figura 4 mostra as formas de onda teóricas do conversor, onde são verificadas as tensões sobre os semicondutores e transformador, assim como as ondulações de tensão e corrente nos filtros de interesse.

Etapa 1 - Figura 3(a), t_0-t_1 : Enquanto as chaves S_1 e S_4 estão em condução, S_2 e S_3 são bloqueadas assumindo o valor da tensão V_{CC} . Durante esse intervalo de tempo o indutor L_2 é magnetizado e C_2 carregado de maneira direta pela tensão no secundário do transformador (V_T'). Os diodos do lado de baixa tensão das chaves S_7 e S_6 polarizados diretamente, conduzem a corrente i_{L2} . A tensão e corrente sobre L_2 são dadas por:

$$V_{L2} = \frac{V_{CC}}{n} - V_{BAT} \quad (1)$$

$$i_{L2} = i_{C2} + i_{BAT} \quad (2)$$

Etapa 2 - Figura 3(b), t_1-t_2 : Em um segundo momento, a chave S_1 é bloqueada, apresentando uma tensão igual a V_{CC} . O indutor no lado das baterias, L_2 é desmagnetizado, assim como o capacitor C_2 é descarregado visto que V_T é levada a zero. Desta etapa de operação tem-se:

$$V_{L2} = -V_{BAT} \quad (3)$$

$$i_{L2} = i_{C2} + i_{BAT} \quad (4)$$

Etapa 3 - Figura 3(c), t_2-t_3 : Semelhante à etapa 1, para o semiciclo negativo de operação, as chaves S_2 e S_3 são colocadas em condução enquanto S_1 e S_4 são bloqueadas. Nesse momento, V_T passa a ser negativa e os diodos de S_5 e S_8 passam a ser diretamente polarizados. L_2 é magnetizado e C_2 volta a ser carregado retornando à (1) e (2).

Etapa 4 - Figura 3(d), t_3 - T : Na última etapa de operação, a chave S_2 permanece em condução e S_3 é bloqueada, polarizando diretamente o diodo intrínseco da chave S_4 . Novamente L_2 e C_2 são descarregados, retornando à (3) e (4).

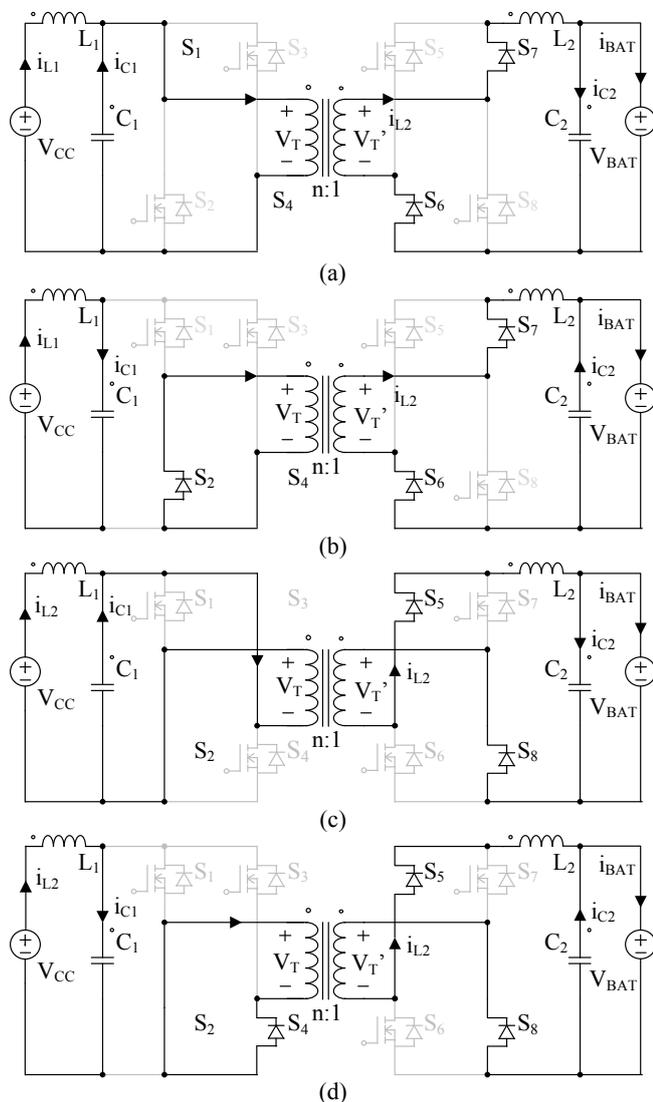


Fig. 3. Circuitos equivalentes das etapas de operação do conversor no modo redutor de tensão, para a carga das baterias; a) Etapa 1. b) Etapa 2. c) Etapa 3. d) Etapa 4.

Para que a tensão média no transformador seja nula é necessário que os tempos t_0 - t_1 e t_2 - t_3 sejam iguais, assim como é apresentado pelas formas de onda teóricas presentes na Figura 4. Como esses tempos são responsáveis pela acumulação de energia nos filtros do lado das baterias (L_2 e C_2), são chamados t_{ON} , assim a razão cíclica do conversor é definida como $D = 2 \cdot t_{ON} / T$, onde T é equivalente a um período completo de comutação.

De (1) e (3), considerando que a tensão média sobre L_2 é nula, é possível encontrar (5) e consequentemente, o ganho estático do conversor:

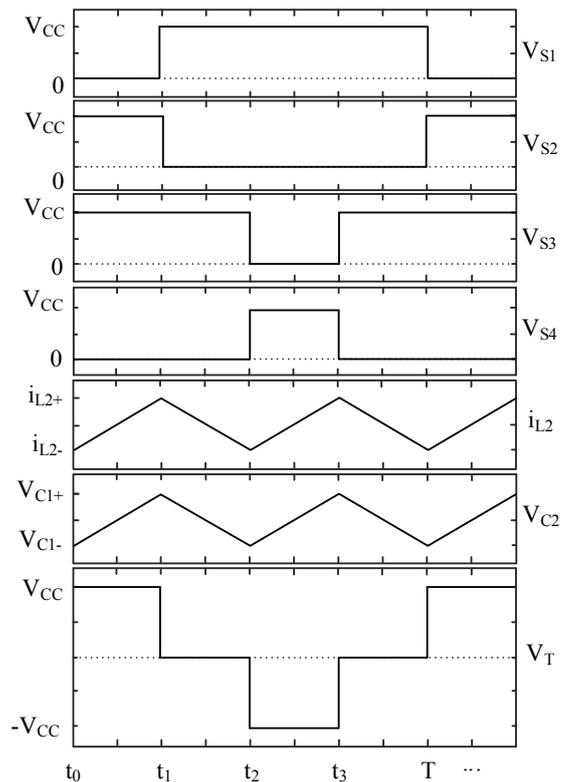


Fig. 4. Formas de onda teóricas do conversor operando no modo redutor de tensão durante a carga das baterias.

$$0 = \left(\frac{V_{CC}}{n} - V_{BAT} \right) D + (-V_{BAT})(1-D) \quad (5)$$

$$\frac{V_{BAT}}{V_{CC}} = \frac{D}{n} \quad (6)$$

Para definir o valor de L_2 , segue-se a metodologia apresentada em [22], dada por:

$$L_2 = V_L \frac{\Delta t}{\Delta i_L} \quad (7)$$

onde Δi_L é a ondulação de corrente no indutor.

Durante o tempo em que o conversor está desligado, nas etapas 2 e 4, a tensão sobre L_2 é igual a V_{BAT} . Essas etapas ocorrem durante um tempo proporcional a $(1-D)/(2 \cdot f)$ que substituído em (7) define o valor de L_2 ,

$$L_2 = \frac{V_{BAT}(1-D)}{\Delta i_L 2f} \quad (8)$$

sendo f a frequência de comutação do conversor.

Para o capacitor C_2 considera-se que o mesmo é carregado durante um período igual a $T/4$, onde sua corrente é positiva e igual a $\Delta i_L / 2$. É conhecido que a variação de carga (ΔQ) no capacitor é igual a

$$\Delta Q = \left(\frac{1}{2}\right) \left(\frac{T}{4}\right) \left(\frac{\Delta i_L}{2}\right) = \frac{T \Delta i_L}{16}. \quad (9)$$

Dada a relação $\Delta Q = C \Delta V_C$, onde ΔV_C é a variação de tensão no capacitor, o valor de C_2 é obtido reescrevendo (9) em função de C_2 . Substituindo Δi_L de (8) em (9), têm-se:

$$C_2 = \frac{V_{BAT}(1-D)}{32 \Delta V_C L_2 f^2}. \quad (10)$$

É necessário notar que metodologias diferentes para o cálculo dos filtros poderiam ser adotadas para os diferentes modos de operação do conversor. Entretanto, devido a operação bidirecional um único valor de indutância deve ser definido para ambos os modos de operação. Considerando que o pior caso para a ondulação de corrente ocorre durante a carga da bateria, o indutor L_2 é projetado com o objetivo de manter baixa ondulação tanto para a carga quanto para a descarga das baterias.

B. Análise do Conversor no Modo Elevador de Tensão (Descarga)

No modo elevador de tensão, durante a descarga das baterias o conversor atua com o objetivo de recriar a tensão do barramento a partir do banco de baterias. Nesse modo de operação o conversor B eleva a tensão das baterias operando como um inversor, enquanto o conversor A atua como retificador.

Para a operação correta do conversor é necessário que exista um par de chaves em condução garantindo um caminho para a corrente presente no filtro L_2 . Em um primeiro momento o indutor deve ser magnetizado a partir da tensão das baterias. Posteriormente, a energia acumulada é transferida para o barramento CC, aplicando uma tensão positiva ou negativa no transformador.

Com o mesmo objetivo, diferentes estratégias de modulação são encontradas na literatura. Comumente L_2 é magnetizado ao ser colocado em curto-circuito com a tensão de entrada, deixando os enrolamentos do transformador em aberto [2]. Em [25], o indutor é magnetizado colocando os enrolamentos do transformador em curto-circuito. Em ambos os casos existem problemas relacionados com sobretensão nos semicondutores e transformador.

Para reduzir o problema enfrentado em [2] e [25] é proposta uma estratégia de modulação onde se utiliza o enrolamento secundário do transformador com o objetivo de colocar as indutâncias de dispersão do transformador em série com o filtro L_2 . Dessa forma são diminuídas as diferenças de corrente entre ambos e consequentemente reduzidos os problemas relacionados com sobretensão nos semicondutores. A modulação proposta é implementada como se segue, de acordo com as etapas de operação apresentadas pela Figura 5.

Etapa 1- Figura 5(a), t_0-t_1 : Na primeira etapa de operação do conversor como elevador de tensão, as chaves S_7 e S_6 são colocadas em condução. S_5 e S_8 , bloqueadas, assumem a tensão do transformador (V_T). Os diodos das chaves S_1 e S_4 polarizados diretamente, transferem energia do filtro L_2 para

o barramento CC, onde o capacitor C_1 é carregado. Dessa forma as equações do conversor são:

$$V_{L2} = V_{BAT} - \frac{V_{CC}}{n} \quad (11)$$

$$i_{C1} = \frac{i_{L2}}{n} - i_{L1}. \quad (12)$$

Os diodos reversamente polarizados apresentam uma tensão reversa igual a V_{CC} .

Etapa 2 - Figura 5(b), t_1-t_2 : Para magnetizar o indutor L_2 a chave S_2 do lado de alta tensão é colocada em condução, resultando em $V_T = 0$. A energia proveniente da bateria é acumulada no indutor L_2 , enquanto o capacitor C_1 é descarregado para a carga conectada ao barramento. Nesse momento, a tensão no indutor L_2 é $V_{L2} = V_{BAT}$ e $i_{L1} = -i_{C1}$.

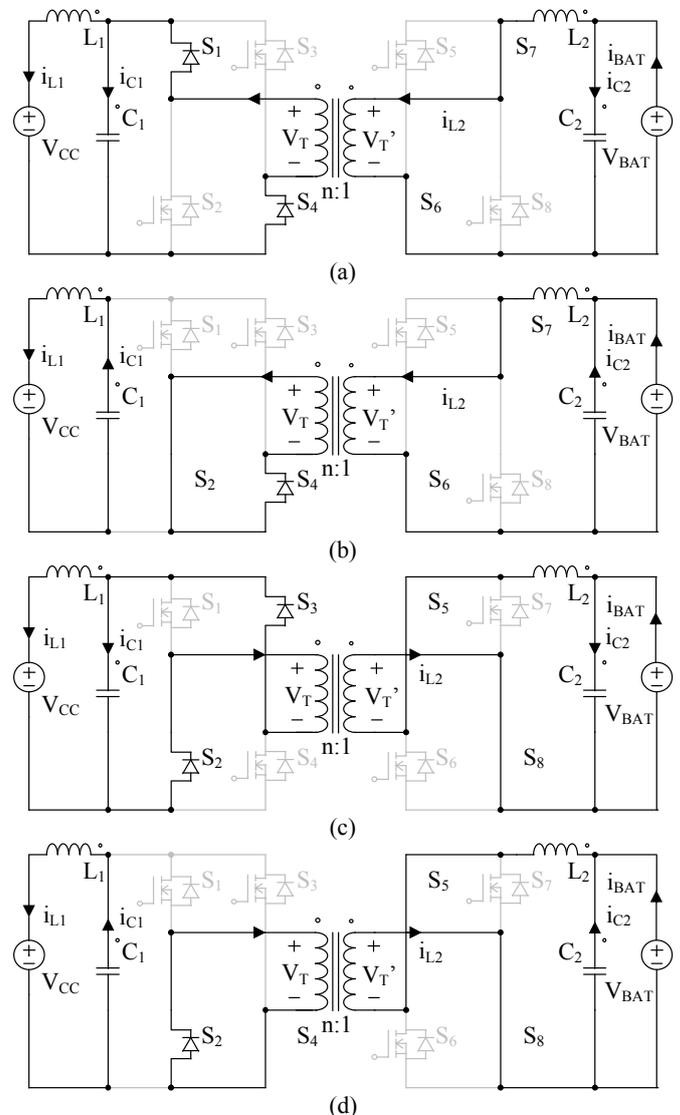


Fig. 5. Circuitos equivalentes das etapas de operação do conversor no modo elevador de tensão, para a descarga das baterias. a) Etapa 1. b) Etapa 2. c) Etapa 3. d) Etapa 4.

Ao colocar a chave S_2 em condução é possível manter a corrente do transformador circulando entre o transformador e as baterias. Assim são reduzidas as diferenças entre a corrente presente nas indutâncias de dispersão do transformador e a corrente do filtro L_2 .

Etapa 3 - Figura 5(c), t_2 - t_3 : No semiciclo negativo de operação, as chaves S_5 e S_8 entram em condução enquanto S_6 e S_7 são bloqueadas. Os diodos das chaves S_2 e S_3 estão diretamente polarizados e S_1 e S_4 reversamente polarizados. Novamente, o indutor L_2 é desmagnetizado enquanto C_1 é carregado retornando à (11) e (12).

Etapa 4 - Figura 5(d), t_3 - T : Semelhante a etapa 2, o interruptor S_4 auxilia a operação do conversor da mesma forma que ocorre anteriormente com S_2 . Novamente, o indutor L_2 é magnetizado com a tensão $V_{L2} = V_{BAT}$.

Das etapas de operação do conversor no modo elevador de tensão, são apresentadas as formas de onda teóricas na Figura 6. Novamente, são apresentadas as tensões sobre os semicondutores e transformador, assim como as ondulações de tensão e corrente nos filtros envolvidos na operação do conversor.

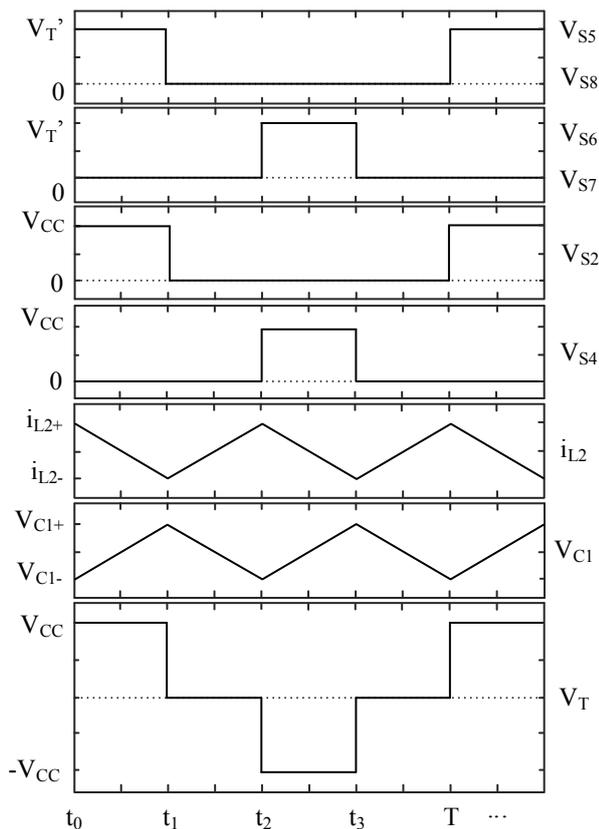


Fig. 6. Formas de onda teóricas do conversor operando no modo elevador de tensão, durante a descarga do banco de baterias.

Para definir o ganho estático do conversor atuando como elevador de tensão, novamente deve-se considerar que a tensão média sobre o indutor L_2 é igual a zero. A tensão sobre o indutor e o ganho estático do conversor é definido por (14):

$$0 = \left(V_{BAT} - \frac{V_{CC}}{n} \right) (1-D) + V_{BAT} D \quad (13)$$

$$\frac{V_{CC}}{V_{BAT}} = \frac{n}{1-D} \quad (14)$$

Para o cálculo de C_1 pode ser usado:

$$C = \frac{i_c \Delta t}{\Delta V_C} \quad (15)$$

Considerando as etapas 2 ou 4 que ocorrem durante um período proporcional a $D/(2f)$, a corrente no capacitor é igual a corrente de saída i_{L1} , que substituídos em (15) definem o valor de C_1 por:

$$C_1 = \frac{i_{L1} D}{\Delta V_C 2f} \quad (16)$$

Para calcular o valor de L_1 , considera-se a frequência de corte do filtro L_1 e C_1 . Como regra de projeto é adotado que a frequência de corte do filtro deve resultar em um valor dez vezes menor do que a frequência da corrente do barramento CC, que devido a operação do inversor em ponte completa apresenta o dobro da frequência de comutação. Assim o indutor L_1 é definido por:

$$L_1 = \frac{1}{(2\pi f_1)^2 C_1} \quad (17)$$

III. DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR

O banco de baterias utilizado é composto por 30 células de 2 V, dispondo de uma tensão nominal de 60 V. As baterias utilizadas são da marca CSB, modelo GP12170, do tipo chumbo-ácido, reguladas por válvula, com tensão nominal de 12 V e 17 Ah. As mesmas foram dimensionadas para atender uma potência de 200 W com uma autonomia de 5 horas.

De acordo com as especificações das baterias foram definidos critérios de projeto como ondulação de tensão e corrente do conversor conforme indicado pelo fabricante das mesmas. Assim, para o projeto tem-se:

- Potência nominal (P) = 200 W;
- Tensão no barramento CC (V_{CC}) = 230 V;
- Tensão do banco de baterias (V_{BAT}) = 60 V;
- Ondulação de corrente na bateria = 200 mA;
- Ondulação de tensão no banco de baterias e barramento CC = 5%;
- Frequência de comutação (f) = 50 kHz;
- Relação de transformação ($n:1$) = 2:1.

Das especificações do projeto e equações deduzidas na sessão anterior, os filtros envolvidos na operação do conversor são dimensionados. Considerando que o pior caso de ondulação de tensão no barramento ocorre com a bateria descarregada, o capacitor C_1 é dimensionado. Conforme indicado pelo fabricante, as baterias apresentam uma tensão

final de descarga igual a 1,70 V por célula, resultando em um banco de aproximadamente 51 V. Neste caso D deve ser igual a 0,56, resultando em C_1 calculado através de (16). Assim,

$$C_1 = \frac{i_{L1} D}{\Delta V_C 2f} = \frac{0,85(0,56)}{(11,50 \text{ V}) 2 (50 \text{ kHz})} = 413 \text{ nF.}$$

Devido ao valor calculado não ser encontrado comercialmente, para a construção do conversor foi utilizado o valor de 470 nF, que resulta em uma variação de tensão igual a 10,13 V. Substituindo o valor do capacitor escolhido em (17) obtém-se o valor de L_1 , onde a frequência de corte é definida como 10 kHz. Logo,

$$L_1 = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 C_1} = \frac{1}{(2\pi 10 \text{ kHz})^2 (470 \text{ nF})} = 0,54 \text{ mH.}$$

Para o caso do filtro L_2 , (8) é utilizada. O resultado de maior valor de indutância ocorre para uma razão cíclica igual a 0,5. Assim é considerado o caso em que a tensão do banco de baterias é igual a 57,5 V em processo de carga. Como resultado tem-se

$$L_2 = \frac{V_{BAT}(1-D)}{\Delta i_L 2f} = \frac{(57,5 \text{ V})(1-0,5)}{(0,2) 2 (50 \text{ kHz})} = 1,44 \text{ mH.}$$

O cálculo da capacitância C_2 é realizado de maneira direta através de (10), isto é,

$$C_2 = \frac{V_o(1-D)}{32\Delta V_C L_2 f^2} = \frac{(57,5\text{V}) \cdot (1-0,5)}{32(6\text{V})(1,44 \text{ m})(50 \text{ kHz})^2} = 41,67 \text{ nF}$$

que pode ser aproximado para o valor comercial de 47 nF. Este valor resulta em uma ondulação de tensão de 5,31 V.

A Tabela I sintetiza os componentes utilizados para a implementação do conversor.

TABELA I
Detalhes dos Componentes Dimensionados

Componentes	Especificações
Transformador	Pri: 18 espiras 3x#24 AWG Núcleo: EE 42/21/15 Sec: 9 espiras 5x #24 AWG
Indutor L_1	0,54 mH 12 espiras 4x #26 AWG Núcleo: EE 30/14/07
Capacitor C_1	470 nF x 250 V
Semicondutores	IRFP460
Indutor L_2	1,50 mH 80 espiras 7x#26 AWG Núcleo: EE 42/21/15
Capacitor C_2	47 nF x 150 V
Driver	IR2110
Baterias	Tensão nominal: 60 V (5 x GP12170) Capacidade: 17 Ah Corrente de carga: 0,87 A Ondulação máxima de corrente: 0,2 A.

IV. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Primeiramente é necessário destacar que as condições de operação do conversor dependem do estado de carga do banco de baterias e condições de operação do barramento CC.

Para realizar a carga das baterias, inicialmente, é verificada a tensão de circuito aberto do banco de baterias. O conversor deve iniciar operando com uma razão cíclica que resulte em uma tensão próxima à tensão das baterias. A partir desse ponto deve-se elevar a razão cíclica do conversor até atingir os níveis de corrente desejados. Para o caso em questão, as baterias devem ser carregadas com uma corrente de 0,85 A de acordo com os valores indicados pelo fabricante [31].

Para validar o projeto dos filtros envolvidos, a operação do conversor foi monitorada para diferentes pontos de operação de acordo com o estado de carga das baterias. Os ensaios foram realizados modificando a razão cíclica do conversor de acordo com a elevação de tensão nos terminais das baterias. Para cada caso são apresentadas as tensões sobre o transformador e ondulação de tensão e corrente nos filtros.

Em um primeiro momento o banco de baterias foi descarregado até atingir uma tensão próxima a 47 V. Para essa situação a razão cíclica é definida como 0,43 carregando o banco de baterias com uma corrente média igual a 0,87 A. Inicialmente foram verificadas as tensões sobre as chaves do conversor do lado do barramento, apresentadas na Figura 7.

Do resultado experimental é possível concluir que a técnica de comutação foi implementada de maneira correta, coerente com as formas de onda teóricas apresentadas na Figura 4, onde as chaves S_1 e S_2 apresentam formas de onda complementares, assim como as chaves S_3 e S_4 . De acordo com o resultado apresentado, as chaves bloqueadas apresentam uma tensão próxima a 230 V, enquanto as chaves em condução apresentam tensão zero. Dessa forma não são verificadas sobretensões nos semicondutores durante o processo de comutação.

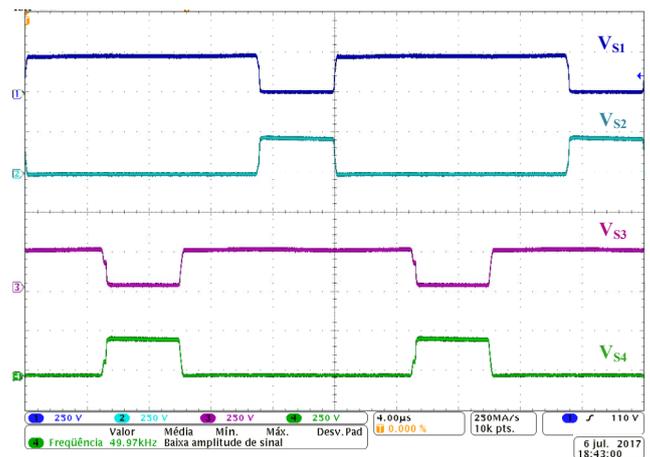


Fig. 7. Resultados experimentais das tensões sobre os semicondutores do conversor no modo redutor de tensão, com razão cíclica igual a 0,43.

Em um segundo momento foram obtidas as formas de onda da tensão sobre o lado de alta e de baixa tensão do transformador, assim como as formas de onda de tensão sobre o capacitor C_2 e corrente no indutor L_2 . Esse resultado é apresentado pela Figura 8.

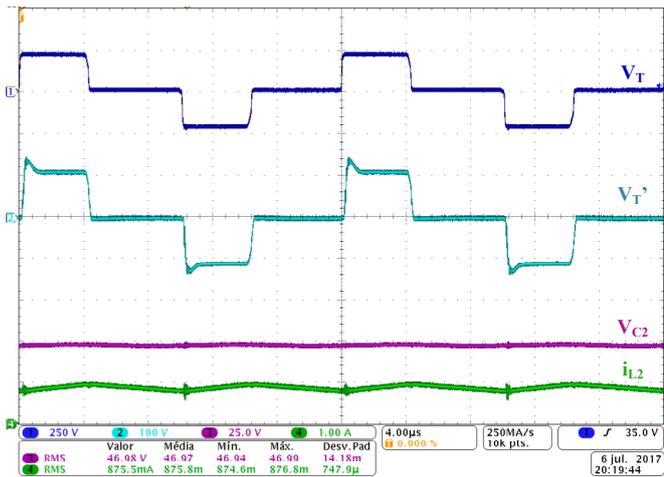


Fig. 8. Resultados experimentais das tensões sobre o transformador e tensão e corrente de saída do conversor para o modo redutor de tensão, com razão cíclica igual a 0,43.

Em relação a tensão e corrente no filtro L_2 e C_2 , ambos apresentaram baixos níveis de ondulação assim como o especificado pelo projeto. Para a tensão no capacitor C_2 foram medidos aproximadamente 1,5 V de ondulação, inferior ao requerido pelo projeto (5,31 V). O valor reduzido da ondulação de tensão é justificado pelo efeito capacitivo das baterias que tendem a manter uma tensão constante entre seus terminais.

Para o caso da corrente no indutor L_2 é verificada uma ondulação igual a 200 mA para uma corrente eficaz igual a 875 mA, mantendo a recomendação do fabricante em relação a máxima ondulação de corrente na bateria.

Após uma carga inicial, o conversor foi novamente ensaiado. Nesta situação o banco de baterias se encontra com uma tensão igual a 68,7 V e o conversor opera com uma razão cíclica igual a 0,62. Este cenário é apresentado na Figura 9.

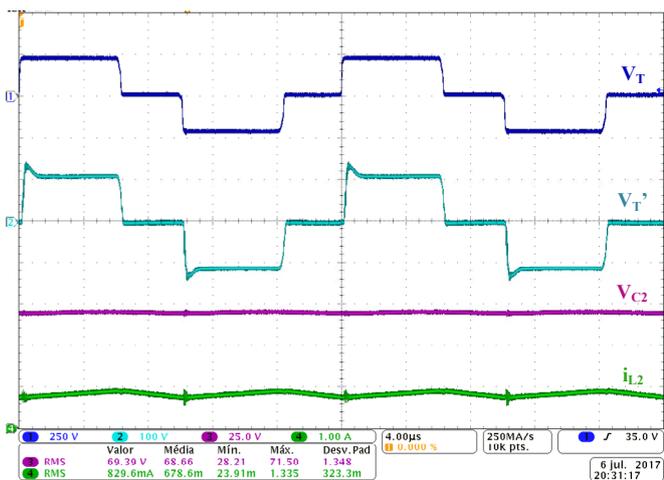


Fig. 9. Resultados experimentais das tensões sobre o transformador e tensão e corrente de saída do conversor para o modo redutor de tensão, com razão cíclica igual a 0,62.

O resultado apresentado na Figura 9 mostra que a ondulação de corrente no indutor L_2 novamente apresentou valor de aproximadamente 200 mA, para um valor eficaz

igual a 829 mA. A ondulação de tensão sobre C_2 apresentou uma variação de 1,5 V para uma tensão eficaz igual a 69,39 V. Dessa forma é validado o projeto dos filtros para os diferentes pontos de operação do conversor, visto que em ambos os casos apresentados as especificações de projeto foram mantidas.

É de conhecimento prévio, que para baterias do tipo Chumbo-Ácido recomenda-se métodos de carga por tensão constante [31]. Essa estratégia de carga envolve o controle da tensão ou corrente de carga de acordo com o estado de carga das baterias. Neste sentido, ao verificar através dos resultados experimentais em malha aberta, a operação correta do conversor com baixos níveis de ondulação de tensão e corrente, ambas as malhas de controle podem ser implementadas, regulando a tensão ou corrente de carga de acordo com a necessidade do equipamento. Portanto, os níveis de corrente que diferem do indicado pelo fabricante, podem ser corrigidos pelo projeto de controle.

Para verificar o rendimento do conversor no modo redutor de tensão, foram medidas suas tensões e correntes de entrada e saída, com o analisador de energia Yokogawa-WT1800. Como resultado foi obtido um rendimento de 80,96 % para uma potência igual a 64,58 W. O rendimento reduzido no modo de carga pode ser explicado pelo nível de potência processada, que representa 32,30 % da potência nominal do conversor.

No modo elevador de tensão o conversor foi ensaiado para diferentes níveis de potência, variando a carga conectada ao barramento CC. Nessa situação o conversor deve atuar na regulação da tensão do barramento, fornecendo para a carga uma tensão contínua igual a 230 V.

Inicialmente o conversor foi ensaiado para uma carga de aproximadamente 115 W. Para avaliar a implementação da modulação proposta, foram medidas as formas de onda das tensões sobre os semicondutores, ilustradas na Figura 10. Observa-se que as tensões sobre as chaves do lado do barramento CC apresentam valor igual a 230 V sem sobretensão durante os transitórios de comutação. O mesmo ocorre com as chaves do lado do banco de baterias, onde é verificada uma tensão de amplitude igual a 115 V, que corresponde a tensão do transformador.

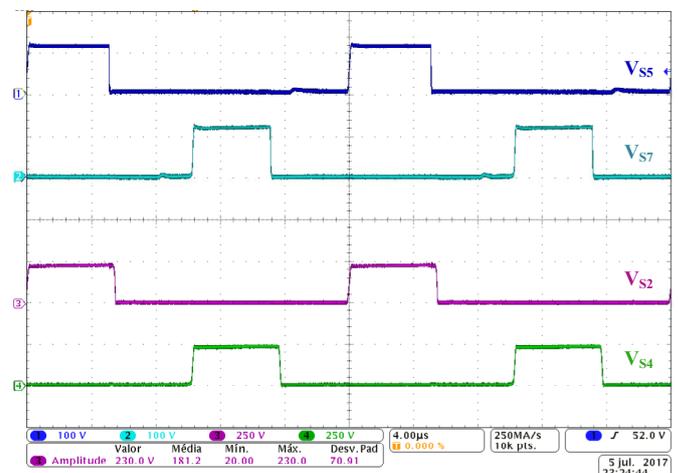


Fig. 10. Resultados experimentais das tensões sobre os semicondutores do conversor no modo elevador de tensão, com razão cíclica igual a 0,48.

Em relação a ondulação da tensão do barramento e corrente de descarga da bateria, apresentados na Figura 11, ambos os casos resultaram em baixa ondulação como o estabelecido pelos critérios de projeto do conversor. Para a tensão do barramento foram medidos 9 V de ondulação, sendo 11,5 V especificados no projeto.

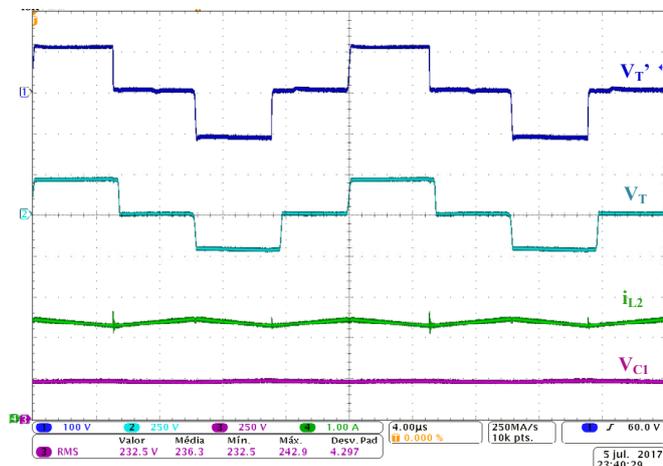


Fig. 11. Resultados experimentais das tensões sobre o transformador, tensão do barramento CC e corrente da bateria para o modo elevador de tensão, para uma carga de 113W.

Na corrente de descarga, novamente tem-se uma ondulação de 200 mA, confirmando que o dimensionamento do indutor L_2 atende os requisitos mínimos de ondulação de corrente tanto para a descarga, quanto para a carga das baterias.

Para avaliar o comportamento do conversor em relação a diferentes valores de potência, as mesmas formas de onda foram verificadas para a potência nominal do conversor. Nesse caso, o conversor foi ensaiado com uma carga de 200 W.

No resultado apresentado pela Figura 12 novamente são encontrados baixos níveis de ondulação na tensão do barramento, sendo medidos 11,45 V de pico a pico e 200 mA de ondulação na corrente das baterias.

Para as tensões sobre o transformador, assim como nos semicondutores, são encontradas pequenas distorções em suas formas de onda. Entretanto, o conversor não apresenta grandes problemas, visto que não resulta em sobretensões nos semicondutores e transformador.

Uma vez que o conversor tem características de fonte de corrente, a partir dos resultados experimentais, é evidente que a modulação proposta evita sobretensões nos semicondutores, assim como não acarreta em grandes distorções nas formas de onda de tensão sobre as chaves e transformador. Esse resultado comprova a eficiência da técnica de comutação proposta, visto que o mesmo não ocorre em outras modulações encontradas em [2] e [25].

Neste sentido, a modulação proposta, juntamente com a aplicação da modulação apresentada por [27] permite que o conversor bidirecional opere sem o uso de circuitos auxiliares de comutação em ambos os modos de operação das baterias. Essa característica é de grande interesse para o desenvolvimento de conversores bidirecionais porque simplifica sua implementação ao reduzir o número de componentes envolvidos em sua operação.

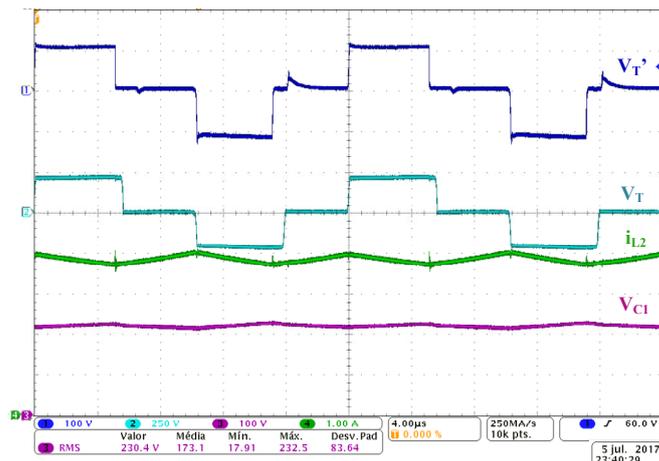


Fig. 12. Resultados experimentais das tensões sobre o transformador, tensão do barramento CC e corrente da bateria para o modo elevador de tensão, para uma carga de 200 W.

O conversor foi desenvolvido para apresentar baixos níveis de ondulação de tensão e corrente tanto do lado do barramento CC quanto do lado das baterias. Ao verificar experimentalmente essas características, o trabalho apresentado fornece condições propícias para a implementação das malhas de controle para a carga do banco de baterias ou regulação da tensão do barramento CC.

Para avaliar a eficiência do conversor para diferentes níveis de potência, foram medidas através do analisador de energia WT 1800 as potências de entrada e saída do conversor. Os resultados das medições foram tabelados e são apresentados em forma de gráfico pela Figura 13.

Dos resultados experimentais é verificado um rendimento de 89,50 % com o conversor operando em sua potência nominal, igual a 200 W.

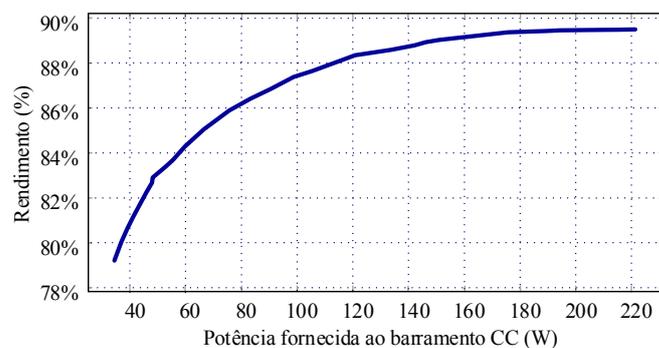


Fig. 13. Curva experimental de rendimento do conversor para diferentes níveis de potência.

V. CONCLUSÕES

Este artigo apresentou a análise e desenvolvimento de um conversor bidirecional isolado, projetado para uma potência de 200 W, com o objetivo de realizar a integração entre um barramento CC de 230 V e um banco de baterias de 60 V. Foram propostas a configuração do conversor e uma estratégia de modulação para evitar o uso de circuitos auxiliares para comutação dos semicondutores.

O conversor proposto apresenta características de fonte de corrente do lado da bateria e fonte de tensão do lado do

barramento CC. Com isso, a operação do conversor auxiliada pela relação do transformador de isolamento garante ao sistema maiores faixas de ganho de tensão. Assim é possível operar com a tensão do barramento constante para ambos os modos de operação do conversor. Como essa é uma característica de grande interesse para conversores bidirecionais, a configuração proposta se mostra adequada, visto que o mesmo não ocorre nos trabalhos citados na literatura.

Em relação as modulações utilizadas no trabalho, tanto na carga quanto na descarga das baterias, foram verificadas as tensões sobre o transformador e semicondutores, comprovando a eficácia da modulação proposta. Por não utilizar de circuitos auxiliares como grampeadores de tensão ou *snubbers* passivos, ambas as modulações se mostram adequadas por não resultar em sobretensão nos semicondutores ou distorções significativas nas formas de onda do conversor. Esse resultado é de grande importância para o trabalho em questão, visto que permite o desenvolvimento do conversor com um número reduzido de componentes da mesma forma que garante a operação adequada do conversor bidirecional.

Por fim, para se validar o projeto dos filtros do conversor, o mesmo foi ensaiado em diferentes pontos de operação nos modos de carga e descarga das baterias. As ondulações de tensão e corrente pertinentes a cada um dos modos foram verificadas e estas se mantiveram dentro dos níveis especificados, corroborando o projeto dos filtros.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem, em especial, ao Projeto PD 2866-0468/2017, executado pela COPEL Distribuição SA, no âmbito do programa P&D ANEEL. Os autores também agradecem a CAPES pela bolsa de estudos concedida e a FINEP, CNPq, SETI, Fundação Araucária e UTFPR pelo suporte financeiro adicional.

REFERÊNCIAS

- [1] P. M. Curtis, *Maintaining Mission Critical Systems in a 24/7 Environment*, John Wiley Professio, 2ª Edição, Nova Iorque, 2011.
- [2] M. H. Rashid, *Power Electronics Handbook: devices, circuits and applications handbook*, Elsevier, 3ª Edição, Oxford, 2011.
- [3] T. Tao, J. L. Duarte, M. A. M. Hendrix, "Line-Interactive UPS Using a Fuel Cell as the Primary Source" *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, nº 8, pp. 3012-3021, Fevereiro 2008.
- [4] C. Jabayabalu, K. Sarbham, "Single Stage High- Gain Boost Converter With Battery Commutation In Solar Power Applications" *International Journal of Science, Engineering and Technology Research*, vol. 4, nº 5, pp. 1645-1658, Maio 2015.
- [5] X. Hu, C. Gong, "A High Gain Input-Parallel Output-Series DC/DC Converter with Dual Coupled-Inductors" *in IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, nº 3, pp. 1306-1317, Abril 2015.
- [6] L. Schuch, C. Rech, H. Leães, H. A. Grudling, H. Pinheiro, J. R. Pinheiro, "Analysis and Design of a New High-Efficiency Bidirectional Integrated ZVT PWM Converter for DC-Bus and Battery-Bank Interface", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, nº 5, pp. 1321-1333, Setembro 2006.
- [7] H. Pinheiro, P. K. Jain, G. Joós, "A Comparison of UPS for Powering Hybrid Fiber/Coaxial Networks" *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, nº 5, Agosto 2002.
- [8] P. K. Jain, H. Pinheiro, "High Frequency Triport UPS Topologies for Emerging Fiber Networks" *in Telecommunications Energy Conference - INTELEC*, 1998.
- [9] D. Berndt, *Electrochemical Energy Storage - Battery Technologic Handbook*, Marcel Dekker, 2ª Edição Nova Iorque, 2003.
- [10] M. Forouzes, Y. P. Siwakoti, S. A. Gorji, F. Blaabjerg, B. Lehman, "Step-Up DC-DC Converters: A Comprehensive Review of Voltage-Boosting Techniques, Topologies, and Applications", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, nº 12, pp. 9143-9178, Dezembro 2017.
- [11] M. Mezaroba, R. L. Klein, R. J. M. Dos Santos, A. F. De Paiva, A. L. Batschauer, "Conversor CC-CC Bidirecional em Corrente ZVZCS PWM com Grampeamento Ativo", *Eletrônica de Potência – SOBRAEP*, vol. 17, nº 2, pp. 503-512, Maio 2012.
- [12] Y. R. De Novaes, J. B. F. Cabral, S. V. G. Oliveira, "Conversor CC-CC Boost Quadrático Para Aplicação em Fontes Alternativas", *Eletrônica de Potência – SOBRAEP*, vol. 18, nº 3, pp. 1064-1072, Agosto 2013.
- [13] P. P. Praça, D. B. S. Alves, D. S. Oliveira Jr, L. C. S. Mazza, L. H. S. C. Barreto, "Conversor CC-CC Bidirecional de Três Portas, Estágio Único e Alto Ganho de Tensão para Aplicações em Sistemas Fotovoltaicos", *Eletrônica de Potência – SOBRAEP*, vol. 22, no. 3, pp. 258-268, Julho 2017.
- [14] N. M. L. Tan, T. Abe, H. Akagi, "Design and Performance of a Bidirectional Isolated DC-DC Converter for a Battery Energy Storage System", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, nº 3, pp. 1237-1248, Março 2012.
- [15] H. Akagi, N. M. L. Tan, S. Kinouchi, Y. Miyazaki, M. Koyama, "Power-Loss Breakdown of a 750-V 100-kW 20-kHz Bidirectional Isolated DC-DC Converter Using SiC-MOSFET/SBD Dual Modules", *IEEE Transactions On Industry Applications*, vol. 51, nº 1, pp. 420-428, Janeiro/Fevereiro 2015.
- [16] H. Wen, W. Xiao, B. Su, "Nonactive Power Loss Minimization in a Bidirectional Isolated DC-DC Converter for Distributed Power Systems", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, nº 12, pp. 6822- 6831, Dezembro 2014.
- [17] E. V. Souza, G. Waltrich, I. Barbi "Bidirectional Dual Active Clamping Push-Pull DC-DC Converter" *Eletrônica de Potência – SOBRAEP*, vol. 21, nº 4, pp. 322-331, Outubro 2016.
- [18] T. Wu, J. Yang, C. Kuo, Y. Wu, "Soft-Switching Bidirectional Isolated Full-Bridge Converter with Active and Passive Snubbers", *IEEE Transactions on*

Industrial Electronics, vol. 61, nº 3, pp. 1368-1376, Março 2014.

- [19] B. Liu, S. Duan, T. Cai, "Photovoltaic dc-building-module-based BIPV system-concept and design considerations", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, nº 5, pp. 1418-1429, Maio 2011.
- [20] E. L. Carvalho, E. Carati, J. P. Costa, C. M. Stein, R. Cardoso "Design and Analysis of a Bidirectional Battery Charger", in *8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems – PEDG*, 2017.
- [21] B. Zhao, Q. Song, W. Liu, Y. Su, "Overview of Dual-Active-Bridge Isolated Bidirectional DC–DC Converter for High-Frequency-Link Power-Conversion System", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, nº 8, pp. 4091-4106, Agosto 2014.
- [22] S. A. Teston, E. G. Carati, J. P. da Costa, R. Cardoso, C. M. O. Stein, "Effect Of The Clamp Capacitor Connection Concerning The Input Current In The Active-Clamped ZVS Current-Fed Half-Bridge Converter", *Eletrônica de Potência – SOBRAEP*, vol. 21, nº 3, pp. 179-189, Julho 2016.
- [23] S. A. Teston, E. G. Carati, J. P. da Costa, R. Cardoso, C. M. O. Stein, "Comparison of two connection possibilities of the clamp capacitor in the active-clamped zvs current-fed half-bridge converter", in *13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference*, 2015.
- [24] U. R. Prassana, A. K. Rathore, "Extended Range ZVS Active-Clamped Current-Fed Full-Bridge Isolated DC/DC Converter for Fuel Cell Applications: Analysis, Design, and Experimental Results", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, nº 7, pp. 2661-2672, Julho 2013.
- [25] C. Li, Y. Zhang, Z. Cao, D. Xu, "Single-Phase Single-Stage Isolated ZCS Current-Fed Full-Bridge Converter for High-Power AC/DC Applications", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 32, nº 9, pp. 6800-6812, Setembro 2017.
- [26] Magna-Power, "Current-Fed Power Processing Technology", 2017. [Online]. Disponível: www.magnapower.com.
- [27] P. Imbertson, N. Mohan, "Asymmetrical Duty Cycle Permits Zero Switching Loss in PWM Circuits with No Conduction Loss Penalty", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 29, nº 1, pp. 121-125, Janeiro/Fevereiro 1993.
- [28] E. L. Carvalho, E. Carati, J. P. Costa, C. M. Stein, R. Cardoso, "Analysis, design and implementation of an isolated full-bridge converter for battery charging" in *14th Brazilian Power Electronics Conference, COBEP*, 2017.
- [29] D. Linden, T. B. Reddy, *Handbook Of Batteries*, McGraw-Hill Professional, 4ª ed., New York, 2011.
- [30] I. Barbi, M. Denizar, *Conversores Não-Isolados*, Edição dos Autores, 6ª ed, Florianópolis, 2006.
- [31] CBS Battery, Manual técnico: Bateria GP12170.

DADOS BIOGRÁFICOS

Edivan Laercio Carvalho, recebeu os títulos de Engenheiro Eletricista (2015) e mestre em Engenharia Elétrica (2018) pela Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR), Pato Branco – PR. Atualmente é aluno de doutorado do programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Maria, membro do Instituto Nacional de Ciência e Tecnologia (INCT) em Geração Distribuída de Energia Elétrica. Suas áreas de interesse são: eletrônica de potência, aplicações de sistemas de controle, sistemas de armazenamento de energia, modelagem e controle de conversores estáticos de potência.

Emerson Giovanni Carati, recebeu os títulos de Engenheiro Eletricista (1997), mestre em Engenharia Elétrica (1999) e doutor em Engenharia Elétrica (2003) pela Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), Santa Maria - RS. Desde 2003 atua como professor nos cursos de Graduação e Pós-Graduação em Engenharia Elétrica na Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR), Pato Branco - PR. Atualmente desenvolve pesquisas relacionadas a controle digital e processamento de sinais aplicados em acionamentos de máquinas elétricas e geração distribuída.

Jean Patric da Costa recebeu os títulos de Engenheiro Eletricista (2004), mestre (2006) e doutor em Engenharia Elétrica (2010) pela Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), Santa Maria - RS. Desde 2013 atua como professor nos cursos de Graduação e Pós-Graduação em Engenharia Elétrica na Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR), Pato Branco - PR. Suas áreas de interesse são: geração de energia eólica e controle de conversores estáticos.

Carlos Marcelo de Oliveira Stein, recebeu os títulos de Engenheiro Eletricista (1996), mestre (1997) e doutor em Engenharia Elétrica (2003) pela Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), Santa Maria - RS. Desde 2003 atua como professor nos cursos de Graduação e Pós-Graduação em Engenharia Elétrica na Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR), Pato Branco - PR. Suas áreas de interesse incluem sistemas de geração distribuída, fontes renováveis de energia, conversores estáticos e técnicas de comutação suave. Dr. Stein é membro da SOBRAEP.

Rafael Cardoso, recebeu o título de Engenheiro Eletricista (2001) pela Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), Santa Maria - RS, de Mestre em Ciência em Engenharia Eletrônica e Computação (2003) pelo Instituto Tecnológico de Aeronáutica, São José dos Campos – SP e de Doutor em Engenharia Elétrica (2008) pela UFSM. Desde 2006 atua como professor nos cursos de Graduação e Pós-Graduação em Engenharia Elétrica na Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR), Pato Branco - PR. Seus interesses de pesquisa incluem aplicações de sistemas de controle, controle discreto, controle de conversores estáticos, dispositivos de eletrônica de potência para qualidade de energia e *smart grids*. Dr. Cardoso é membro do Instituto Nacional de Ciência e Tecnologia (INCT) em Geração Distribuída de Energia Elétrica.