

CONVERSOR CC-CC ISOLADO DE ALTO GANHO PARA INTEGRAÇÃO EM MÓDULOS FOTOVOLTAICOS

Carolina Knaesel¹, Leandro Michels², Alessandro L. Batschauer¹ e Marcello Mezaroba¹

¹Universidade do Estado de Santa Catarina (UESC), Joinville – SC, Brasil

²Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), Santa Maria – RS, Brasil

e-mail: carolina.knaesel@gmail.com, michels@gepoc.ufsm.br, alessandro.batschauer@udesc.br, marcello.mezaroba@udesc.br

Resumo – A significativa redução no custo dos componentes dos sistemas fotovoltaicos tem mudado a perspectiva da aplicação futura desses sistemas. Muitos locais de instalação atualmente descartados devido às orientações não ótimas e aos sombreamentos parciais poderão se tornar viáveis economicamente. Além disso, observa-se uma tendência que ocorra a disseminação dos sistemas fotovoltaicos integrados às edificações (BIPV). Uma abordagem interessante para maximizar a conversão de energia desses sistemas compreende o uso de conversores integrados aos módulos (MIC) com arranjo paralelo. Dessa forma, todos os MICs operam de forma independente entre si, conferindo modularidade e simplicidade de instalação e operação. Nesse trabalho é proposto o uso de uma topologia de MICs baseada em um conversor cc-cc boost meia-ponte isolado de alto ganho com comutação suave para essa aplicação. Esse conversor é analisado em detalhe, sendo proposto um novo equacionamento para determinação do ganho estático dessa topologia considerando a perda de razão cíclica ocasionada pela presença da indutância auxiliar de comutação, uma metodologia para projeto da indutância auxiliar visando a garantia da comutação ZVS de todos os interruptores em uma ampla faixa de operação, bem como o uso de um esquema de controle em cascata para possibilitar a operação em paralelo dos conversores. Resultados experimentais foram obtidos em protótipos similares de 130 W operando com suas saídas conectadas em paralelo, demonstrando a viabilidade da topologia para a aplicação bem como o sistema de controle proposto.

Palavras-chave – Conversores CC-CC de Alto Ganho, Conversores Integrados à Módulos Fotovoltaicos.

HIGH VOLTAGE GAIN ISOLATED DC-DC CONVERTER FOR INTEGRATION IN PHOTOVOLTAIC MODULES

Abstract – Significant cost reduction of photovoltaic system components has changed the perspective of future application of these systems. Many installation sites currently discarded due to non-optimal orientations and partial shading conditions may become economically viable. Moreover, there is a tendency for the dissemination of building integrated photovoltaic systems (BIPV). An interesting approach to maximizing the power conversion

of these systems consider using parallel arrays of integrated modules (MIC) converters. In this approach all MICs operate independently of each other providing modularity and simplicity of installation and operation. In this work is proposed using a MIC topology based on a soft-switching high-gain isolated half-bridge dc-dc boost converter for this application. This converter is analyzed in detail and is proposed a new equation to determine the static gain of this topology considering the loss of cyclic ratio caused by the presence of the auxiliary switching inductance, a methodology for designing the auxiliary inductance aiming at guaranteeing the ZVS of all switches over a wide operating range, as well as the introduction of a cascaded control scheme for parallel operation of the MIC converters. Experimental results were obtained in similar 130 W prototypes operating with their outputs connected in parallel, demonstrating the viability of the topology for the application as well as the proposed control system.

Keywords – High Gain DC-DC Converters, Module-Integrated Converters

NOMENCLATURA

V_i	Tensão de entrada do conversor.
V_o	Tensão de saída do conversor.
P_o	Potência de saída do conversor.
R_o	Resistência de saída do conversor.
L_i	Indutância de entrada do conversor.
S_1	Interruptor superior.
S_2	Interruptor inferior.
D_1	Diodo superior do lado primário.
D_2	Diodo inferior do lado primário.
C_{s1}	Capacitância intrínseca ao interruptor S_1 .
C_{s2}	Capacitância intrínseca ao interruptor S_2 .
C_1	Capacitor superior do barramento primário.
C_2	Capacitor inferior do barramento primário.
L_r	Indutância auxiliar do conversor.
n	Relação de transformação do transformador.
D_3	Diodo superior do lado secundário.
D_4	Diodo inferior do lado secundário.
C_3	Capacitor superior do barramento secundário.
C_4	Capacitor inferior do barramento secundário.

I. INTRODUÇÃO

A capacidade instalada de geração distribuída baseada em sistemas de energia solar fotovoltaica (FV) tem aumentado exponencialmente no mundo, assumindo uma crescente

Artigo submetido em 30/05/2019. Primeira revisão em 12/08/2019. Aceito para publicação em 09/12/2019 por recomendação do Editor Marcelo Cabral Cavalcanti. <http://dx.doi.org/10.18618/REP.2019.4.0042>

relevância na matriz energética mundial. Esse crescimento tem sido impulsionado por uma redução no custo dos componentes dos sistemas fotovoltaicos, com destaque aos módulos fotovoltaicos, cujo custo de produção em 2018 reduziu-se a um terço do valor em 2011 [1]. Essa redução tem alterado as perspectivas para a instalação dos futuros sistemas fotovoltaicos, pois os locais de instalação atualmente descartados devido às orientações não ótimas e aos sombreamentos parciais irão se tornar viáveis economicamente. Por esses motivos, a tendência para os próximos anos é uma crescente integração dos sistemas fotovoltaicos à construção (BIPV - Building Integrated PhotoVoltaics). A previsão é que no futuro as novas construções tenham como cobertura telhas fotovoltaicas, usando toda a área disponível para a geração de energia. No Brasil, apesar do mercado de BIPV ser ainda insipiente, as perspectivas de crescimento são muito grandes pois até os fabricantes de telhas convencionais têm apresentado soluções comerciais [1]. Os módulos para essa aplicação são menores para adequar-se as geometrias da área disponível, normalmente com potência entre $30 W_p$ e $150 W_p$, e são instalados de acordo com as necessidades de cobertura.

Nas aplicações BIPV, a potência extraída da série fotovoltaica *string* pode ser significativamente reduzida, quando comparada com a máxima potência teórica disponível, devido a sombreamentos parciais e descasamento ou diferenças entre diferentes tipos de módulos empregados [2], [3]. Sombreamentos parciais nos módulos PV são comumente gerados pelos prédios vizinhos, árvores, nuvens, entre outros fatores, influenciam na radiação sobre o módulo [4]. Incompatibilidades entre os módulos podem ser ocasionadas pelo emprego de módulos de tamanhos distintos, instalados com orientação divergente, expostos à sujeira ou poeira, entre outros fatores. Dado esse cenário, o uso de séries fotovoltaicas (strings) em sistemas BIPV, tal como nos inversores FV convencionais, se mostra de baixa eficiência por não se priorizar orientações ótimas e alocação para evitar sombreamentos.

Uma solução ótima para sistemas BIPV é se empregar estágios de conversão cc-cc entre os módulos fotovoltaicos e o inversor (conversor cc-ca). Caso essa arquitetura seja estruturada de forma a utilizar um conversor individual para cada módulo, é possível obter-se um completo desacoplamento da operação de cada módulo. Assim, uma redução da geração de energia em um dos módulos não impacta na potência produzida os demais, dado que cada conversor cc-cc integrado ao módulo possui uma estrutura própria de seguimento de máxima potência que torna a operação de cada um dos módulos independente dos demais módulos do arranjo [3]. Os conversores integrados aos módulos são comumente denominados na literatura de *Module-Integrated Converters (MICs)* [5].

Os sistemas fotovoltaicos baseados em MICs cc-cc podem possuir diversas arquiteturas [6]. A estrutura série possibilita o uso de conversores com pequeno ganho estático de tensão, mas processam mais corrente. A estrutura paralela demanda o uso de conversor com ganho estático elevado, mas são mais flexíveis, possibilitando o uso de módulos de diferentes tipos de tecnologia e potência. Na literatura, diversas topologias de

conversores com elevado ganho de tensão e alto rendimento têm sido propostas. Essas topologias podem ser classificadas em topologias isoladas e não-isoladas. As topologias isoladas se mostram vantajosas para essa aplicação, pois além de ser possível se obter altos ganhos de tensão devido à relação de transformação, o uso dos conversores isolados possibilita a utilização de módulos FV com diferentes características, facilitando troca e manutenção no sistema. Conversores isolados também eliminam a circulação de correntes parasitas, devido às tensões de modo comum que podem ocorrer em inversores conectados à rede [7] - [8] e possibilitam o aterramento de terminais de módulos de filmes finos [9].

Analisando-se as topologias de MICs cc-cc isoladas, as que se mostram com maiores eficiência são aquelas baseadas em conversores com comutação suave [10] - [11]. Com base em uma ampla revisão na literatura, observou-se que as topologias que apresentaram resultados com maiores rendimentos foram as topologias do tipo meia-ponte e ponte-completa, que aplicam comutação suave e utilizam interruptores MOSFETs que possuem baixa resistência de condução. O conversor série-paralelo ressonante (LLCC) [12] é um conversor adequado para se atingir ambos requisitos de alta eficiência e alto ganho. No entanto, seu controle é realizado variando a frequência de comutação, o que dificulta a otimização dos componentes magnéticos e capacitores. O conversor CFMRC (*current-fed multiresonant converter*), [13], [14] é outra topologia que apresenta um bom desempenho, onde um circuito multi-ressonante elimina os parâmetros parasitas do transformador garantindo um alto ganho de tensão. A topologia apresentada em [11], [15] é uma combinação dos conversores *boost* e meia-ponte com um retificador dobrador de tensão na saída. Valendo-se das capacitâncias intrínsecas aos interruptores e da indutância de dispersão do transformador, é possível se obter comutação sob tensão nula nos dois interruptores controlados e comutação sob corrente nula nos diodos retificadores. Este conversor possui as vantagens de possuir alto ganho de tensão e alto rendimento, usando um número pequeno de componentes semicondutores.

Este trabalho propõe a aplicação de um conversor MICs cc-cc isolado de alto ganho para o sistema apresentado na Figura 1. Este sistema possui módulos fotovoltaicos integrados com conversores cc-cc individuais interligados em paralelo ao barramento cc de um inversor fotovoltaico. As principais contribuições desse trabalho são: (i) aplicação do conversor cc-cc boost-meia ponte isolado baseado na topologia [11], [15] integrado a um módulo fotovoltaico; (ii) análise e proposição de um equacionamento para o ganho estático dessa topologia considerando a perda de razão cíclica ocasionada pela presença da indutância auxiliar de comutação; (iii) análise e proposição de uma equação para o cálculo da indutância auxiliar visando a garantia da comutação suave ZVS dos interruptores; (iv) apresentação de um esquema de controle alternativo com malhas em cascata que permitem a operação em paralelo e independente dos módulos e seus conversores integrados; (v) resultados experimentais com a operação de dois protótipos em paralelo.

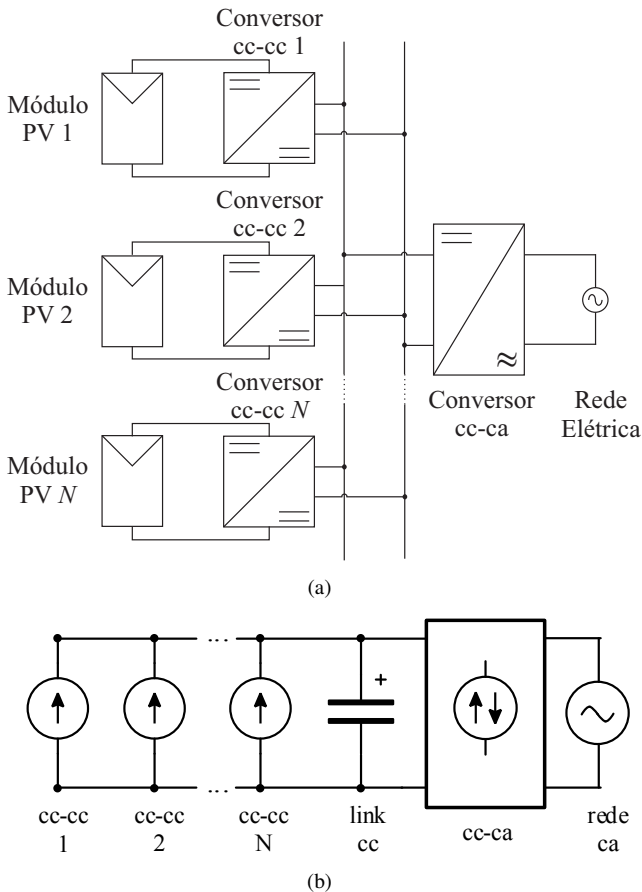


Fig. 1. Arquitetura do sistema de conversão fotovoltaica composta por módulos cc.-cc. em paralelo (a) Esquemático. (b) Circuito equivalente.

II. ANÁLISE QUALITATIVA

A topologia do conversor *boost* meia-ponte, apresentada na Figura 2, contém dois interruptores operando com comando complementar.

Os interruptores são acionados com Modulação por Largura de Pulso (PWM) assimétrica, de modo que S_1 é acionado durante $(1 - D)T$ e S_2 durante DT . Para que ocorra comutação sob tensão nula (ZVS - Zero Voltage Switching) dos interruptores S_1 e S_2 , a energia acumulada no indutor auxiliar L_r deve ser suficiente para garantir que os capacitores intrínsecos aos interruptores C_{s1} e C_{s2} sejam carregados e descarregados.

Para simplificar a análise de circuito, o lado secundário do conversor foi referido para o lado primário. Além disso, todos os interruptores, diodos e componentes passivos foram considerados ideais. A indutância de magnetização do transformador foi desprezada e sua indutância de dispersão já é considerada em L_r . Pelo fato dos capacitores C_1 , C_2 , C_3 e C_4 possuírem ondulações de tensão muito pequenas, estes podem

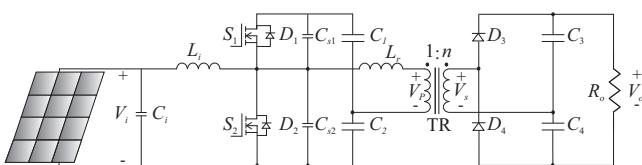


Fig. 2. Conversor *boost* meia-ponte integrado com comutação suave.

ser simplificados por fontes de tensão contínua.

A. Etapas de Operação e Principais Formas de Onda

As etapas de operação estão apresentadas na Figura 3 e as principais formas de onda na Figura 4.

1^a etapa ($t_0 < t < t_1$): No instante anterior a t_0 o interruptor S_1 e o diodo D_3 estão conduzindo e S_2 e D_4 se encontram bloqueados. A corrente que passa por S_1 é a diferença entre a corrente no indutor i_{Lr} e a corrente de entrada i_i . Esta etapa inicia quando S_1 é bloqueado em $t = t_0$. Ocorre uma ressonância envolvendo a indutância de dispersão do transformador L_r e os capacitores parasitas dos interruptores, C_{s1} e C_{s2} . No final desta etapa, C_{s1} estará carregado com $V_{C1} + V_{C2}$ e a tensão sobre C_{s2} será nula. Durante este intervalo, D_3 está conduzindo. Por este intervalo de tempo ser muito curto, a corrente de entrada i_i e a corrente i_{Lr} são assumidas constantes durante essa etapa de operação, ou seja, i_i é constante em seu valor mínimo i_{i_min} e i_{Lr} é constante em seu valor máximo i_{Lr_pk+} .

2^a etapa ($t_1 < t < t_2$): Em t_2 a tensão do capacitor $V_{C_{s2}}$ é nula e o diodo D_2 inicia sua condução. A corrente i_{Lr} começa a decrescer linearmente devido à aplicação da tensão $-(V_{C3} + V_{C2})$ sobre L_r , consequentemente a corrente do diodo D_3 também decresce linearmente. Durante a condução de D_2 , a tensão de entrada V_i é imposta ao indutor de entrada L_i e a corrente i_i cresce linearmente. O sinal de *gatilho* pode ser aplicado ao S_2 para garantir que o mesmo entre em condução sob tensão nula (ZVS) quando a corrente i_{Lr} se igualar à corrente de entrada i_i , anulando a corrente do diodo D_2 .

3^a etapa ($t_2 < t < t_3$): No instante $t = t_2$, o interruptor S_2 inicia sua condução, enquanto D_3 continua conduzindo. As tensões aplicadas sobre os indutores são as mesmas da etapa anterior. Em $t = t_3$, i_{Lr} e i_{D3} chegam a zero, caracterizando a comutação ZCS do diodo D_3 .

4^a etapa ($t_3 < t < t_4$): Neste intervalo, S_2 está conduzindo e a corrente i_{Lr} inverte seu sentido colocando o diodo D_4 em condução. A tensão $V_{C2} - V_{C4}$ passa a ser aplicada sobre o indutor L_r . A tensão de entrada continua sendo aplicada a L_i e sua corrente continua a crescer linearmente até atingir seu valor máximo em $t = t_4$. Nesta etapa i_{Lr} parte de zero em $t = t_3$ e decresce linearmente até seu valor mínimo i_{Lr_pk-} em $t = t_4$.

5^a etapa ($t_4 < t < t_5$): No instante $t = t_4$, S_2 é bloqueado e C_{s2} passa a ser carregado por $i_i + i_{Lr}$ até sua tensão atingir $V_{C1} + V_{C2}$. De modo análogo C_{s1} se descarrega até zero. Assume-se que durante este intervalo as correntes de entrada e no indutor auxiliar são constantes $i_i = i_{i(max)}$ e $i_{Lr} = i_{Lr_pk-}$. O diodo D_4 permanece em condução. Quando C_{s1} estiver completamente descarregado, D_1 entra em condução e a próxima etapa se inicia.

6^a etapa ($t_5 < t < t_6$): No instante $t = t_5$, o diodo D_1 inicia sua condução naturalmente e o sinal de *gatilho* pode ser aplicado a S_1 para que o mesmo entre em condução sob tensão nula (ZVS). A corrente i_{Lr} começa a crescer linearmente com a aplicação da tensão $V_{C4} + V_{C1}$ sobre L_r , até chegar a zero no final desta etapa. A corrente i_i começa a decrescer linearmente a partir do seu máximo valor, devido à aplicação da tensão $V_i - (V_{C1} + V_{C2})$ sobre L_i . D_4 conduz até o final desta etapa, quando sua corrente se anula caracterizando a comutação

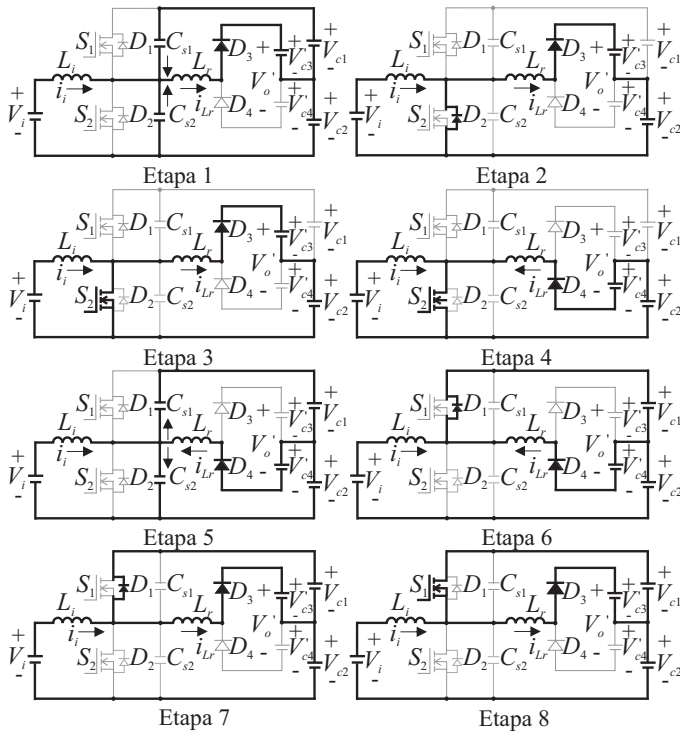


Fig. 3. Etapas de operação.

ZCS.

7ª etapa ($t_6 < t < t_7$): Esta etapa inicia com a passagem por zero da corrente i_{Lr} e, conseqüente, com a entrada em condução de D_3 . A corrente cresce linearmente devido à aplicação da tensão $V_{C1} - V_{C3}'$ sobre L_r . O diodo D_1 conduz até que sua corrente seja nula, em $t = t_7$. No fim desta etapa o valor da corrente de entrada i_i e da corrente no indutor auxiliar i_{Lr} são iguais e o diodo D_1 bloqueia sob corrente nula.

8ª etapa ($t_7 < t < t_8$): Quando a corrente do diodo D_1 chega a zero, o interruptor S_1 entra em condução sob tensão e corrente nula. As correntes i_{Lr} e i_i continuam a crescer e decrescer linearmente, atingindo seus valores máximos e mínimos em $t = t_8$, respectivamente. O diodo D_3 continua a conduzir durante este intervalo. Esta etapa finaliza quando S_1 é bloqueado e um novo ciclo de comutação se inicia. Como pode ser visto nas etapas de operação, a comutação sob tensão nula do interruptor S_2 só é realizada quando o valor da indutância auxiliar é grande o suficiente para que a energia armazenada no indutor L_r seja maior do que a energia armazenada no capacitor C_{S2} . O capacitor C_{S1} é descarregado pela soma das correntes i_i e i_{Lr} , por este motivo, a entrada em condução sob tensão nula do interruptor S_1 é considerada mais simples de acontecer do que a do interruptor S_2 .

III. ANÁLISE QUANTITATIVA

Nessa sessão serão abordados os aspectos quantitativos orientados ao projeto do conversor proposto.

A. Ganho Estático do Conversor

Para determinar a relação de tensão entrada/saída do conversor, consideram-se as tensões nos capacitores V_{C1} , V_{C2} , V_{C3} e V_{C4} constantes durante um período de comutação. Ao analisar e manipular as equações da tensão em L_i em um período de comutação de acordo com o estado dos

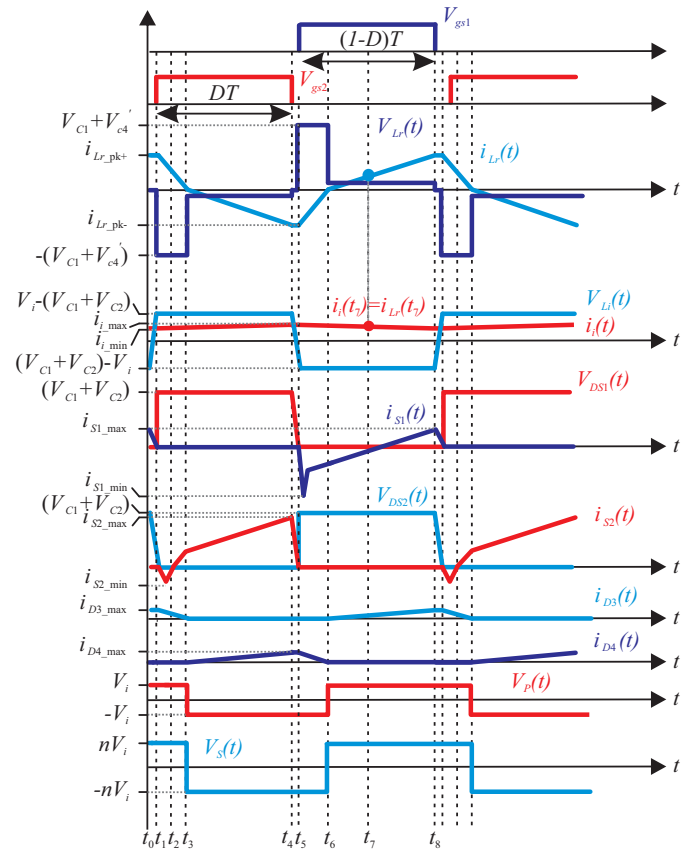


Fig. 4. Principais formas de onda.

interruptores S_1 e S_2 , chega-se em:

$$\frac{V_i}{(1-D)} = (V_{C1} + V_{C2}). \quad (1)$$

Considerando que o circuito opera em regime permanente, os valores médios das tensões nos indutores de entrada e auxiliar em um período de comutação são nulos, portanto:

$$V_{C2} = V_i. \quad (2)$$

Logo, substituindo-se (2) em (1), e isolando V_{C1} , tem-se:

$$V_{C1} = \frac{V_i D}{(1-D)}. \quad (3)$$

Há trabalhos na literatura, como [16], que consideram apenas o ganho estático ideal do conversor, apresentado por:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{n}{(1-D)}. \quad (4)$$

No entanto, o ganho estático apresentado em (4) não leva em consideração a queda de tensão no indutor auxiliar. Dependendo do valor de L_r , esta queda de tensão faz com que ocorra uma perda de razão cíclica do conversor, afetando diretamente a tensão de saída. Desse modo, é necessário que se calcule o ganho estático considerando a queda de tensão em L_r .

Sabe-se que a corrente i_{Lr} excursiona por uma amplitude entre dois valores extremos, $i_{Lr,pk-}$ e $i_{Lr,pk+}$. Para encontrar os valores de pico de i_{Lr} ($i_{Lr,pk-}$ e $i_{Lr,pk+}$), deve-se considerar as etapas de operação 4 e 8. Como mencionado anteriormente,

durante o intervalo 4, S_2 e D_4 estão conduzindo e S_1 e D_3 estão em aberto.

A corrente do primário em $t = t_1$ decresce de zero até o valor de pico mínimo i_{Lr_pk-} . Como a corrente de saída tem valor igual ao valor médio da corrente no diodo D_4 , pode-se escrever I_o em termos da razão cíclica D :

$$I_o = \frac{|i_{Lr_pk-}| D}{n} \quad (5)$$

Isolando o valor de pico negativo da corrente no indutor auxiliar, tem-se:

$$|i_{Lr_pk-}| = \frac{2nP_o}{DV_o} \quad (6)$$

Similarmente, durante o intervalo 8, S_1 e D_3 estão conduzindo e S_2 e D_4 estão em aberto, a corrente de saída tem valor igual ao valor médio da corrente em D_3 , então, pode-se escrever:

$$I_o = \frac{i_{Lr_pk+} (1-D)}{n} \quad (7)$$

Isolando o valor de pico positivo da corrente no indutor auxiliar, tem-se:

$$i_{Lr_pk+} = \frac{2nP_o}{V_o(1-D)} \quad (8)$$

Por outro lado, também pode-se calcular os valores de pico negativo (i_{Lr_pk-}) e positivo (i_{Lr_pk+}) por meio da equação da corrente no indutor auxiliar durante as etapas 4 e 6, dadas pelas equações a seguir.

$$i_{Lr_pk-} = \frac{(V_{C4}' - V_{C2})}{L_r} (t_4 - t_3) \quad (9)$$

$$i_{Lr_pk+} = \frac{(V_{C1} - V_{C3}')}{L_r} (t_7 - t_6) \quad (10)$$

Porém, para isso é necessário que se conheça os valores de tempo envolvidos nestes cálculos. Esses valores de tempo não são facilmente encontrados, pois estão em função dos valores das tensões V_{C3} e V_{C4} , também desconhecidos quando se tem uma razão cíclica diferente de 0,5, pois estas tensões não possuem valor igual entre si.

Desse modo, é necessário que se utilize de ferramentas de cálculos para solucionar este sistema não-linear de equações. Ainda sim, mesmo com o cálculo extremamente preciso realizado, não tem-se uma equação de ganho estático, apenas o resultado de um sistema. Com o objetivo de apresentar uma equação de ganho estático para o leitor, que pelo menos seja mais fiel do que a equação de ganho estático ideal, simplificar os tempos das equações por relações de razão cíclica conhecidas pode ser uma solução. Sendo assim, considera-se que, o pico negativo da corrente no indutor auxiliar passaria a ocorrer em t_6 , e não em t_4 , utilizando a derivada entre o intervalo de t_3 a t_6 , já conhecido como DT . A equação simplificada do valor de pico negativo é dada por:

$$i_{Lr_pk-} = \frac{(V_{C4}' - V_{C2})D}{f_{sw}L_r} \quad (11)$$

Do mesmo modo, utilizando a simplificação, o pico positivo

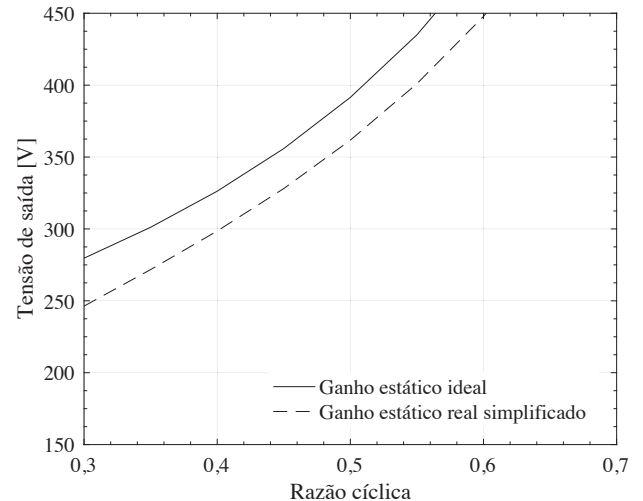


Fig. 5. Comparação da curva de ganho estático ideal com a curva de ganho estático real simplificado para $L_r = 1 \mu H$, $V_i = 17,4V$, $n=11,25$, $R_o = 1230 \Omega$ e $f_{sw} = 50kHz$.

da corrente no indutor auxiliar passaria a ocorrer em t_3 , e não em t_6 , utilizando a derivada entre o intervalo de t_6 a t_3 , já conhecido como $(1-D)T$. A equação simplificada do valor de pico positivo é dada por:

$$i_{Lr_pk+} = \frac{(V_{C1} - V_{C3}')(1-D)}{f_{sw}L_r} \quad (12)$$

Tendo em mãos as equações (2), (3), (4), (6), (8), (11) e (12), fazendo substituições e simplificações algébricas, chega-se à equação de ganho estático do conversor *boost* meia-ponte, definida por:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\frac{n}{1-D}}{1 + \left[\frac{n^2 (2D-1)^2 + 1}{D^2 (1-D)^2} \right] \frac{L_r f_{sw}}{R_o}} \quad (13)$$

Analisando (13), nota-se que o indutor auxiliar ocasiona perda de razão cíclica, ou seja, a tensão de saída V_o diminui com o aumento de L_r . Além disso, parâmetros como frequência de comutação, relação de transformação e potência de saída também possuem significativa influência sobre esse efeito.

A Figura 5 apresenta a comparação das curvas dos ganhos estáticos ideal (linha contínua) e real simplificado (linha tracejada) para os mesmos parâmetros de projeto: $L_r = 1 \mu H$, $V_i = 17,4V$, $n=11,25$, $R_o = 1230 \Omega$ e $f_{sw} = 50kHz$. É possível visualizar que para um mesmo valor de razão cíclica, tem-se uma queda de tensão considerável, quando se considera o ganho estático real simplificado.

B. Corrente nos Indutores de Entrada e Auxiliar

Considerando um conversor sem perdas, o valor médio da corrente do indutor de entrada pode ser obtido por:

$$I_{i(med)} = \frac{P_o}{V_i} \quad (14)$$

A ondulação da corrente do indutor de entrada é obtida por meio de:

$$\Delta i_i = \frac{V_i D}{f_{sw} L_i} \quad (15)$$

C. Análise da comutação ZVS

Durante a etapa 1, a diferença entre as correntes i_{Lr} e i_i deve ser grande o suficiente para carregar C_{S1} e descarregar C_{S2} . A equação da corrente responsável pela comutação ZVS do interruptor S_2 é dada por:

$$i_{ZVS(S_2)} = i_{Lr(+pk)} - \left(I_{i(med)} - \frac{\Delta i_i}{2} \right) \quad (16)$$

Desse modo, a situação que garante comutação ZVS de S_2 pode ser definida pelo balanço de energia entre o indutor auxiliar e os capacitores C_{S1} e C_{S2} , como mostra (17).

$$\frac{1}{2} L_r (i_{ZVS(S_2)})^2 > \frac{1}{2} (C_{S1} + C_{S2}) \left(\frac{V_i}{1-D} \right)^2 \quad (17)$$

Durante a etapa 5, a soma da corrente no indutor auxiliar $|i_{Lr}|$ e da corrente de entrada i_i carrega C_{S2} e descarrega C_{S1} . Para garantir a comutação sob tensão nula do interruptor S_1 , a soma das correntes i_{Lr} e i_i deve ser suficiente para garantir que C_{S2} se carregue e C_{S1} descarregue. A equação da corrente responsável pela comutação ZVS de S_1 é dada por:

$$i_{ZVS(S_1)} = |i_{Lr(-pk)}| + \left(I_{i(med)} + \frac{\Delta i_i}{2} \right) \quad (18)$$

Desse modo, a situação que garante comutação ZVS de S_1 pode ser definida pelo balanço de energia entre o indutor auxiliar e os capacitores C_{S1} e C_{S2} , como mostra (19):

$$\frac{1}{2} L_r (i_{ZVS(S_1)})^2 > \frac{1}{2} (C_{S1} + C_{S2}) \left(\frac{V_i}{1-D} \right)^2 \quad (19)$$

De fato, esta condição pode ser facilmente obtida e S_1 entra em condução sob tensão nula durante toda a faixa de carga do conversor. Já (17), pode não ser satisfeita se o valor da indutância auxiliar for muito pequena. A partir de (17) é possível calcular o valor da indutância auxiliar, como pode ser observado em (20).

$$L_r > \frac{(C_{S1} + C_{S2})}{(i_{ZVS(S_2)})^2} \left(\frac{V_i}{1-D} \right)^2 \quad (20)$$

IV. PROJETO DO CONVERSOR PROPOSTO

Nesta seção o projeto do conversor proposto é apresentado, considerando as especificações da Tabela I. Essa especificação corresponde a um módulo típico de silício multicristalino de 130 W, tal como o modelo Sunmodule SW 130 da empresa SolarWorld.

A. Seleção de MOSFET e Diodos

Neste projeto, a tensão máxima sobre os interruptores S_1 e S_2 é próxima de 40 V, desse modo, um interruptor MOSFET com baixo $R_{DS(on)}$ pode ser escolhido para o conversor proposto, resultando em baixas perdas de condução.

O valor máximo da tensão sobre os diodos do retificador dobrador de tensão é o mesmo que o valor da tensão de saída, 400 V. Pode-se usar um modelo de diodo ultra-rápido de

TABELA I

Especificações Consideradas para o Projeto do Conversor

Descrição	Parâmetros	Valores
Potência Máxima	P_o	130W
Tensão de Saída	V_o	400V
Corrente máxima de entrada	$I_{i(max)}$	8A
Faixa de tensão de entrada	V_i	15 – 25V
Frequência de comutação	f_{sw}	50kHz
Máxima ondulação da tensão de entrada	ΔV_i	2%
Máxima ondulação da corrente de entrada	ΔI_i	10%

tensão reversa máxima de 600 V e baixa perda de recuperação reversa.

A Tabela II apresenta os valores de corrente dos interruptores e dos diodos para o ponto de máxima potência. Foram selecionados os interruptores MOSFET IRFR7740PBF (75 V, 87 A) e diodos HFA04SD60S (600 V, 4 A), os quais satisfazem os esforços de corrente e tensão mencionados.

TABELA II

Valores Estimados de Corrente nos Semicondutores para o Ponto de Máxima Potência.

Componente	Valor Calculado
$I_{S1} [A_{rms}]$	3,789
$I_{S2} [A_{rms}]$	10,715
$I_{D3} [A_{rms}]$	0,55
$I_{D4} [A_{rms}]$	0,51

B. Projeto do Indutor de Entrada

O valor da indutância de entrada pode ser determinado por (15). O projeto físico do indutor foi realizado em [17] e o resultado pode ser visto na Tabela III.

C. Projeto do Transformador

O transformador é um dos elementos mais importantes do conversor proposto. A partir de (13), com os valores de tensão de entrada e tensão de saída especificados e o valor de razão cíclica D definido, pode-se encontrar o valor da relação de transformação n necessária para satisfazer o nível de tensão exigido no projeto. O projeto do conversor foi realizado para uma razão cíclica nominal de $D = 0,55$ e relação de transformação $n = 12$.

Devido ao método de modulação PWM assimétrico escolhido, a razão cíclica de cada interruptor do conversor proposto teoricamente pode variar de 0 a 1. No entanto, a razão cíclica operacional deve ser limitada em valores práticos de $0,3 < D < 0,7$, já que razões cíclicas muito baixas ou muito elevadas podem levar a elevados valores de corrente nos componentes. O projeto físico do transformador foi realizado em [17] e o resultado também pode ser visto na Tabela III.

TABELA III
Valores de Projeto para os Componentes Passivos.

Componente	Parâmetros	Valores
Indutor de entrada	Indutância	256,2μH
	Núcleo	NEE-42/20
	Número de condutores	7/AWG 23
	Número de espiras	28
Transformador	Indutância de dispersão	323,9nH
	Indutância magnetizante	90,91μH
	Relação de transformação	5:59
	Número de condutores	8/AWG 23
	Núcleo	NEE-30/15/14
Indutor auxiliar	Indutância	0,8μH
	Núcleo	NEE-20
	Número de condutores	8/AWG 23
	Número de espiras	5
Capacitor C ₁	Capacitância/Tensão	125μF/50 V
Capacitor C ₂	Capacitância/Tensão	330μF/50 V
Capacitor C ₃	Capacitância/Tensão	125μF/450 V
Capacitor C ₄	Capacitância/Tensão	330μF/450 V

D. Projeto do Indutor Auxiliar

O indutor de comutação L_r deve ser projetado para garantir a comutação suave do conversor em toda a sua faixa de operação, incluindo operação com baixa irradiação. A tensão de entrada e potência processada dependem do nível de irradiação a qual o módulo fotovoltaico está submetido. Avaliando as especificações dos módulos fotovoltaicos utilizados (SolarWorld SW130) e considerando a operação com irradiação mínima de $100W/m^2$, foram obtidos os seguintes parâmetros no ponto de máxima potência: $P_o = 11,03 W$, $V_i = 16,38 V$. A partir do datasheet do MOSFET IRFR7740 foram obtidos os valores das capacitâncias parasitas: $C_{S1} = C_{S2} = 440pF$. A partir de (14) à (20) foi obtido o valor mínimo para L_r de $1,07uH$. Levando em conta que o valor da indutância L_r também agrega o valor da indutância de dispersão do transformador, foi considerada uma indutância de $0,8uH$ para o projeto do indutor físico. Com base nos parâmetros adotados foi calculado um tempo morto mínimo de 30ns para garantir a carga e descarga dos capacitores intrínsecos, esse tempo deve ser considerado no projeto do circuito de comando.

O projeto físico desse indutor auxiliar foi realizado considerando a corrente que passa pelo enrolamento primário e seguindo os mesmos métodos já descritos para os magnéticos anteriores. A Tabela III apresenta os valores de projeto dos componentes passivos do conversor como o indutor de entrada, indutor auxiliar, transformador, capacitores do barramento primário e capacitores do barramento secundário.

V. ESTRATÉGIA DE CONTROLE

Assumindo que o MIC cc-cc está associado à um sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica composto por um conjunto de conversores cc-cc boost meia-ponte conectados em paralelo na entrada do inversor. A Figura 6 apresenta o sistema de referência, onde por simplicidade mostra-se um

TABELA IV
Comparação dos Valores Eficazes Teóricos, Simulados e Experimentais das Correntes nas Chaves.

Componente	Calculado	Simulado	Experimental
Corrente S ₁ [A]	3,789	3,766	2,927
Corrente S ₂ [A]	10,715	10,752	10,0

único conversor cc-cc. Cada MIC possui uma estrutura de controle totalmente independente dos demais que possui os seguintes objetivos: (i) controlar as variáveis de entrada de forma a operar em modo de seguimento do ponto de máxima potência (MPPT); (ii) elevar a tensão de entrada, obtida a partir dos módulos FV, para os níveis do barramento cc; (iii) permitir a operação em paralelo e independente de cada módulo FV e seu respectivo conversor cc-cc e (iv) limitar a máxima potência entregue ao inversor. Para atingir esses requisitos, é empregada a estrutura de controle mostrada na Figura 7. Observa-se que o controle não regula a tensão de saída, e sim controla a corrente de entrada. Dessa forma, todos MICs comportam-se como fontes injetando corrente no barramento cc, independentemente do valor dessa tensão, sendo que seu controle é realizado pelo estágio inversor. Dessa forma, todos os MICs podem operar de forma independente entre si, dispensando um sistema de comunicação entre eles.

A estrutura de controle em modo MPPT é composta por duas malhas de controle em cascata [18], onde a malha externa de tensão gera a referência para a malha interna que controla a corrente de entrada. A malha de corrente interna possui uma dinâmica muito mais rápida do que a malha externa de tensão, garantindo o desacoplamento e permitindo que os seus dimensionamentos sejam independentes. Embora a malha interna não seja necessária para o modo MPPT, a sua utilização torna possível a transição suave entre os modos de operação. A limitação de potência nos MICs pode ser implementada a partir da saturação da ação de controle do controlador de tensão (limitando a referência de corrente). Esse limite de corrente pode ser fornecido à todos os MICs conectados ao barramento do inversor por meio uma sinalização na sua tensão de barramento cc. A geração da tensão de referência para o controle da tensão de entrada é obtida por meio de um algoritmo MPPT que utiliza a técnica Perturba e Observa. [19] - [20].

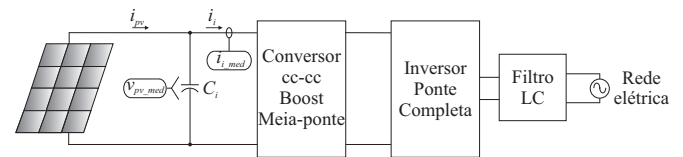


Fig. 6. Sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica.

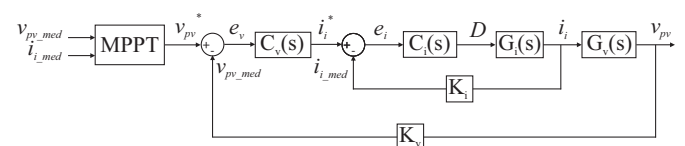


Fig. 7. Diagrama de blocos para controle do conversor.

A função de transferência da planta de corrente,

relacionando a corrente do indutor de entrada com a razão cíclica, foi apresentada por [17]:

$$G_i(s) = \frac{i_i(s)}{d(s)} = \frac{V_{C1} + V_{C2}}{sL_i}. \quad (21)$$

A implementação do controle foi realizada de forma digital, desse modo, os controladores foram projetados no domínio fictício da frequência, w , usando a técnica clássica de diagrama de bode e, então, os mesmos foram discretizados utilizando o método de aproximação por transformada de *Tustin*.

Para o controlador de corrente, é escolhido um controlador do tipo proporcional-integral mais polo (*PI* + polo), cuja função de transferência encontra-se a seguir. Este controlador possui um polo na origem, de forma a rejeitar perturbações ao degrau, um zero e, adicionalmente, um polo em altas frequências, os quais determinam a frequência de cruzamento f_{Ci} do controlador de corrente e a margem de fase MF_i .

$$C_{PI_i}(w) = k_{Ci} \frac{(w + Z_{Ci})}{w(w + P_{Ci})}. \quad (22)$$

Escolheu-se, para a malha de corrente, frequência de cruzamento em 1,5 kHz e obteve-se uma margem de fase de 66°. O diagrama de Bode da função de transferência em laço aberto compensada pode ser visto na Figura 8. É possível observar a frequência de cruzamento em 1,5 kHz e uma resposta com dinâmica estável.

O controlador de corrente (C_i), projetado no domínio w , e em seguida discretizado para implementação digital é apresentado nas equações a seguir.

$$C_i(w) = \frac{30,66w + 2,89 \cdot 10^4}{2,274 \cdot 10^{-6}w^2 + w}. \quad (23)$$

$$C_i(z) = \frac{28,05z^2 + 1,038z - 27,01}{z^2 - 0,2042z - 0,7958}. \quad (24)$$

A função de transferência que relaciona a tensão de entrada V_i com a corrente i_i , foi apresentada por [17]:

$$G_v(s) = \frac{V_i(s)}{i_i(s)} = -\frac{1}{sC_i}. \quad (25)$$

Para o controle desta malha, também é escolhido um controlador do tipo proporcional-integral mais polo (*PI* +

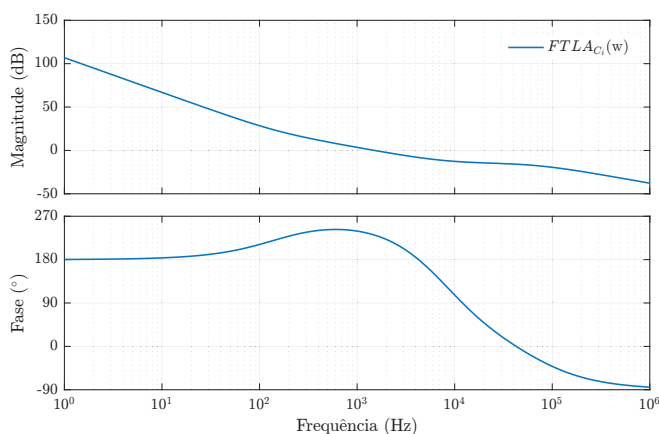


Fig. 8. Diagrama de Bode para $FTLA_{C_i}$.

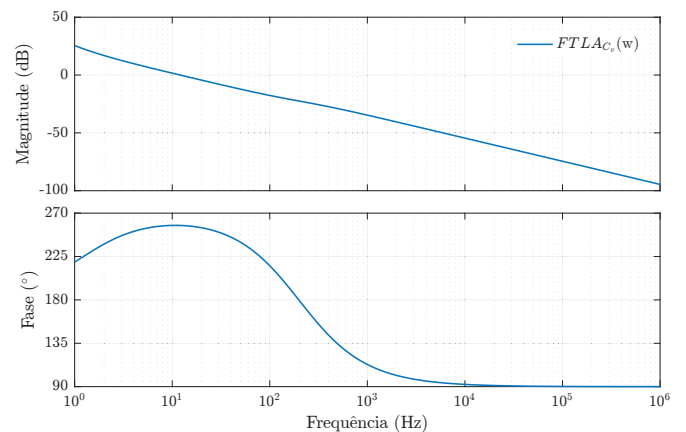


Fig. 9. Diagrama de Bode para $FTLA_{C_v}$.

polo), como apresentado em (26).

$$C_v(w) = k_{Cv} \frac{(w + Z_{Cv})}{w(w + P_{Cv})}. \quad (26)$$

Como a malha de controle de tensão necessita ser mais lenta que a malha da corrente, escolheu-se como frequência de cruzamento 12 Hz. A Figura 9 apresenta a função de transferência em laço aberto compensada da malha de tensão, onde pode-se observar a frequência de cruzamento projetada e a dinâmica estável, com uma margem de fase de 84°. O controlador de tensão (C_v) é projetado no domínio w e em seguida discretizado para implementação digital.

$$C_v(w) = \frac{-0,03759w - 0,2834}{0,0006366w^2 + w}. \quad (27)$$

$$C_v(z) = \frac{-0,02314z^2 - 0,0003464z + 0,0228}{z^2 - 0,778z - 0,222}. \quad (28)$$

VI. PROTÓTIPO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O protótipo construído é apresentado na Figura 10. O processamento digital de sinal foi implementado no kit de desenvolvimento LAUNCHXL-F28379 da Texas Instruments. Foram confeccionados dois protótipos idênticos de 130 W cada, com objetivo de realizar ensaios com uma estrutura de dois conversores, cada um conectado a um módulo FV, ambos conversores conectados em paralelo a um barramento de tensão controlado por um inversor. O primeiro ensaio foi realizado utilizando uma fonte emuladora de módulo FV, um protótipo de 130 W. Com o objetivo de emular a conexão com um inversor fotovoltaico com barramento cc controlado, foi realizada a conexão do conversor com uma fonte cc com tensão fixa em 400 V. Os resultados experimentais da tensão e corrente em S_1 e S_2 são apresentados nas Figura 11 e Figura 12. Na Figura 13 são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente relativas ao indutor auxiliar. Pode-se visualizar, a partir das Figuras 14 e 15, a comutação ZVS na entrada em condução dos dois interruptores, S_1 e S_2 . Nota-se também que, o intervalo da corrente passando pelo diodo intrínseco do interruptor S_2 é maior que o intervalo da corrente passando pelo diodo intrínseco do interruptor S_1 . Para garantir a comutação ZVS dos interruptores, foi utilizado um tempo



Fig. 10. Protótipo experimental - 130 W.

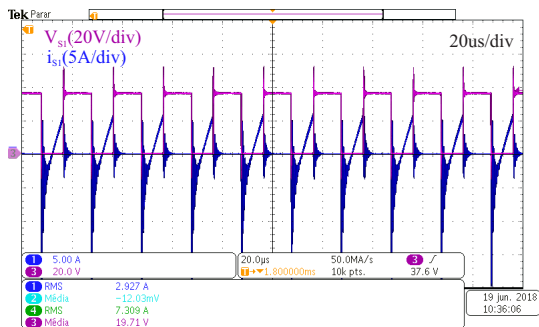


Fig. 11. Resultado experimental: Tensão e corrente em S_1 quando $V_i = 17,4 V_{dc}$ e $P_o = 124 W$ $V_o = 400 V_{dc}$.

morto de $150ns$ entre o acionamento dos interruptores. As Figuras 16 e 17 apresentam a comutação ZCS no bloqueio dos dois diodos de saída, D_3 e D_4 .

O segundo ensaio foi realizado com a operação de dois conversores, cada um integrado a um módulo FV e a saída de ambos conectadas em paralelo a uma fonte cc com tensão controlada de 400 V. Como a fonte cc não era reversível, foi acionada em paralelo uma carga resistiva de 430W para o consumo da potência fornecida pelos conversores. Na Figura 18 são apresentados os sinais de corrente, onde a corrente da carga é composta pela soma das correntes fornecidas pelos dois conversores mais a corrente fornecida pela fonte. Inicialmente, ambos conversores estavam operando com rastreamento do ponto de máxima potência, com o conversor 1 fornecendo cerca de 50mA, o conversor 2 fornecendo cerca de 80mA e o restante da corrente de carga sendo suprido pela fonte. Em determinado momento retirou-

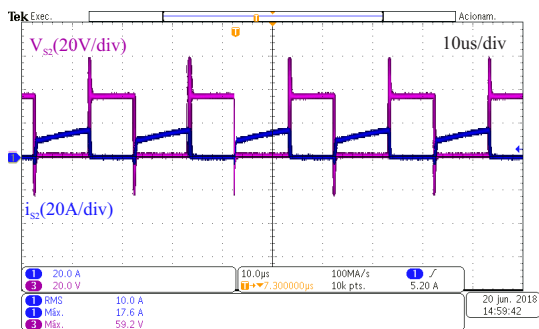


Fig. 12. Resultado experimental: Tensão e corrente em S_2 quando $V_i = 17,4 V_{dc}$ e $P_o = 124 W$ $V_o = 400 V_{dc}$.

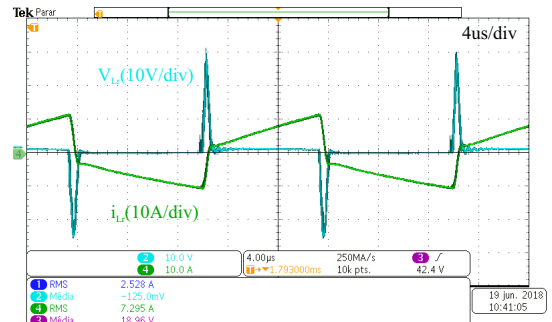


Fig. 13. Resultado experimental: Tensão e corrente no indutor auxiliar quando $V_i = 17,4 V_{dc}$ e $P_o = 124 W$ $V_o = 400 V_{dc}$.

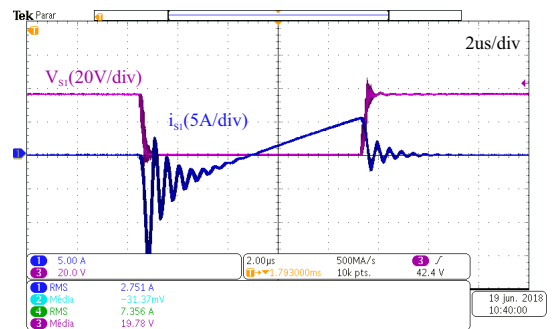


Fig. 14. Resultado experimental: Comutação sob tensão nula (ZVS) do interruptor S_1 .

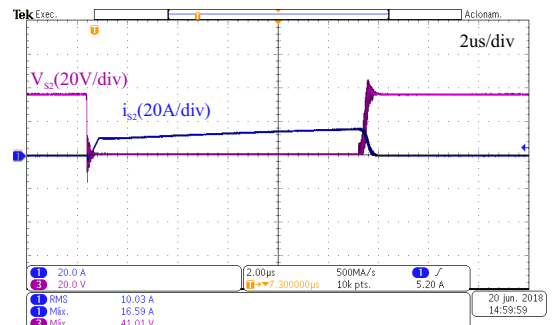


Fig. 15. Resultado experimental: Comutação sob tensão nula (ZVS) do interruptor S_2 .

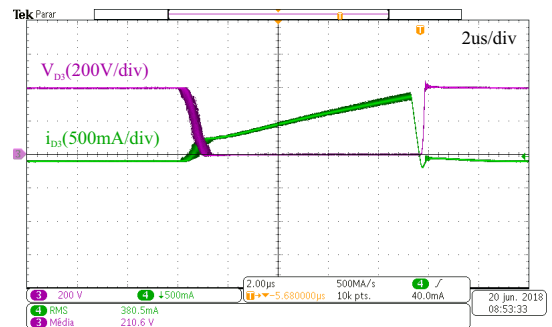


Fig. 16. Resultado experimental: Comutação sob corrente nula (ZCS) do diodo D_3 .

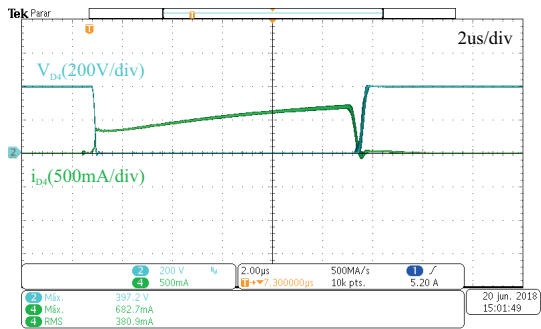


Fig. 17. Resultado experimental: Comutação sob corrente nula (ZCS) do diodo D_4 .

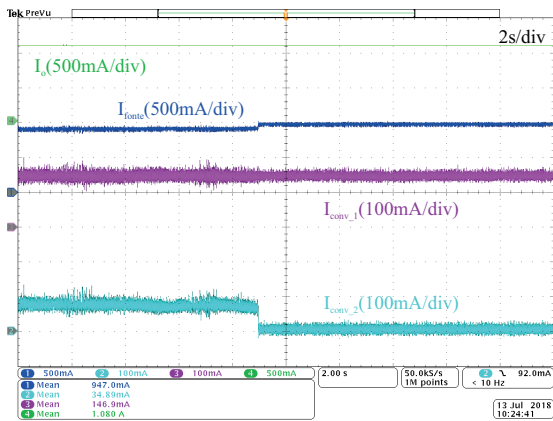


Fig. 18. Resultado experimental: Corrente na carga, corrente fornecida pela fonte cc, correntes fornecidas pelos conversores 1 e 2.

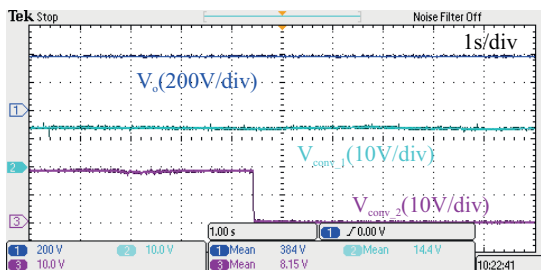


Fig. 19. Tensão no barramento de saída e tensões de entrada nos conversores 1 e 2.

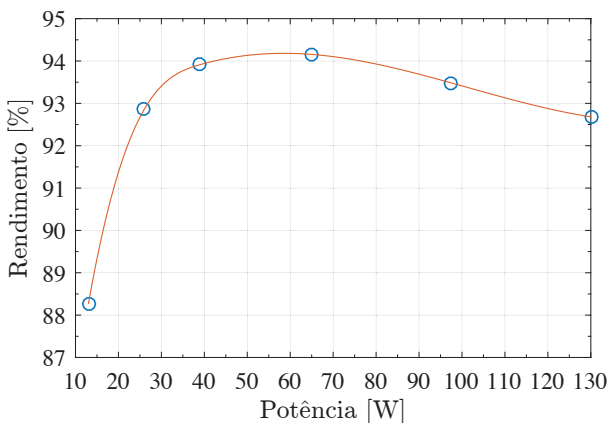


Fig. 20. Rendimento experimental.

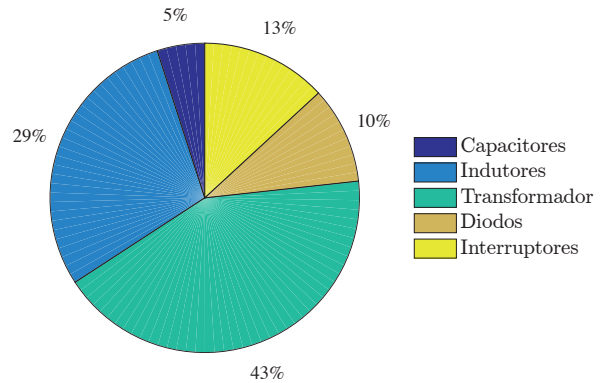


Fig. 21. Distribuição das perdas no conversor.

se de operação o segundo conversor, emulando uma falha ou sombreamento parcial. Pode-se visualizar que a corrente fornecida pelo conversor 2 vai a zero, enquanto que a corrente fornecida pela fonte de saída teve seu valor aumentado suprindo a carga. Como era esperado, durante o processo de retirada do conversor 2, nenhuma mudança foi notada na operação do conversor 1, mostrando a independência do esquema de controle e do algoritmo MPPT utilizado.

Na Figura 19 são apresentados os sinais de tensão do barramento de saída e as tensões de entrada dos dois conversores. No momento em que retirou-se de operação o segundo conversor, a tensão de entrada do mesmo vai a zero.

De modo geral, os dois conversores operaram de forma satisfatória, mostrando que a ausência de um módulo não afeta o comportamento do outro módulo, melhorando a captação de energia em comparação aos sistemas que utilizam *strings* para conexão aos inversores fotovoltaicos, sofrendo, assim, perda de potência quando são afetados por sombreamento parcial ou diferenças de especificações entre os módulos.

Para o ensaio de medição de rendimento, considerou-se a performance do conversor por meio da eficiência ponderada CEC (*California Energy Commission*), η_{CEC} . Ensaio com a condição de tensão nominal (17,4 V) e potências de operação de 10%, 20%, 30%, 50%, 75% e 100% da potência nominal foram realizados para se extrair os rendimentos nestas condições. Conseguiu-se uma eficiência CEC de 93,396%, atingindo o rendimento máximo de 93,483% com 75% da sua potência nominal. Na potência nominal atingiu-se 92,683%. O rendimento obtido foi satisfatório para um conversor isolado, considerando a baixa tensão nominal do módulo utilizado (17V), que se reflete em elevados valores de correntes nos componentes e consequentemente na elevação das perdas. O projeto foi implementado com tecnologias maduras de componentes, de fácil disponibilidade para aquisição pela indústria. Na sequência do trabalho os autores pretendem otimizar o projeto do conversor utilizando novas tecnologias de semicondutores e de materiais magnéticos, visando melhorar o rendimento global e a compactação. A curva de rendimento experimental é apresentada na Figura 20 e a distribuição das perdas é apresentada na Figura 21. Percebe-se que a maior concentração das perdas está nos elementos magnéticos, que merecem atenção especial em uma

eventual otimização do conversor.

VII. CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou o estudo de uma topologia de conversor cc-cc isolado de alto ganho para aplicações de integração a módulos fotovoltaicos. As principais vantagens desta topologia são o alto ganho estático que pode ser obtido e as baixas perdas por comutação nos semicondutores, devido à comutação suave na entrada em condução dos interruptores (ZVS) e no bloqueio do diodos retificadores (ZCS). O princípio de operação, as principais formas de onda e equações do conversor em análise foram discutidos detalhadamente. Foi apresentada uma análise detalhada da equação do ganho estático considerando a perda de razão cíclica devido à queda de tensão no indutor auxiliar. Também foi apresentado o equacionamento para o cálculo do valor da indutância auxiliar visando a garantia da comutação suave ZVS dos interruptores. Foi proposto um esquema de controle alternativo com malhas em cascata que permitem a operação em paralelo e independente dos módulos FV e seus conversores integrados. Para validar as análises, dois protótipos de 130 W foram implementados, integrados a módulos fotovoltaicos e testados individualmente, com variação de tensão de entrada de 15 a 25 V e 400 V na saída. Também foram realizados ensaios utilizando dois protótipos com conexão da saída em paralelo, visando avaliar a independência dos seus esquemas de controle e dos algoritmos de MPPT. Resultados experimentais demonstraram uma operação condizente com o projeto. Quantitativamente, obteve-se máximo rendimento de 93,483% e uma eficiência CEC ponderada de 93,396%. O conversor boost meia-ponte isolado demonstrou um grande potencial para a aplicação proposta, principalmente se for otimizado com o uso de novas tecnologias de semicondutores, permitindo a operação em frequências mais elevadas com consequente redução de peso e volume.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem ao INCTGD, CAPES, CNPq, FAPERGS e FAPESC pelo apoio financeiro recebido para o desenvolvimento desse trabalho. O presente trabalho foi realizado com apoio do INCT e suas agências financiadoras (CNPq processo 465640/2014-1, CAPES processo No. 23038.000776/2017-54 e FAPERGS 17/2551-0000517-1).

REFERÊNCIAS

- [1] J. Trube, “International Technology Roadmap for Photovoltaic (ITRPV)”, *VDMA photovoltaic equipment*, 2018.
- [2] L. L. Brighenti, A. L. Batschauer, M. Mezaroba, “Inversores comutados pela rede associados a um autotransformador multipulsos para a geração fotovoltaica”, *Eletrônica de Potência*, vol. 21, no. 3, pp. 200 – 2011, Sep. 2016, doi: 10.18618/REP.2016.3.2602.
- [3] R. D. d. O. Reiter, S. V. G. Oliveira, A. Péres, L. Michels, “Digital resonant controller for dual-stage photovoltaic inverter system with small dc-bus capacitor”, *IET Power Electronics*, vol. 9, no. 6, pp. 1315–1321, Fevereiro 2016, doi:10.1049/iet-pel.2015.0489.
- [4] 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, doi:10.1109/TPEL.2010.2085087.
- [5] H. Zhou, J. Zhao, Y. Han, “PV Balancers: Concept, Architectures, and Realization”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 7, pp. 3479–3487, Julho 2015, doi:10.1109/TPEL.2014.2343615.
- [6] L. Schmitz, T. P. Horn, D. C. Martins, R. F. Coelho, “Conversor cc-cc de alto ganho voltado para aplicações fotovoltaicas com módulos de filme fino”, *Eletrônica de Potência*, vol. 23, no. 3, Sep. 2018, doi: 10.18618/REP.2018.3.2789.
- [7] L. V. Bellinaso, L. Michels, “Conversores Fotovoltaicos Multifuncionais—Classificação e Requisitos de Compatibilidade com a Rede e com as Cargas”, *Eletrônica de Potência*, vol. 21, no. 2, Jun. 2016.
- [8] J. R. Gazoli, M. G. Villalva, D. I. Brandão, F. P. Marafão, E. Ruppert Filho, “Microinversor integrado ao módulo fotovoltaico para sistemas conectados à rede elétrica utilizando controlador ressonante”, *Eletrônica de Potência*, vol. 18, no. 2, pp. 907–915, May 2013, doi:10.18618/REP.2013.2.908916.
- [9] L. Zhou, L. Wang, Z. Wu, G. Wang, M. Wu, “Reduction of common-mode current in parallel connected PV-inverters with negative grounding”, in *2015 18th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pp. 1660–1665, Oct 2015, doi:10.1109/ICEMS.2015.7385307.
- [10] B. G. Mayuri, U. S. Swati, “Design of residential photovoltaic power system using current-fed push-pull front end converter”, in *2017 IEEE International Conference on Power, Control, Signals and Instrumentation Engineering (ICPCSI)*, pp. 354–357, Setembro 2017, doi:10.1109/ICPCSI.2017.8392314.
- [11] D. Cao, S. Jiang, F. Z. Peng, Y. Li, “Low cost transformer isolated boost half-bridge micro-inverter for single-phase grid-connected photovoltaic system”, in *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 71–78, Março 2012, doi: 10.1109/APEC.2012.6165800.
- [12] C. P. Dick, F. K. Titiz, R. W. D. Doncker, “A high-efficient LLC series-parallel resonant converter”, in *2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 696–701, Março 2010, doi:10.1109/APEC.2010.5433594.
- [13] D. Li, B. Liu, B. Yuan, X. Yang, J. Duan, J. Zhai, “A high step-up current fed multi-resonant converter with output voltage doubler”, in *2011 Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 2020–2026, Abril 2011, doi:10.1109/APEC.2011.5744874.

- [14] D. R. Nayanisiri, G. Foo, D. L. Maskell, D. M. Vilathgamuwa, “Micro inverter with a front-end current-fed converter”, in *7th International Conference on Information and Automation for Sustainability*, pp. 1–6, Dezembro 2014, doi: 10.1109/ICIAFS.2014.7069555.
- [15] S. Jiang, D. Cao, F. Z. Peng, Y. Li, “Grid-connected boost-half-bridge photovoltaic micro inverter system using repetitive current control and maximum power point tracking”, in *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 590–597, Janeiro 2012, doi: 10.1109/APEC.2012.6165879.
- [16] B. York, W. Yu, J. S. Lai, “An Integrated Boost Resonant Converter for Photovoltaic Applications”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 3, pp. 1199–1207, Março 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2207127.
- [17] C. Knaesel, *Conversor c.c-c.c isolado de alto ganho para integração em módulos fotovoltaicos*, Dissertação de Mestrado, Universidade do Estado de Santa Catarina, 2018.
- [18] L. V. Bellinaso, H. H. Figueira, M. F. Basquera, R. P. Vieira, H. A. Gründling, L. Michels, “Cascade Control With Adaptive Voltage Controller Applied to Photovoltaic Boost Converters”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, no. 2, pp. 1903–1912, March 2019, doi:10.1109/TIA.2018.2884904.
- [19] Y. H. Ji, D. Y. Jung, C. Y. Won, B. K. Lee, J. W. Kim, “Maximum power point tracking method for PV array under partially shaded condition”, in *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 307–312, Novembro 2009, doi: 10.1109/ECCE.2009.5316212.
- [20] W. Xiao, N. Ozog, W. G. Dunford, “Topology Study of Photovoltaic Interface for Maximum Power Point Tracking”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 3, pp. 1696–1704, Abril 2007, doi:10.1109/TIE.2007.894732.

DADOS BIOGRÁFICOS

Carolina Knaesel, nascido em 11/08/1991 em Blumenau, é engenheira eletrônica (2016) pela Universidade Federal de Santa Catarina e mestra (2018) em Engenharia Elétrica pela Universidade do Estado de Santa Catarina. Suas áreas de interesse são: eletrônica de potência, energias renováveis e qualidade do processamento da energia elétrica.

Leandro Michels, possui graduação em Engenharia Elétrica (2001) e doutorado em Engenharia Elétrica (2007), ambos pela Universidade Federal de Santa Maria (UFSM). Atua como Professor Associado junto ao Departamento de Processamento de Energia Elétrica da mesma universidade, onde desenvolve atividade junto ao curso de Eng. de Controle e Automação (conceito 5 ENADE) e ao Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC) do Programa de Pós-Graduação em Eng. Elétrica (conceito 6 CAPES). Atualmente é bolsista de Produtividade em Desenvolvimento Tecnológico

e Extensão Inovadora do CNPq categoria 1D.

Alessandro Luiz Batschauer, recebeu os graus de Engenheiro Eletricista, Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica em 2000, 2002 e 2011 respectivamente, pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC). Atualmente é Professor no Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Santa Catarina (UDESC) desenvolvendo atividades de pesquisa junto ao Núcleo de Processamento de Energia Elétrica (nPEE). É membro da SOBRAEP e do IEEE.

Marcello Mezaroba, recebeu os graus de Engenheiro Eletricista, Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica em 1996, 1998 e 2001 respectivamente, pela Universidade Federal de Santa Catarina. Desde 2002 é Professor Associado no Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade do estado de Santa Catarina (DEE/UDESC) onde atua na Graduação e Pós-Graduação. Em 2004 foi um dos sócios fundadores da Empresa SUPPLIER onde atua como Diretor Técnico. É membro do Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) e da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP), onde atua como Editor Geral da Revista Eletrônica de Potência (REP). Suas áreas de interesse incluem comutação suave, processamento de energias alternativas, fontes de alimentação CC e CA, condicionadores de energia elétrica e microrredes de energia.