

CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL DE TRÊS PORTAS, ESTÁGIO ÚNICO E ALTO GANHO DE TENSÃO PARA APLICAÇÕES EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

Paulo P. Praça, Diego B. S. Alves, Demercil S. Oliveira Jr, Luan. C. S. Mazza, Luiz H. S. C. Barreto
Universidade Federal do Ceará – UFC, Grupo de Processamento de Energia e Controle (GPEC), Fortaleza – CE, Brasil
E-mail: paulopp@dee.ufc.br, demercil@dee.ufc.br, lbarreto@dee.ufc.br

Resumo –Este artigo tem por escopo apresentar o estudo e desenvolvimento de um conversor CC-CC não isolado de três portas, adequado à integração em um único estágio de conversão: um banco de baterias, um conjunto de painéis fotovoltaicos e o *link* CC. A topologia proposta apresenta um conversor *boost* de alto ganho baseado na versão bidirecional da célula de comutação de três estados na qual se tem integrado um banco de baterias e um conjunto de painéis fotovoltaicos com capacidade para gerar um barramento CC de 200V em um único estágio de processamento. A característica bidirecional da topologia permite que os painéis fotovoltaicos carreguem as baterias e alimente a carga dependendo da potência gerada pelo PV. No caso de ausência de sol, o banco de baterias supre a carga. Outra importante característica deste conversor é a comutação suave em modo ZVS para todas as chaves. Foi desenvolvido um protótipo experimental com potência nominal de 500W de forma a validar todo o embasamento teórico e de simulação apresentados. O conversor desenvolvido foi submetido a três condições: o fluxo de energia da bateria para a carga, do painel fotovoltaico para a carga e do painel para o banco de baterias, sendo obtido o rendimento de 94,18%, 96,09% e 94,67% respectivamente para cada condição. Além disso, as formas de ondas experimentais e de simulação para cada condição e o comparativo de rendimento de topologias, também são apresentados. O alto ganho e o rendimento alcançado nesta topologia, a torna uma forte solução quando há necessidade de elevar a tensão a partir de baterias ou painéis fotovoltaicos, quando os valores fornecidos por estes geralmente são de 12V, 24V ou 48V.

PalavrasChaves–Alto Ganho, Comutação Suave, Conversores Três Portas, Energias Renováveis.

SINGLE STAGE THREE-PORT DC-DC CONVERTER WITH HIGH VOLTAGE GAIN AND BIDIRECTIONAL CAPABILITY FEASIBLE TO SMALL PV SYSTEMS

Abstract - This paper presents the study and development of a single stage three-port non-isolated DC-DC converter, suitable for PV integration to the grid or isolated systems. The proposed topology uses a boost

converter with high voltage gain based on bidirectional three state switching cell. It allows the connection of a battery bank, a set of photovoltaic panels and the dc link of a inverter in a single stage of processing. The bidirectional characteristic of the proposed topology allows photovoltaic panels charge the battery bank and supply the load depending on sunlight while providing a variable dc link to an inverter. Another important feature of this converter is the soft switching in ZVS mode for all switches. A 500W experimental prototype was developed in order to validate all the theoretical analysis. The developed converter was subjected to three operational conditions: the energy flowing from the battery to the load, from the PV to the load and from PV to the battery, reaching efficiency of 94.18%, 96.09% and 94.67% respectively for each operational point. Besides the efficiency, a complete theoretical study is also presented with the main waveforms for all operation modes. The high voltage gain and the performance of this topology, makes it a strong competitor when there is need to step up the voltage from batteries or PV panels (typically 12V, 24V or 48V) to 200V or 400V DC link.

Keywords –High Voltage Gain, Renewable Energy, Soft Switching, Three Port Converters.

I. INTRODUÇÃO

Tendo em vista a grande demanda de energia elétrica em que o país se encontra atualmente, novas propostas de sistemas e topologias de conversores estáticos que utilizam fontes renováveis de energia vem tendo um grande destaque tecnológico e social. Desta forma, a eletrônica de potência vem propondo a cada dia novos conceitos e abordagens que visam melhorar a qualidade da energia fornecida e propor soluções para o problema da armazenagem e inserção dessa energia na rede elétrica e/ou microrredes.

O trabalho proposto por [1] tem seu conceito bem pautado e aborda de forma clara e consistente a proposta de se controlar a potência gerada por fontes alternativas de energia conectadas a microrredes autônomas, que utilizam sistemas de armazenamento a base de banco de baterias, cujo escopo se encaixa perfeitamente na proposta deste trabalho.

Em [2] é proposta uma metodologia de gerenciamento automático para um sistema fotovoltaico de geração distribuída baseada em um conjunto de premissas de operação, tais como preço da energia, capacidade de fornecer energia ativa e/ou reativa para cargas, armazenamento de energia em bancos de baterias, dentre outras. Conforme pode ser visto neste trabalho, o estágio entre o arranjo de painéis fotovoltaicos e o inversor trabalha com pelo menos dois conversores distintos, sendo ele um conversor elevador e um

Artigo submetido em 20/10/2016. Primeira revisão em 22/12/2016. Aceito para publicação em 05/03/2017 por recomendação do Editor Marcelo Cabral Cavalcanti.

conversor bidirecional para carga das baterias, caracterizando assim vários estágios de processamento de energia, que poderia muito bem ser substituído pela topologia proposta.

O artigo descrito em [3] apresenta resultados de modelagem e projeto de controladores de um sistema de geração fotovoltaica conectado à rede elétrica baseado nos controladores PI e repetitivo (PI-SRF+RC), onde o barramento CC é composto por arranjos de painéis fotovoltaicos conectados em série, de maneira que o valor da tensão CC seja sempre superior ao valor de pico da tensão CA da rede.

Esta proposta poderia ser muito bem melhorada inserindo-se a topologia proposta neste artigo, de forma que a bidirecionalidade do conversor elevador proposto se encarregaria de fornecer um barramento CC regulado, alimentar um banco de baterias e suprir a carga de forma simples e natural, devido as próprias características do conversor.

Os trabalhos mostrados em [4]-[6] tratam de topologias de conversores estáticos para aplicações em energias renováveis em que poderiam obter melhores resultados mediante o uso de topologias chamadas *single stage* (estágio único) ou três portas para obterem melhores resultados de eficiência e/ou facilidades nas estratégias de controle, principalmente no que se refere ao fluxo de potência. Em [5] é proposto um conversor CC-CC operando com ZVZCS e grampeamento ativo através de um circuito *snubber* para redução das perdas por comutação.

A topologia proposta já opera com comutação suave naturalmente e em toda a faixa de operação, o que tira a necessidade de um circuito de *snubber* adicional. Em [6] é proposto um conversor *boost* quadrático para aplicações em fontes alternativas, onde seu alto ganho se deve a característica quadrática, que resulta em uma preocupação a mais no controle, uma vez que variações muito pequenas de razão cíclica resultam em grandes variações nas tensões de saída, podendo assim gerar eventuais queimas dos componentes, caso o controle não responda adequadamente a essas variações bruscas.

Tendo em vista as análises feitas ao longo deste texto, este artigo tem por finalidade propor uma nova topologia de conversores CC-CC de 3 portas com alto ganho de tensão operando com comutação suave utilizando como entrada um banco de baterias e painéis fotovoltaicos para fornecer um barramento CC em aplicações com energias renováveis, microrredes e *smartgrids*.

A Figura 1 mostra em forma de diagrama de blocos as arquiteturas convencionais de um sistema isolado alimentado por um banco de baterias e um arranjo de painéis fotovoltaicos com no mínimo dois estágios de processamento de energia.

A Figura 2 mostra o diagrama de blocos da arquitetura proposta, uma vez que topologias de múltiplos estágios geralmente são mais complexas e possuem maior número de componentes que as topologias de estágio único.

A grande contribuição desta estrutura se deve ao fato de que a eficiência global do sistema tende a ser maior, uma vez que se utiliza menos componentes e a quantidade de estágios de processamento de energia são diminuídos.

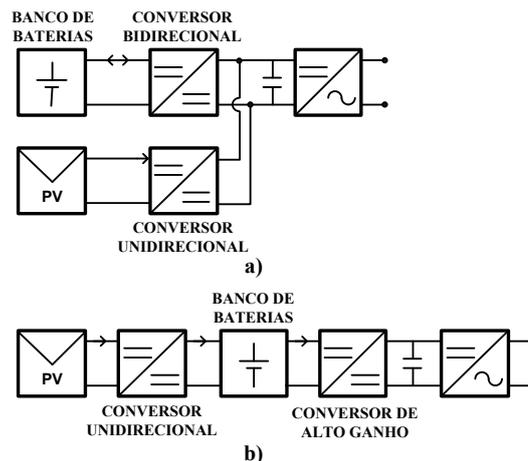


Fig. 1. Arquiteturas convencionais de sistemas fotovoltaicos isolados: a) com banco de baterias em separado b) com banco de baterias centralizado

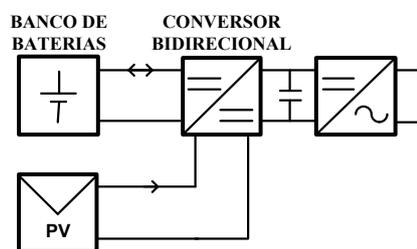


Fig. 2. Arquitetura proposta.

II. TOPOLOGIA DE CONVERSOR CC-CC PROPOSTA

Diversas topologias de conversores de estágio único (*single stage*) podem ser vistos na literatura, tais como em [7]-[10]. O trabalho proposto em [7] mostra uma topologia de conversor CC-CA *single stage* que pode trabalhar como *boost*, *buck* e *buck+boost* com uma estratégia de controle por histerese, sendo as referências de tensão e correntes geradas por um microcontrolador e a lógica de comando das chaves feita por componentes discretos. A topologia mostrada em [8] trabalha na mesma linha de inversor *single stage* utilizando painéis fotovoltaicos para injeção de corrente na rede utilizando a estratégia de controle de ciclo único (OCC). Em [9] se utiliza células multiplicadoras de tensão em um conversor *boost* convencional em modo de condução contínuo (MCC) para geração do barramento CC de alto ganho e operando com comutação suave em modo ZVT. Em [10] é proposto uma família de conversores de estágio único com capacitores e indutores chaveados.

Embora todas as topologias propostas anteriormente possuam estágio único de processamento e elevado ganho de tensão, uma característica comum a todas, se deve ao fato todas possuírem somente uma porta de entrada. Topologias de 3 portas também podem ser vistas em [11]-[15], entretanto, a grande contribuição deste trabalho se deve ao fato de que a topologia proposta a seguir junta todas as características descritas anteriormente, ou seja, possui alto ganho de tensão, opera com comutação suave, possui um único estágio de processamento de energia entre as fontes e

possui três portas de entradas distintas (painel fotovoltaico, banco de baterias e carga).

Vale salientar que a estrutura proposta na Figura 3 nasceu do conceito de uma família de conversores proposta pelos autores em [16] e mais profundamente analisadas em [17]-[19]. A seguir é mostrada a topologia do conversor proposto.

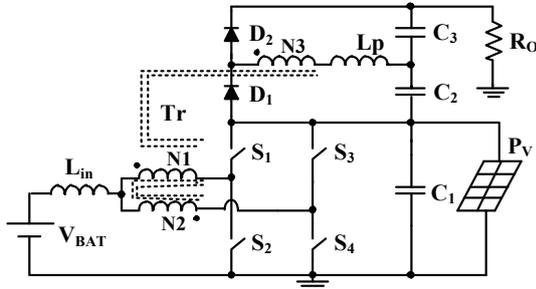


Fig. 3. Topologia proposta.

A Figura 3 apresenta o circuito do conversor *boost* de alto ganho com a bateria e o painel fotovoltaico acoplados. Esta topologia opera com comutação suave em modo ZVS em todos os interruptores de potência. Esta estrutura deriva da topologia mostrada em [19] e por ventura possui menos elementos, o que acarreta um ganho no custo e nas perdas do conversor. Esta topologia também faz uso de uma versão bidirecional da CCTE (Célula de Comutação de Três Estados) [20]-[22] que permite a operação do conversor inclusive para razões cíclicas inferiores a 50% e visando também a redução dos esforços de corrente oriundo da corrente elevada na entrada. O núcleo da célula está acoplado magneticamente a um enrolamento de um transformador para que se possa prover o alto ganho exigido pela estrutura.

A característica bidirecional do conversor, baseado na CCTE, permite o fluxo de energia entre as fontes de entrada, ou seja, dependendo da incidência solar, pode gerar uma potência de entrada maior que a demandada pela carga, neste caso o excesso de energia recarrega as baterias. No caso de períodos de ausência de luz solar o banco de baterias alimenta a carga. A característica de operação natural deste conversor permite que as entradas (PV ou baterias) funcionem independentemente ou simultaneamente, para compor um único barramento CC.

III. ETAPAS DE OPERAÇÃO

O conversor apresentado neste trabalho possui duas regiões de operação com seis etapas cada uma, trabalhando de forma semelhante. A razão cíclica é aplicada às chaves inferiores de cada braço (S_2 e S_4), que por sua vez estão defasadas em 180° . O comportamento do conversor e a região de operação são definidos pela razão cíclica ($D > 50\%$ e $D < 50\%$). Para razão cíclica maior que 50% as chaves inferiores trabalham em sobreposição e nos casos em que for menor que 50%, somente as chaves superiores operam em sobreposição. A seguir são apresentadas as etapas de operação para $D > 50\%$, considerando o fluxo de energia da bateria para a carga. As formas de ondas descritas são apresentadas na Figura 4.

Primeira Etapa [$t_0 - t_1$]: Esta etapa tem início com a abertura da chave S_1 , o que provoca a circulação de corrente

pelo diodo em antiparalelo da chave S_2 , permitindo o fechamento ZVS da mesma. Nesse momento o interruptor S_3 já se encontrava bloqueado e S_4 conduzindo. O indutor de entrada L_{in} inverte sua polaridade a fim de manter a corrente constante, que passa a crescer linearmente. A corrente no enrolamento do transformador I_{N1} cresce linearmente e inverte de sentido ao passo que I_{N2} decresce linearmente. O diodo D_1 ainda continua diretamente polarizado, carregando o capacitor C_2 . O diodo D_2 encontra-se reversamente polarizado. A tensão de saída é a soma das tensões nos capacitores C_1 , C_2 e C_3 em qualquer etapa de operação. Essa etapa termina quando a corrente no secundário I_{Lp} chega a zero, nesse momento a corrente na chave S_2 e S_4 são iguais.

Segunda Etapa [$t_1 - t_2$]: Esta etapa tem início quando a corrente no secundário N_3 chega à zero. Neste instante, as chaves S_2 e S_4 já se encontram conduzindo enquanto que S_1 e S_3 estão bloqueados. A corrente que circula pelo indutor de entrada L_{in} ainda se encontra crescendo linearmente e se divide igualmente entre os enrolamentos primários N_1 e N_2 do transformador Tr , de forma a diminuir os esforços de corrente. A corrente no enrolamento do secundário N_3 é nula durante toda essa etapa.

Terceira Etapa [$t_2 - t_3$]: No instante t_2 , a chave S_4 é bloqueada, ocorrendo assim, a circulação de corrente pelo diodo em antiparalelo da chave S_3 , permitindo sua entrada em condução em modo ZVS. O indutor de entrada L_{in} inverte sua polaridade a fim de manter sua corrente constante fazendo-a decrescer linearmente. Com a comutação da chave S_3 , a corrente da chave cresce linearmente e inverte de sentido. A corrente no enrolamento do transformador I_{N1} cresce linearmente e I_{N2} decresce linearmente e inverte de sentido. A tensão no secundário polariza diretamente o diodo D_2 carregando o capacitor C_3 . O diodo D_1 está reversamente polarizado. Essa etapa termina quando a chave S_3 é comandada a bloquear.

Quarta Etapa [$t_3 - t_4$]: Esta etapa tem início quando a chave S_3 é comandada a bloquear o que provoca a circulação de uma corrente pelo diodo em antiparalelo da chave S_4 , permitindo o fechamento ZVS da mesma. Nesse instante, a chave S_2 ainda se encontra conduzindo. A corrente no indutor L_{in} cresce linearmente. A corrente no enrolamento N_1 decresce linearmente enquanto a corrente em N_2 cresce linearmente e inverte de sentido. O diodo D_2 continua polarizado diretamente e o diodo D_1 polarizado reversamente. Essa etapa termina quando a corrente no secundário for igual à zero, nesse momento a corrente na chave S_2 e S_4 são iguais.

Quinta Etapa [$t_4 - t_5$]: Esta etapa é semelhante à segunda etapa de operação. Tem início quando a corrente no secundário chega à zero. Neste instante, as chaves S_2 e S_4 já se encontram conduzindo. A corrente que circula pelo indutor de entrada L_{in} continua crescendo linearmente e se divide igualmente entre os enrolamentos primários do transformador Tr . A corrente no enrolamento do secundário é nula durante toda esta etapa. Esta etapa termina quando a chave S_2 é bloqueada.

Sexta Etapa [$t_5 - t_6$]: No instante t_5 a chave S_2 é bloqueada, o que provoca a circulação de uma corrente pelo diodo em antiparalelo da chave S_1 , permitindo o fechamento ZVS da mesma. Neste momento as chaves S_3 e S_4 já se

encontravam bloqueada e conduzindo respectivamente. O indutor de entrada L_{in} inverte sua polaridade, a corrente decresce linearmente. Com a comutação da chave S_1 , a corrente da chave cresce linearmente e inverte de sentido, o capacitor C_1 é carregado. A corrente no enrolamento do transformador I_{N1} decresce linearmente e I_{N2} cresce linearmente durante toda a etapa de operação. A tensão no secundário polariza diretamente o diodo D_1 , fazendo-o conduzir e carregando o capacitor C_2 enquanto que o diodo D_2 encontra-se polarizado reversamente. Esta etapa termina com abertura da chave S_1 .

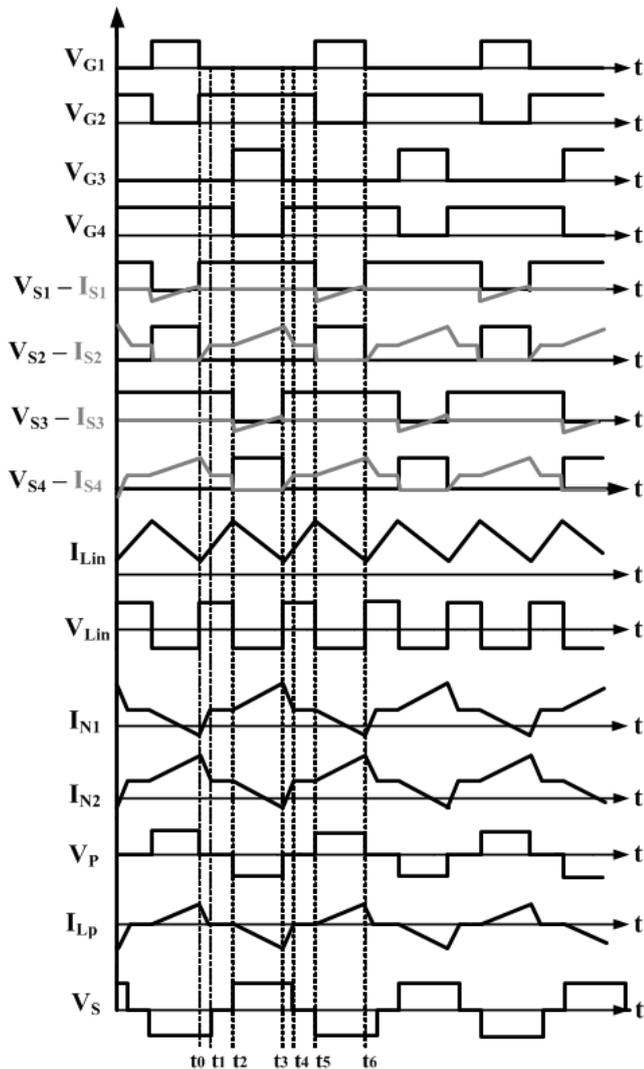


Fig. 4. Formas de onda teóricas em modo bateria-carga.

Análises semelhantes podem ser feitas para os modos Painel-Carga e para razão cíclica $D < 50\%$. Por motivos de espaço essas análises serão suprimidas do artigo.

IV. GANHOS ESTÁTICOS

O ganho estático do conversor é dado pela razão da tensão de saída pela tensão de entrada. A tensão de saída, em qualquer instante, é dada pela soma das tensões nos capacitores de saída C_1 , C_2 e C_3 , tal como:

$$V_o = V_{C1} + V_{C2} + V_{C3} \quad (1)$$

Para facilitar o entendimento para que sejam equacionadas as equações dos ganhos estático para os dois modos de operação, ou seja, para $D > 50\%$ e $D < 50\%$, serão mostradas a seguir as equações das tensões nos capacitores de saída para ambos os casos.

Devido às características do *boost* convencional deste conversor, a tensão na qual o capacitor C_1 está submetido é dada por:

$$V_{C1} = V_{BAT} \cdot \frac{1}{(1-D)} \quad (2)$$

Nesta topologia a tensão no capacitor C_2 e C_3 são iguais, de forma que pela a análise das equações das etapas de operação, chega-se as seguintes equações para as tensões em C_2 e C_3 em ambos os modos de operação:

$$V_{C2} = V_{C3} = \frac{T_s \cdot (V_{BAT} \cdot n)^2}{2 \cdot L_p \cdot I_o + T_s \cdot n \cdot V_{BAT} \cdot (D')} \Rightarrow (D > 50\%) \quad (3)$$

$$V_{C2} = V_{C3} = \frac{D^2 \cdot T_s \cdot (V_{BAT} \cdot n)^2}{D^2 \cdot T_s \cdot V_{BAT} \cdot n + 2 \cdot L_p \cdot I_o \cdot D'} \cdot \frac{1}{D'} \Rightarrow (D < 50\%) \quad (4)$$

Uma vez que se tenha as equações das tensões nos capacitores, substituindo (2) e (3) ou (2) e (4) em (1), pode-se então chegar as equações dos ganhos estáticos para as duas regiões de operação:

$$G_{>50\%} = \frac{V_o}{V_{BAT}} = \frac{1}{(1-D)} + \left[\frac{2 \cdot n}{\alpha + (1-D)} \right] \quad (5)$$

$$G_{<50\%} = \frac{V_o}{V_{BAT}} = \frac{1}{(1-D)} \cdot \left[\frac{2 \cdot n \cdot D^2}{D^2 + \alpha \cdot (1-D)} + 1 \right] \quad (6)$$

$$\alpha = \frac{2 \cdot L_p \cdot I_o}{T_s \cdot n \cdot V_{BAT}} \quad (7)$$

O ganho estático (G) depende exclusivamente da razão cíclica (D), da relação de transformação (n), e da corrente parametrizada (α). A corrente parametrizada por sua vez depende da tensão da bateria (V_{BAT}), corrente média de saída (I_o), do período de chaveamento (T_s), da relação de transformação (n) e da indutância de dispersão (L_p). A Figura 5 ilustra a curva que relaciona o ganho estático (G) com a razão cíclica (D) para diferentes valores de (n).

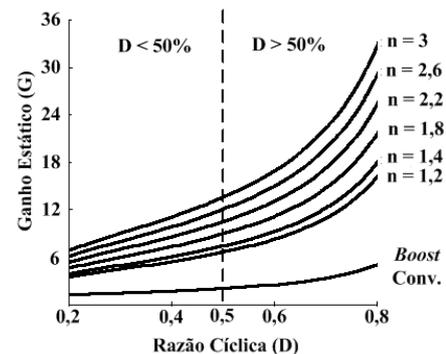


Fig. 5. Ganho estático x razão cíclica.

A Figura 6 mostra o comportamento do ganho estático (G) com a corrente parametrizada (α) para diferentes valores de razão cíclica (D) com os respectivos valores teóricos e experimentais.

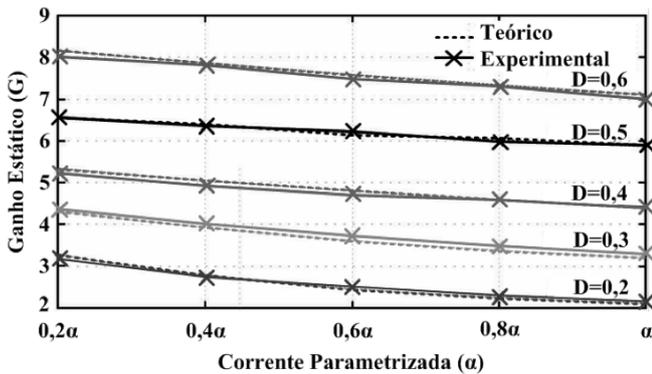


Fig. 6. Ganho estático x corrente parametrizada.

V. GRÁFICOS DA COMUTAÇÃO

A comutação suave elimina as perdas de comutação nas chaves de potência, permite a utilização de elevadas frequências de chaveamento e reduz a interferência eletromagnética.

Devido a complexidade do equacionamento para a determinação dos tempos mínimos e máximos de todas as chaves, serão mostradas as seguir nas Figuras 7 e 8 respectivamente, os gráficos para que se tenha comutação suave nas chaves superiores S_1 e S_3 e inferiores S_2 e S_4 . Para tanto, deve-se levar em consideração o efeito da indutância de dispersão e as capacitâncias intrínsecas das chaves.

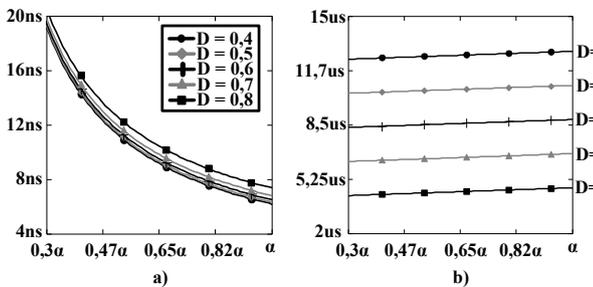


Fig. 7. a) Tempo morto mínimo das chaves superiores; b) Tempo morto máximo das chaves superiores.

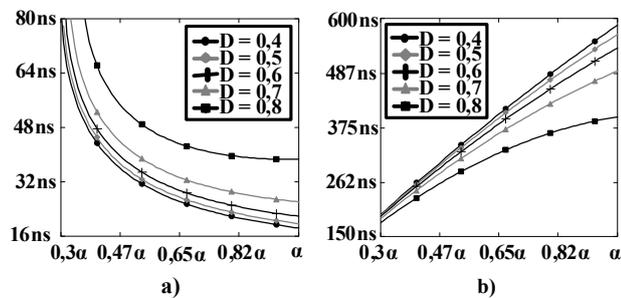


Fig. 8. a) Tempo morto mínimo das chaves inferiores; b) Tempo morto máximo das chaves inferiores.

Para o dimensionamento das chaves de potência foram considerados os valores de tensões e correntes médias,

eficazes e de pico para as chaves. Desta forma, optou-se pela escolha dos mosfets IRFP4710 da *International Rectifier*.

Uma vez que os gráficos das Figuras 6 e 7 foram traçados e as chaves foram escolhidas, pode-se então ver na Figura 9 o gráfico representativo da condição de comutação da topologia proposta em termos práticos. É importante salientar que para as especificações do protótipo, a razão cíclica na potência nominal é de 60% ($D=0,6$).

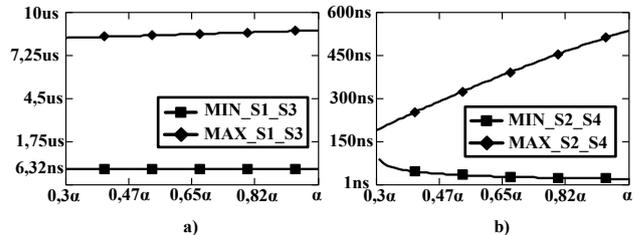


Fig. 9. Tempo morto máximo e mínimo das chaves: a) superiores e b) inferiores.

VI. DINÂMICA DO CONVERSOR

Conforme foi dito no início deste artigo, a topologia proposta segue a mesma característica das estruturas mostradas em [16], ou seja, são conversores multiportas de alto ganho de tensão e estágio único de processamento de energia entre as fontes de entrada. Desta forma, a Figura 10 mostra a simulação feita no *software* PSIM do comportamento dinâmico característico da topologia.

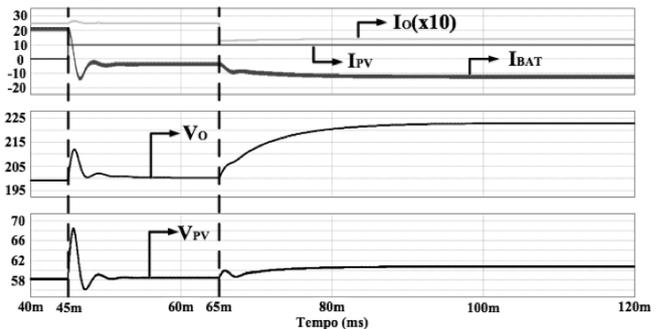


Fig. 10. Comportamento dinâmico do conversor.

Nesta figura fica evidente o caráter bidirecional entre as fontes de entradas (banco de baterias e painel fotovoltaico).

Pode-se observar o comportamento da corrente no banco de baterias (I_{BAT}), no painel fotovoltaico (I_{PV}), na carga (I_O), bem como as tensões no painel (V_{PV}) e de saída do conversor (V_O). A Figura 10 será analisada perante um degrau de corrente e de carga.

Inicialmente, a carga está sendo suprida unicamente pelo banco de baterias em cerca de 20A, neste momento percebe-se corrente nula no painel fotovoltaico. Após 45ms, aplicou-se um degrau de corrente, emulando a entrada do painel solar, fazendo com que a carga seja suprida unicamente pelo painel fotovoltaico e ao mesmo tempo carregue o banco de baterias, uma vez que o sentido da corrente I_{BAT} se inverte. Em aproximadamente 65ms é aplicado um degrau de carga de 50%, onde percebe-se que nesta situação a potência entregue pelo painel fotovoltaico permanece constante, entretanto, uma vez que a carga mudou e esta pede uma

corrente menor, o banco de baterias é carregado com uma corrente maior. Percebe-se um pouco de perda de regulação da tensão de saída, perfeitamente justificável por não se possuir uma estratégia de controle da tensão de saída implementada para essa simulação.

É importante perceber que dependendo da condição de insolação no momento da análise, pode ocorrer momentos em que a carga será suprida tanto pelo painel fotovoltaico como pelo banco de baterias. A implementação de um simples algoritmo de MPPT e o controle da tensão de saída do conversor podem compor parte de um sistema de injeção de energia na rede, ou até mesmo servir a uma micro rede ou nutrir uma carga isolada.

O controle do fluxo de potência ocorre naturalmente, sem que seja necessário se projetar uma estratégia de controle para qual porta alimentará a carga e em que momento o banco de baterias deverá ser carregado, tratando assim de uma contribuição considerável da estrutura proposta.

VII. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste tópico serão apresentados os resultados experimentais obtidos no conversor operando na condição de potência nominal, de forma a validar todo o embasamento teórico. A Tabela I mostra as especificações do conversor.

TABELA I
Especificação do Projeto

Frequência de Chaveamento	$f_s = 50\text{kHz}$
Razão Cíclica Nominal	$D = 0,61$
Tensão de Entrada	$V_{BAT} = 24\text{V}$
Tensão de Saída	$V_o = 200\text{V}$
Potência de Saída	$P_o = 500\text{W}$
Indutância de Entrada	$L_{IN} = 100\mu\text{f}$
Indutância de Dispersão	$L_p = 14\mu\text{H}$
Capacitores de Saída	$C_2, C_3 = 100\mu\text{H}$ $C_1 = 30\mu\text{H}$
Relação de Transformação	$(1 : 1,2)$

O conversor foi submetido a três condições: o fluxo de energia da bateria (V_{BAT}) para a carga (R_o), do painel fotovoltaico (P_V) para a carga (R_o) e do painel (P_V) para o banco de baterias (V_{BAT}). A seguir, são apresentadas as formas de onda de cada condição e na sequência é feito um estudo comparativo do rendimento entre as três condições citadas com a topologia proposta em [19].

A. Fluxo de Energia da Bateria para a Carga

O circuito equivalente para a obtenção dos resultados experimentais desta sessão pode ser visto na Figura 11.

A Figura 12 apresenta as formas de onda da tensão de saída nos capacitores C_1 , C_2 e C_3 . A tensão no capacitor C_1 (V_{C1}), em destaque, e no capacitor C_2 (V_{C2}) e C_3 (V_{C3}), por serem iguais, estão sobrepostas. A tensão de saída (V_o) é a soma da tensão de cada capacitor em qualquer instante de tempo.

A Figura 13 ilustra o resultado experimental das tensões nas chaves S_1 (V_{S1}), S_2 (V_{S2}) e a corrente no seu respectivo braço (I_{L1}). As tensões em S_1 e S_2 são complementares, e as chaves S_3 e S_4 apresentam a mesma forma de onda, embora defasadas em 180° em relação às primeiras.

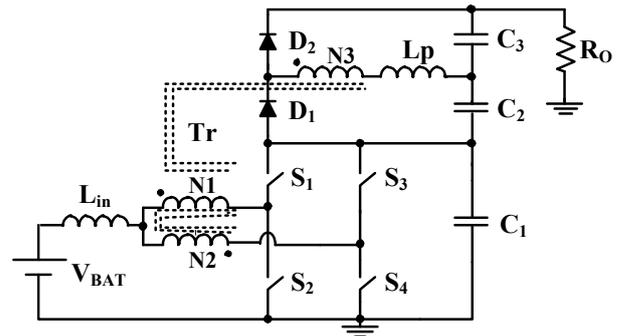


Fig. 11. Circuito equivalente para fluxo de energia da bateria para a carga.

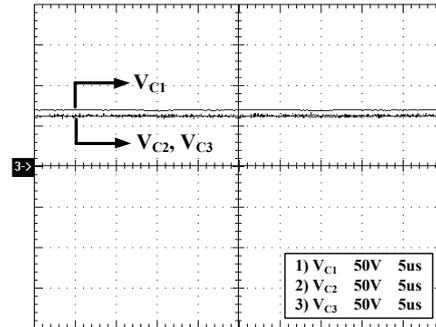


Fig. 12. Tensão nos capacitores de saída.

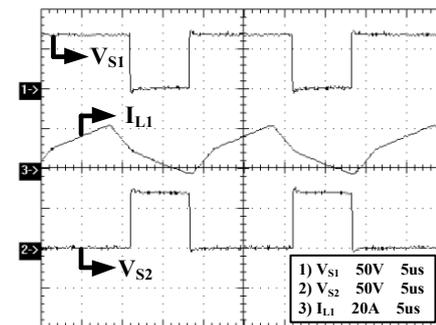


Fig. 13. Tensão nas chaves S_1 , S_2 e corrente no braço I_{L1} .

Na Figura 14(a) observa-se o detalhe da comutação na chave S_2 (V_{S2}), no instante do acionamento da chave (V_{G2}) a corrente está negativa (I_{L1}) fazendo com que o diodo intrínseco conduza garantido o fechamento em ZVS. As formas de ondas na chave S_4 também apresentam o mesmo comportamento. Na Figura 14(b) observa-se o detalhe da comutação em S_1 .

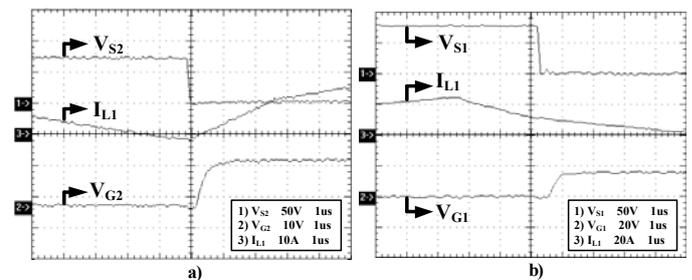


Fig. 14. a) Detalhe da comutação na chave S_2 ; b) Detalha de comutação na chave S_1 .

No instante em que S_2 é bloqueada, existe um intervalo de tempo para acionamento da chave S_1 (tempo morto), evitando o “curto de braço”. Durante esse período a tensão na chave S_1 (V_{S1}) chega à zero, o diodo intrínseco conduz, na sequência, a tensão de gatilho (V_{G1}) aciona a referida chave em ZVS.

A Figura 15 ilustra o comportamento da corrente de entrada (I_{in}), com uma ondulação menor que 5%, e da célula de comutação (I_{N1} , I_{N2}). Pode-se observar que os esforços de corrente são divididos entre os enrolamentos primários do transformador (Tr), assim, as perdas por condução também são reduzidas entre as chaves do conversor.

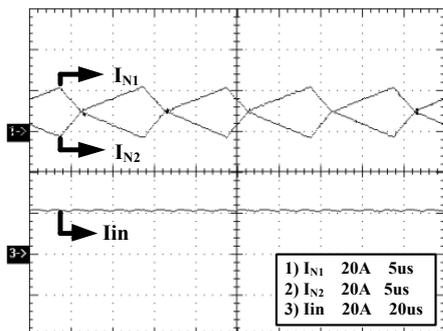


Fig. 15. Corrente de entrada e na célula de comutação.

B. Fluxo de Energia do Painel para a Carga

A seguir, são apresentadas as formas de onda do fluxo de energia do painel fotovoltaico (P_V) para a carga (R_O). Para obtenção dos resultados, o banco de baterias foi substituído por um capacitor (C_{BAT}) e o painel por uma fonte de tensão, resultando na configuração do circuito ilustrado na Figura 16.

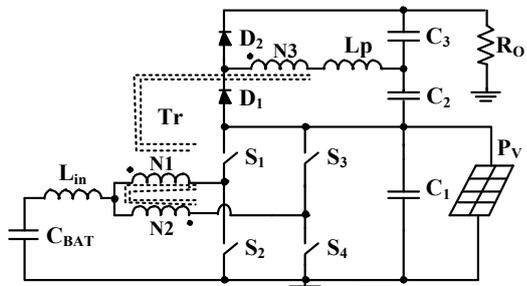


Fig. 16. Circuito equivalente para fluxo de energia do painel para a carga.

As formas de ondas experimentais para a tensão, corrente de entrada e saída, são apresentadas na Figura 17. A tensão de entrada é representada pela tensão V_{PV} e corrente de entrada I_{PV} , a tensão e a corrente de saída são dadas por V_O e I_O .

Na Figura 18 observa-se o comportamento da corrente de entrada (I_{PV}) e da corrente no enrolamento primário (I_{N1} e I_{N2}) do transformador (Tr). Percebe-se o bom balanceamento entre as correntes nos enrolamentos.

As formas de ondas das tensões e correntes nos elementos semicondutores é bem semelhante as mostradas na sessão A (fluxo da bateria para carga) e por motivos de espaço serão suprimidas.

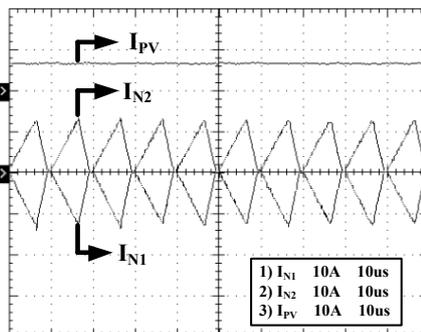


Fig. 17. Tensão e corrente de entrada e saída.

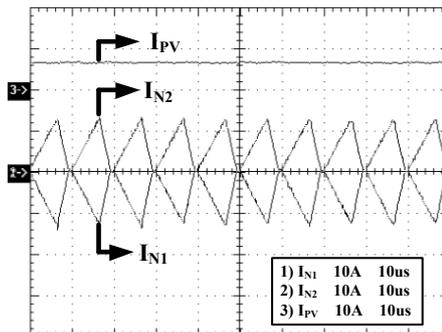


Fig. 18. Corrente de entrada e no enrolamento primário.

C. Fluxo de Energia do Painel para a Bateria

Por fim, são apresentadas as formas de onda para o fluxo de energia do painel fotovoltaico (P_V) para o banco de baterias (V_{BAT}). Para obtenção dos resultados simulado e experimental, a carga (R_O) foi desconectada do sistema e a bateria foi substituída por uma resistência (R_{BAT}) de baixo valor (1Ω), resultando no circuito apresentado na Figura 19.

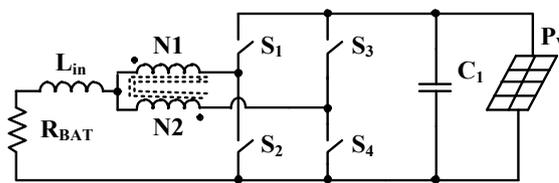


Fig. 19. Fluxo de energia do painel para a bateria.

A Figura 20(a) mostra a tensão (V_{PV}) e corrente (I_{PV}) do painel para condição descrita. Na Figura 20(b) está mostrada a tensão e a corrente no resistor (R_{BAT}). Observa-se que a corrente está negativa, indicando o carregamento do banco de baterias.

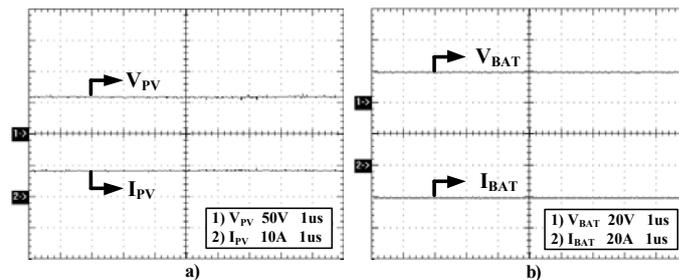


Fig. 20. a) Tensão e corrente de entrada; b) Tensão e corrente na carga.

A Figura 21 apresenta o comportamento da corrente no enrolamento do transformador (I_{N1} , I_{N2}), e da corrente de carga da bateria (I_{BAT}). As formas de ondas das correntes no enrolamento primário do transformador, por serem iguais, estão sobrepostas. A corrente de carga da bateria é a soma da corrente em cada enrolamento.

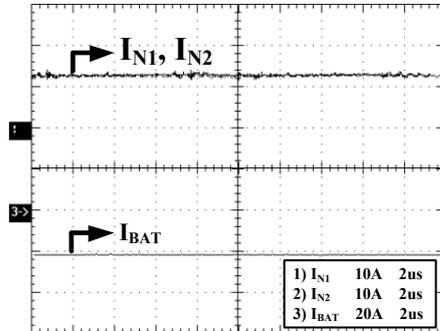


Fig. 21. Corrente no enrolamento primário e na bateria.

Nesta condição de fluxo de energia, as chaves superiores não operam com comutação suave, em função da ausência de carga no secundário e da condição de carga da bateria, desta forma, o circuito apresenta características de um conversor *buck*, toda a energia fornecida pelo painel é direcionada para o banco de baterias.

As Figuras 22 e 23 mostram resultados dinâmicos utilizando-se duas baterias (150Ah, 12V, MOURA) conectadas em série e uma fonte emuladora de PV (Magna Power Electronics modelo TSD250 - 40).

Na Figura 22 é realizado um degrau de carga (250W para 500W). Pode-se observar que mesmo com o degrau a potência extraída do painel permanece constante no ponto de máxima potência e naturalmente a potência adicional é fornecida pela bateria. Devido a dispersão no transformador a tensão sobre a carga é reduzida conforme descrito pela Figura 6. Como a aplicação para este conversor é para alimentação de um inversor, um aumento no índice de modulação deste inversor pode manter a tensão na carga constante.

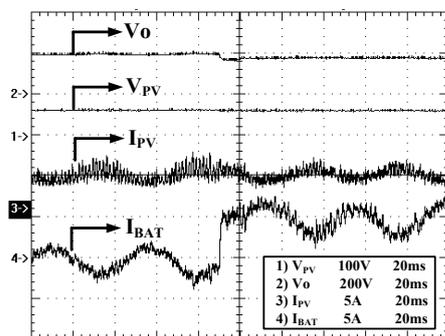


Fig. 22. Degrâu de carga.

Na Figura 23 a fonte emula um degrau de irradiação. Pode-se verificar que a tensão sobre a carga praticamente não varia já que a tensão de MPP varia muito pouco. Também observa-se que uma variação da potência fornecida pelo painel é naturalmente compensada por uma variação da potência fornecida (ou absorvida) pelas baterias.

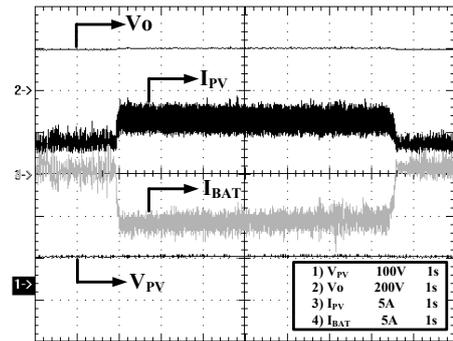


Fig. 23. Degrâu de irradiação entre 1000W/m² e 500W/m².

A Figura 24 apresenta a curva de rendimento para as três condições as quais o conversor foi submetido, sejam elas: fluxo de energia da bateria para a carga, do painel fotovoltaico para a carga e do painel para a bateria.

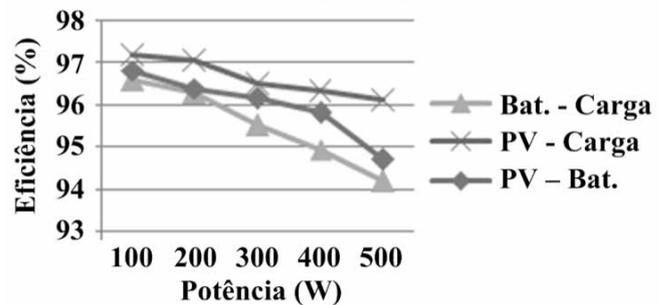


Fig. 24. Curva de rendimento do conversor.

Analisando o gráfico, constata-se que o fluxo de energia do painel para a carga obteve o melhor rendimento, 96,09% para a potência nominal, pois nesta condição o conversor trabalha com elevada tensão de entrada e baixa corrente. As demais condições obtiveram um rendimento de 94,18% e 94,67%, respectivamente, para o fluxo de energia da bateria para a carga e do painel para a bateria. A condição do fluxo de energia da bateria para a carga obteve o menor rendimento, pois nesta condição o conversor trabalha com baixa tensão e altos valores de correntes, implicando maiores perdas.

Na Figura 25 tem-se a comparação dos rendimentos da topologia proposta neste trabalho com o conversor estudado em [19] na condição de fluxo de energia da bateria para a carga.

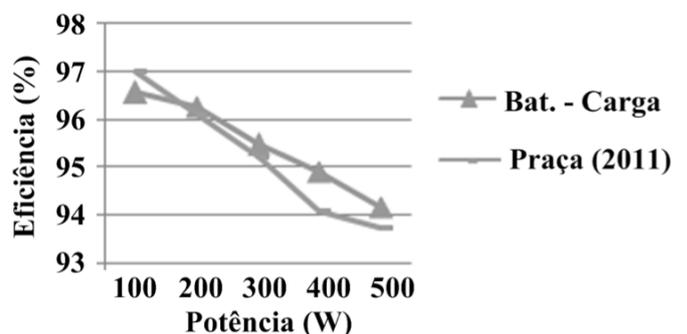


Fig. 25. Comparativo conversor proposto vs [19].

Os conversores apresentam rendimentos bem próximos, contudo, na potência nominal, o conversor desenvolvido

ainda obteve uma pequena melhoria. Na potência de 400W, é visível uma diferença de rendimento em torno de 1%.

Apesar dos rendimentos serem equiparadamente iguais, o conversor proposto neste trabalho apresenta melhor eficiência, uma vez que obtém este resultado fazendo uso de menor quantidade de componentes. A principal vantagem reside na diminuição do volume magnético, acarretando a redução de peso e dos custos. Nas Tabelas II e III são listados os componentes magnéticos utilizados na construção do conversor desenvolvido neste trabalho, e do desenvolvido por [19], respectivamente.

TABELA II
Magnéticos do Conversor Proposto

Componente	Núcleo (NEE)	Volume do núcleo (cm ³)
Indutor de Entrada (L _{IN})	55/28/21	40,5
Transformador (T _R)	42/21/15	17,6
Indutor de Dispersão (L _P)	30/14	8

TABELA III
Magnéticos do Conversor Proposto em [26]

Componente	Núcleo (NEE)	Volume do núcleo (cm ³)
Indutor de Entrada (L _{IN})	55/28/21	40,5
CCTE (T ₁ , T ₂)	42/21/15	17,6
Transformador (T _{R1})	42/21/15	17,6
Transformador (T _{R2})	42/21/15	17,6

O total do volume do núcleo é de 66,1cm³ e 93,3cm³, respectivamente. Dessa forma, fica evidente a redução do elemento magnético com percentual de aproximadamente 30%, conseqüentemente, redução de fatores como custos, volume e peso do conversor além de proporcionar um controle mais simples.

A distribuição das perdas teóricas, em porcentagem, de cada componente do conversor é apresentada na Figura 26 e uma foto do protótipo pode ser vista na Figura 27.

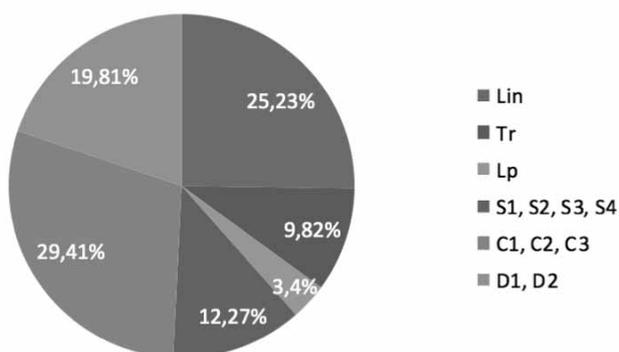


Fig. 26. Perdas nos componentes do conversor proposto.

VIII. CONCLUSÃO

A topologia proposta neste artigo faz uso da célula de comutação de três estados (CCTE) que permite a divisão igualitária da corrente de entrada e faz com que esta opere com o dobro da frequência de chaveamento, resultando assim em uma redução considerável de peso e volume da estrutura. Todas as chaves operam com comutação suave em modo

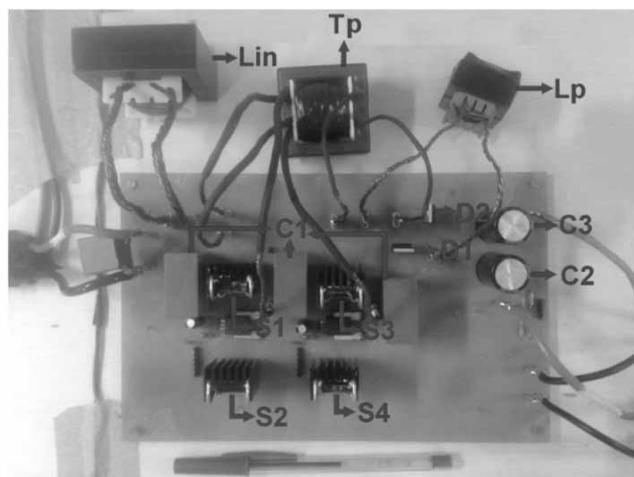


Fig. 27. Protótipo experimental.

ZVS e apenas um estágio de processamento de energia entre as fontes de entrada e a carga fazem com que a eficiência da estrutura seja aumentada. Foram descritas as etapas de operação do conversor e gráficos da comutação das chaves foram traçados e discutidos. Foram mostrados resultados experimentais da topologia para os três modos de operação com bons resultados e por fim, foi feita uma comparação de eficiência e volume entre a topologia proposta e a estrutura publicada em [19], mostrando assim ganhos consideráveis ao final.

AGRADECIMENTOS

Os autores gostariam de agradecer o suporte financeiro e a motivação provida pela FUNCAP, CNPq, CAPES, Energia Pecém e a Universidade Federal do Ceará (UFC).

REFERÊNCIAS

- [1] J. G. De Matos, L. A. S. Ribeiro, F. S. F. E Silva, "Controle da Potência Gerada em Microrredes Autônomas e Isoladas com Fontes de Energia Renováveis e Sistema de Armazenamento com Bancos de Baterias", *Eletrônica de Potência – SOBRAEP*, vol. 19, no 2, pp. 152-162, Maio 2014.
- [2] D. I. Brandão, F. P. Marafão, F. A. Farret, M. G. Simões, "Proposta de Metodologia Para o Gerenciamento Automático de Sistemas Fotovoltaicos de Geração Distribuída", *Eletrônica de Potência – SOBRAEP*, vol. 18, no 4, pp. 1257-1265, Novembro 2013.
- [3] P. M. De Almeida, P. G. Barbosa, A. A. Ferreira, H. A. C. Braga, P. F. Ribeiro, "Controle e Redução das Correntes Harmônicas de Um Sistema de Geração Fotovoltaico Interligado À Rede Elétrica Sem Filtros Passivos", *Eletrônica de Potência – SOBRAEP*, vol. 18, no 4, pp. 1149-1160, Novembro 2013.
- [4] D. C. Martins, M. M. Casaro, L. Schmitz, C. Knaesel, "Modified Dual-stage Inverter Applied In A Three-phase Grid-connected Pv System Using Behavior Matching Technique", *Eletrônica de Potência – SOBRAEP*, vol. 18, no 1, pp. 793-803, Fevereiro 2013.

- [5] M. Mezaroba, R. L. Klein, R. J. M. Dos Santos, A. F. De Paiva, A. L. Batscauer, "Conversor CC-CC Bidirecional em Corrente ZVZCS PWM com Grampeamento Ativo", *Eletrônica de Potência – SOBRAEP*, vol. 17, no 2, pp. 503-512, Maio 2012.
- [6] 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.
- [7] L. C. G. De Freitas, L. S. Garcia, L. C. De Freitas, J. B. Vieira Jr, E. A. A. Coelho, V. J. Farias, "Single-stage Current Source Inverter With Amplified Sinusoidal Output Voltage: Analysis, Simulation And Experimental Results", *Eletrônica de Potência – SOBRAEP*, vol. 16, no 3, pp. 222-232, Agosto 2011.
- [8] E. Sreeraj, C. Kishore, B. Santanu, "One-Cycle-Controlled Single-Stage Single-Phase Voltage-Sensorless Grid-Connected PV System", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 3, pp. 1216-1224, March 2013.
- [9] W. Li, W. Li, Y. Deng, X. He, "Single-Stage Single-Phase High-Step-Up ZVT Boost Converter for Fuel-Cell Microgrid System", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 12, pp. 3057-3065, December 2010.
- [10] Y. Ye, K. W. E. Cheng, "A Family of Single-Stage Switched-Capacitor-Inductor PWM Converters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 11, pp. 5196-5205, November 2013.
- [11] L. J. Chien, C. C. Chen, J. F. Chen, Y. P. Hsieh, "Novel Three-Port Converter With High-Voltage Gain", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 9, pp. 4693-4703, September 2014.
- [12] Y. M. Chen, A. Q. Huang, X. Yu, "A High Step-Up Three-Port DC-DC Converter for Stand-Alone PV/Battery Power Systems", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 11, pp. 5049-5062, November 2013.
- [13] H. Wu, K. Sun, R. Chen, H. Hu, Y. Xing, "Full-Bridge Three-Port Converter With Wide Input Voltage Range for Renewable Power Systems", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 9, pp. 3965-3974, September 2012.
- [14] H. Wu, R. Chen, J. Zhang, Y. Xing, H. Hu, H. Ge, "A Family of Three-Port Half-Bridge Converters for a Stand-Alone Renewable Power System", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 9, pp. 2697-2706, September 2011.
- [15] Z. Wang, H. Li, "An Integrated Three-Port Bidirectional DC-DC Converter for PV Application on a DC Distribution System", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 10, pp. 4612-4624, October 2013.
- [16] P. P. Praça, L. H. S. C. Barreto, D. S. Oliveira Jr, R. P. T. Bascopé, "Single-stage topologies integrating battery charging, high voltage step-up and photovoltaic energy extraction capabilities", *IET Journals & Magazines – Electronics Letters*, vol. 47, no. 1, pp. 49-50, January 2011.
- [17] P. P. Praça, L. H. S. C. Barreto, D. S. Oliveira Jr, G. A. L. Henn, R. A. Camara, R. N. A. L. Silva, "High voltage gain boost converter battery charger applied to PV systems", in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 1526-1531, 2011.
- [18] P. P. Praça, L. H. S. C. Barreto, D. S. Oliveira Jr, G. A. L. Henn, R. N. A. L. Silva, "Single Stage High Voltage Gain Boost Converter With Voltage Multiplier Cells for Battery Charging Using Photovoltaic Panels" *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 364-368, 2012.
- [19] P. P. Praça, L. H. S. C. Barreto, D. S. Oliveira Jr, R. N. A. L. Silva, "High-voltage gain boost converter based on three-state commutation cell for battery charging using PV panels in a single conversion stage", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 1, pp. 150-158, January 2014.
- [20] G. V. T. Bascopé, I. Barbi, "Generation of a family of non-isolated DC-DC PWM converters using new three-state switching cells", in *Power Electronics Specialists Conference, PESC 00*, pp. 858-863, 2000.
- [21] J. P. R. Balestero, F. L. Tofoli, G. V. T. Bascopé, J. F. M. de Seixas, "A DC-DC Converter Based on the Three-State Switching Cell for High Current and Voltage Step-Down Applications", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 1, pp. 398-407, January 2013.
- [22] G. C. Silveira, F. L. Tofoli, L. D. S. Bezerra, R. P. T. Bascopé, "A Nonisolated DC-DC Boost Converter With High Voltage Gain and Balanced Output Voltage", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 12, pp. 6739-6746, December 2014.
- [23] R. W. De Doncker, D. M. Divan, M. H. Kheraluwala, "A Three-Phase Soft-Switched High Power Density DC/DC Converter for High Power Applications", *IEEE Transactions on Industrial Applications*, vol. 27, no. 1, pp. 63-73, February 1991.

DADOS BIOGRÁFICOS

Paulo Peixoto Praça - Possui graduação em Engenharia Eletrônica pela Universidade de Fortaleza (UNIFOR) em 2003, mestrado e doutorado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Ceará em 2006 e 2011 respectivamente. Desde 2009 é professor da Universidade Federal do Ceará - UFC. Atualmente encontra-se como professor adjunto III da Universidade Federal do Ceará e Chefe do Departamento de Engenharia Elétrica da mesma instituição. Tem experiência na área de Engenharia Elétrica e Eletrônica, com ênfase em Eletrônica de Potência, atuando principalmente nos seguintes temas: Energias Renováveis, Conversores CC/CC e CC/CA, Carregadores de Baterias, Controle Digital e Sistemas UPS.

Diego Bruno Saraiva Alves – Graduado em Engenharia de Controle e Automação pela Universidade de Fortaleza - UNIFOR (2011), mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Ceará - UFC (2014). Atua profissionalmente com projetos de Sistemas Embarcados: Hardware e Firmware. Tem experiência na área de projeto de

produtos e automação de subestações de energia. Seus temas de interesse são: Energia Solar, Conversores CC-CC, Sistemas Operacionais de Tempo Real, Microcontroladores 8/32 bits, IoT, Protocolos de Comunicação, Sistema SCADA e Hardware Design.

Demercil de Souza Oliveira Júnior - Possui graduação e mestrado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Uberlândia (1999, 2001), e doutorado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina (2004). Atualmente é Professor Associado II da Universidade Federal do Ceará, e revisor da IEEE Transactions on Industrial Electronics (0278-0046), IEEE Transactions on Power Electronics e da revista da Sobraep. Foi coordenador do curso de Graduação em Eng. Elétrica da UFC entre 2009 e 2011. É coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica desde 2015. Em 2009 ganhou o Prêmio Santander na Categoria Indústria e foi orientador do vencedor no Prêmio Jovem Cientista 2010 - CNPQ. Atualmente é bolsista produtividade 2 do CNPQ e senior member do IEEE. Tem experiência na área de Engenharia Elétrica, com ênfase em Eletrônica de Potência, atuando principalmente nos seguintes temas: comutação suave, conversores estáticos para geração eólica e fotovoltaica, conversão CC/CC trifásica e Transformadores de Estado Sólido.

Luan Carlos dos Santos Mazza - Possui graduação em Tecnologia em Mecatrônica Industrial pelo IFCE - Campus Limoeiro do Norte - CE (2011). Especialista em Engenharia de Segurança do Trabalho pela Faculdades Integradas de Jacarepaguá (FIJ) - RJ (2011). Especialista em Reengenharia de Projetos Educacionais com Ênfase em Matemática pela

Faculdade de Selvíria (FAS) - MS (2012). Técnico em Eletroeletrônica pela Faculdade de Tecnologia CENTEC de Limoeiro do Norte - CE (2007). Mestre (2014) e Doutorando em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Ceará (UFC) Campus do Pici, Fortaleza, CE. Atualmente é professor efetivo do IFCE Campus Tabuleiro do Norte. Tem experiência na área de Engenharia Elétrica, com ênfase em Eletrônica de Potência, Automação e Controle e Energias Renováveis, atuando principalmente nos seguintes temas: automação industrial, CLP, geração fotovoltaica e eólica, conversores estáticos CC-CC, CC-CA e CA-CC e eficiência energética em instalações elétricas.

Luiz Henrique Silva Colado Barreto – Natural de Naviraí, MS, possui graduação em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Mato Grosso (1997); mestrado e doutorado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Uberlândia (1999, 2003). Realizou estágio pós-doutoral no Oak Ridge National Laboratory (ORNL), Knoxville, TN, USA (2016/2017)

Atualmente é Professor da Universidade Federal do Ceará, e revisor da IEEE Transactions on Industrial Electronics, IEEE Transactions on Power Electronics e da revista da Sobraep. Foi coordenador do curso de Pós-Graduação em Eng. Elétrica da UFC entre 2007 e 2011 e chefe do departamento de engenharia elétrica de 2011 a 2015.

Atualmente é bolsista produtividade 2 do CNPQ e senior member do IEEE. Tem experiência na área de Engenharia Elétrica, com ênfase em Eletrônica de Potência, atuando principalmente nos seguintes temas: comutação suave, conversores estáticos para geração eólica e fotovoltaica, conversão CC/CC trifásica e Transformadores de Estado Sólido.