

CONVERSOR BOOST ISOLADO DE ALTO GANHO DE TENSÃO COM RETIFICADOR MULTIPLICADOR DE TENSÃO COCKCROFT-WALTON

Antônio M. S. S. Andrade¹, André P. Meurer², Mário L. da S. Martins²

¹Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), Cachoeira do Sul – RS, Brasil

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

e-mail: antoniom.spencer@gmail.com

Resumo – Neste artigo é apresentada uma proposta conversor CC-CC isolado de alto ganho de tensão. O conversor proposto é resultado da combinação do conversor *boost* isolado com um retificador multiplicador de tensão Cockcroft-Walton. As principais características do conversor proposto em relação ao conversor *boost* isolado são: alto ganho de tensão; baixo esforço de tensão nos interruptores; baixo esforço de tensão nos diodos. A análise estática com as etapas de operação, formas de onda do conversor no modo de condução contínua, metodologia de projeto e estimativa de perdas são mostradas. Com o objetivo de verificar o desempenho do conversor proposto, um protótipo foi implementado considerando um painel fotovoltaico de 200 W como fonte de energia, alcançando uma eficiência de 95,48 %.

Palavras-Chave – Conversor *boost* isolado, Conversor de alto ganho de tensão, Retificadores multiplicadores de tensão.

HIGH STEP-UP ISOLATED BOOST CONVERTER WITH COCKCROFT-WALTON VOLTAGE MULTIPLIER RECTIFIER

Abstract – This paper proposes a high voltage gain isolated DC-DC converter. The proposed converter is the result of the combination of the isolated boost converter with a Cockcroft-Walton voltage multiplier rectifier. Its main characteristics are: high voltage gain; low voltage stress in the switches; low stress voltage in the diodes. Static analysis with operating steps, converter waveforms in continuous conduction mode, design methodology and loss estimation are shown. In order to verify the performance of the proposed converter, a prototype was implemented considering a photovoltaic panel of 200 W, reaching an efficiency of 95.48%.

Keywords – High step-up converter, Isolated boost converter, Voltage multiplier rectifier.

I. INTRODUÇÃO

A utilização de fontes de energias renováveis, tais como painéis solares e células combustíveis, na matriz elétrica permite que haja redução de emissão de gases poluentes e

auxilia na geração e fornecimento de energia elétrica [1-2]. Uma das características dessas fontes é que o nível de tensão fornecida é baixa, < 50 V. Assim é necessário utilizar algum conversor elevador de tensão com o objetivo de disponibilizar uma tensão de 400 V ao barramento CC de um inversor para injeção de corrente na rede elétrica. Esse tipo de sistema é denominado modulo integrado (MIC) [3-5].

Para garantir que não há corrente de fuga, evitar choque elétrico, evitar que seja injetado nível de corrente continua na rede elétrica, diminuir a tensão de modo comum, os MICs necessitam de isolamento galvânica (transformador) [6-8]. O transformador pode ser utilizado no lado de baixa frequência (60 Hz), isto é, da rede elétrica ou no lado de alta frequência, que é do conversor CC-CC elevador de tensão [8]. Um transformador de baixa frequência possui desvantagens como peso, volume e custo elevados. O que não acontece com um transformador de alta frequência.

Além das características mencionadas acima, idealmente, o transformador permite alcançar um ganho de tensão. Isso é possível ajustando a relação de transformação do secundário (N_2) pelo primário (N_1) do transformador. Porém, na prática, os transformadores apresentam não idealidades que contrabalançam seus benefícios. Principalmente quando a relação de transformação ($N = N_2/N_1$) é elevada. Essas não idealidades podem ser vistas na Figura 1, que representa um diagrama de um modelo elétrico de transformador. Além da relação de transformação ($N = N_2/N_1$) ideal do transformador, as indutâncias de dispersantes (L_{k1} , L_{k2}) e as resistências dos enrolamentos (R_1 , R_2) desempenham um papel essencial nas perdas do transformador [4]. As resistências dos enrolamentos dissipam energia devido ao efeito Joule e seus valores são proporcionais ao comprimento do cabo e, assim, podem aumentar quando o número de espiras dos enrolamentos aumenta. A energia retida nas indutâncias de dispersão é dissipada durante os processos de comutação. Esta energia é proporcional aos valores de indutância, que são pequenas para enrolamentos fortemente acoplados, isto é, quando o fator de acoplamento se aproxima da unidade [4]. Por outro lado, o fator de acoplamento diminui entre o primário e secundário, quando a relação de transformação ($N = N_2/N_1$) é elevada. Desta forma fica evidente a necessidade de procurar soluções de conversores isolados com alto ganho de tensão.

Uma solução simples é a utilização do conversor *boost*

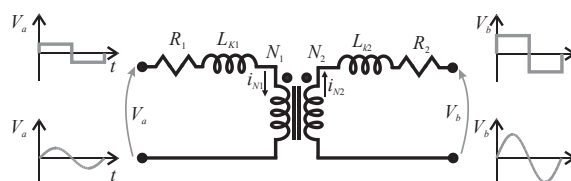


Fig. 1. Diagrama do transformador.

Artigo submetido em 17/12/2018. Primeira revisão em 28/01/2019. Aceito para publicação em 23/05/2019 por recomendação do Editor Marcello Mezaroba. <http://dx.doi.org/10.18618/REP.2019.2.0058>

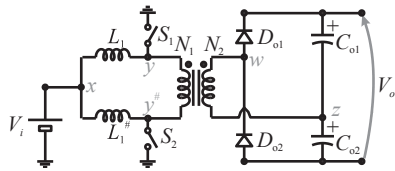


Fig. 2. Conversor *boost* isolado.

isolado (BI), vide Figura 2. Esse conversor apresenta simplicidade de operação, semelhante a do conversor *boost* convencional. Apresenta um número de interruptores reduzido comparado ao conversor *full-bridge*. Por fim, é um conversor elevador de tensão, conforme pode ser visto em (1) [11].

$$M = \frac{V_o}{V_i} = 2 \frac{N}{1-D} \quad (1)$$

em que M é o ganho estático, V_o a tensão de saída, V_i a tensão de entrada, N a relação de transformação do transformador e D a razão cíclica.

Para aumentar o ganho estático do conversor BI, duas estratégias podem ser utilizadas. A primeira é associar técnicas de circuitos do lado do primário do transformador. Dentre dessas técnicas pode-se citar o indutor chaveado, capacitor chaveado, fonte de impedância, entre outros [9-10]. Na primeira estratégia, o esforço de corrente nessas técnicas são maiores, visto que esses circuitos podem estar sujeitos a elevadas correntes de entrada da fonte. Isso implica que as perdas de condução aumentam. Enquanto que na segunda estratégia é através de associação de retificadores multiplicadores de tensão do lado do secundário do transformador, tais como: meia onda duplicador de tensão (RMODT); onda completa duplicador de tensão (ROCDT); meia onda triplicador de tensão (RMOTT); meia onda quadruplicador de tensão (RMOQT); onda completa quadruplicador de tensão (ROCQT) e multiplicador de tensão Cockcroft-Walton (RMTCW) [12-13]. A utilização de multiplicadores de tensão no secundário de conversores CC-CC isolados em alta frequência é algo usual e realizado há décadas em conversores para aplicações com elevada tensão de saída (na faixa de milhares de volts), tais como na alimentação de válvulas de ondas progressivas (TWT), radar, raio X e algumas fontes para raio Laser [14-16]. O trabalho propõe uma análise para uma aplicação de baixa tensão (comparada às aplicações clássicas) e de baixa potência, na área de fontes renováveis.

Assim, objetiva-se neste artigo apresentar uma avaliação de um conjunto de retificadores multiplicadores de tensão e posteriormente propor uma nova topologia de conversor CC-CC elevador de tensão. Este artigo está organizado da seguinte forma: na próxima seção é apresentado um conjunto de retificadores multiplicadores de tensão. Posteriormente, nas seções II e III são feitas as avaliações teóricas do conversor proposto. Por fim, os resultados experimentais validando todas as análises teóricas e a conclusão.

II. RETIFICADORES MULTIPLICADORES DE TENSÃO

Objetiva-se nessa seção apresentar um conjunto de retificadores multiplicadores de tensão, conforme pode ser visto na Figura 3. Na Figura 3.a é ilustrada a configuração do

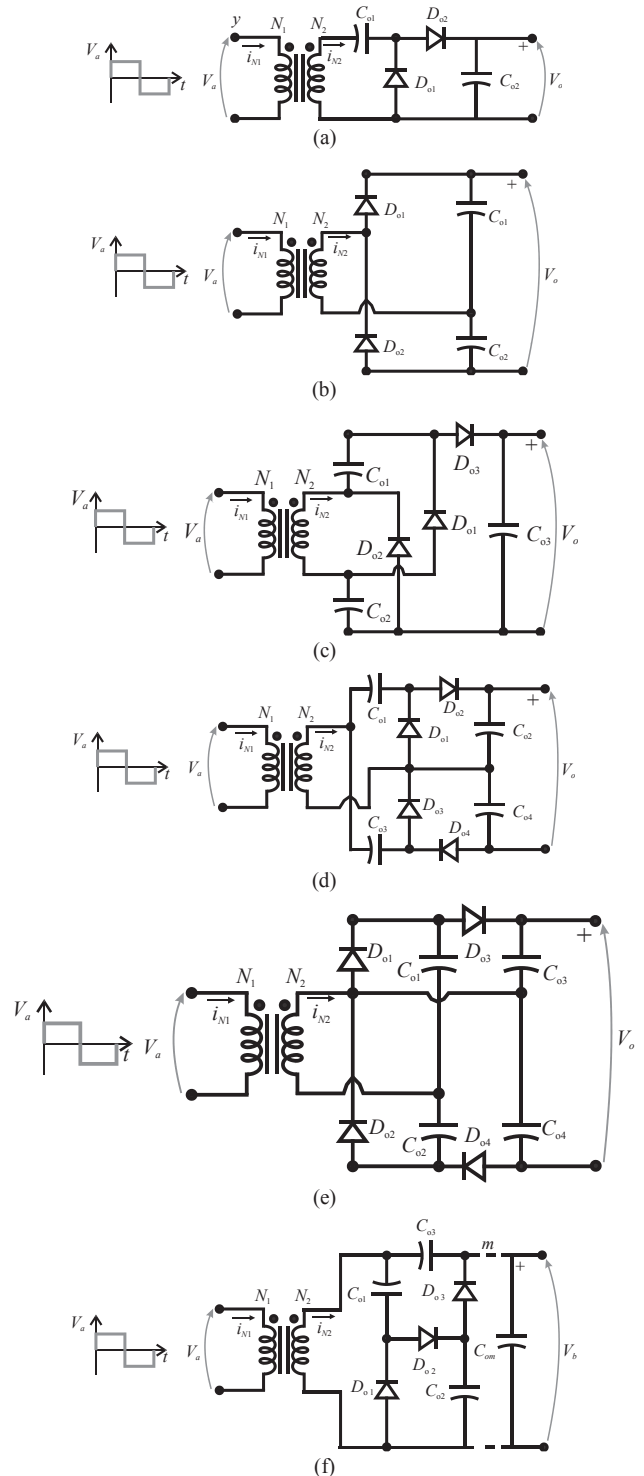


Fig. 3. Retificador: (a) meia onda duplicador de tensão (RMODT); (b) onda completa duplicador de tensão (ROCDT); (c) meia onda triplicador de tensão (RMOTT); (d) meia onda quadruplicador de tensão (RMOQT); (e) onda completa quadruplicador de tensão (ROCQT); (f) multiplicador de tensão Cockcroft-Walton (RMTCW).

circuito retificador meia onda duplicador de tensão (RMODT). Assumindo que o valor da tensão no enrolamento do secundário é NV_a , o capacitor C_{o1} é carregado com essa tensão no semiciclo negativo de V_a ($V_a < 0$ V). Para o semiciclo positivo de V_a ($V_a > 0$ V), a tensão do enrolamento do secundário do transformador NV_a fica em série carregando

o capacitor C_{o2} . Logo, a tensão de saída do RMODT é $V_o = 2NV_a$.

Na Figura 3.b é ilustrada a topologia do circuito retificador onda completa duplicador de tensão (ROCDT). Assim como o retificador apresentado anteriormente, considerando que o valor da tensão no enrolamento do secundário é NV_a , essa tensão carrega o capacitor C_{o2} para o semiciclo negativo de V_a ($V_a < 0$ V). Para o semiciclo positivo de V_a ($V_a > 0$ V), a tensão do enrolamento do secundário do transformador NV_a carrega o capacitor C_{o1} . Visto que os capacitores C_{o1} e C_{o2} estão empilhados, a tensão de saída do ROCDT é $V_o = V_{Co1} + V_{Co2} = 2NV_a$.

Outra abordagem é o retificador meia onda triplicador de tensão (RMOTT), Figura 3.c. Assumindo que o valor da tensão no enrolamento do secundário é NV_a , essa tensão carrega o capacitor C_{o1} e C_{o2} no semiciclo negativo de V_a ($V_a < 0$ V). Para o semiciclo positivo de V_a ($V_a > 0$ V), a tensão do enrolamento do secundário do transformador NV_a fica empilhada com os capacitor C_{o1} e C_{o2} . O que faz com que a tensão do capacitor C_{o3} , ou a tensão de saída do RMOTT seja igual $V_o = 3NV_a$.

Outras combinações são apresentadas nas Figuras 3.d e 3.e denominados retificador meia onda quadruplicador de tensão (RMOQT) e retificador onda completa quadruplicador de tensão (ROCQT), respectivamente. Basicamente, o RMOQT é a associação de dois RMODT, enquanto que o ROCQT é a combinação de dois ROCDT. Visto que retificadores são quadruplicadores, o ganho de tensão desses retificadores é $V_o = 4NV_a$.

Por fim, a Figura 3.f apresenta o retificador multiplicador de tensão Cockcroft-Walton (RMTCW). Para o semiciclo negativo de V_a , os capacitores com o número ímpar no subscrito são carregados, enquanto que para o semiciclo positivo de V_a , os capacitores com o subscrito par são carregados. Assumindo que no enrolamento do secundário a tensão é NV_a , a multiplicação de tensão nesse circuito evolui da seguinte forma: $V_{Co1} = 1NV_a$, $V_{Co2} = 2NV_a$, ..., $V_o = mNV_a$, onde m é o número de capacitores.

Com o objetivo de apresentar uma breve comparação, a Tabela I apresenta as principais características dos retificadores. Inicialmente é apresentado o ganho de tensão (V_b/V_a) de cada topologia. Como pode ser visto, os retificadores RMOQT, ROCQT e RMTCW (considerando $m = 4$) apresentam maior ganho de tensão. Além disso, o esforço de tensão desses três retificadores sempre é metade da tensão de saída.

A partir das características apresentadas, se destacou o retificador multiplicador de tensão Cockcroft-Walton (RMTCW). Devido o ganho de tensão, esforço de tensão e a

estratégia de como é feita a multiplicação de tensão no circuito. Assim, essa técnica é escolhida para associar ao conversor *boost* isolado.

III. ANÁLISE DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR PROPOSTO

A Figura 4 apresenta o conversor proposto, que é a combinação do conversor *boost* isolado com o retificador multiplicador de tensão Cockcroft-Walton. Para as próximas análises do conversor proposto, são consideradas as seguintes condições:

- O conversor opera no modo de condução contínua (CCM) e em regime permanente;
- Os capacitores são grandes o suficiente para considerar suas tensões constantes e, isto é, já estão carregados;
- Os semicondutores (interruptor e diodos) são ideais.

O conversor proposto apresenta quatro etapas de operação. Os indutores são magnetizados nas etapas 1 e 3. Essas duas etapas são idênticas, enquanto que, a segunda e quarta são as etapas de magnetização dos indutores (L_1) e (L_2). A Figura 5 apresenta o diagrama de circuito para cada uma das etapas de operação considerando um período de chaveamento. As principais formas de onda do conversor durante um período de comutação são ilustradas na Figura 6.

Primeira Etapa $[t_0 - t_1]$ e Terceira Etapa $[t_2 - t_3]$ (Figura 5.a): Essa etapa inicia quando os interruptores S_1 e S_2 estão em condução. Os indutores L_1 e L_2 são magnetizados através da tensão de entrada V_i , portanto as suas correntes crescem, dadas por (2) e (3), respectivamente. As correntes nos interruptores (i_{S1} e i_{S2}) são iguais às correntes dos indutores L_1 e L_2 , representados por (2) e (3), respectivamente. A tensão do primário no transformador é zero, o que garante a desmagnetização do transformador. Logo, a tensão no secundário do transformador é nula, o que implica que os diodos D_{o1} , D_{o2} , D_{o3} e D_{o4} estão bloqueados, conforme (4).

$$i_{L1} = i_{S1} = \frac{V_i}{L_1}t + I_{L1(t_0)} \quad (2)$$

$$i_{L2} = i_{S2} = \frac{V_i}{L_2}t + I_{L2(t_0)} \quad (3)$$

$$i_{D_{o1}} = i_{D_{o2}} = i_{D_{o3}} = i_{D_{o4}} = 0 \quad (4)$$

Essa etapa termina quando o interruptor S_2 é bloqueado.

Segunda Etapa $[t_1 - t_2]$ (Figura 5.b): Essa etapa inicia quando o interruptor S_2 é bloqueado e o interruptor S_1 permanece em condução. O indutor L_2 é desmagnetizado

TABELA I

Principais Características dos Retificadores

Retificadores	Ganho	$\frac{V_b}{V_a}$	Esforço de Tensão nos Diodos	Número de Componentes	
				Capacitores	Diodos
RMODT	$2N$		$2NV_a$	2	2
ROCDT	$2N$		$2NV_a$	2	2
RMOTT	$3N$		$2NV_a$	3	3
RMOQT	$4N$		$2NV_a$	4	4
ROCQT	$4N$		$2NV_a$	4	4
RMTCW	mN		$2NV_a$	m	m

* onde N é a relação de transformação do transformador; m é o número de capacitores do multiplicador de tensão Cockcroft-Walton.

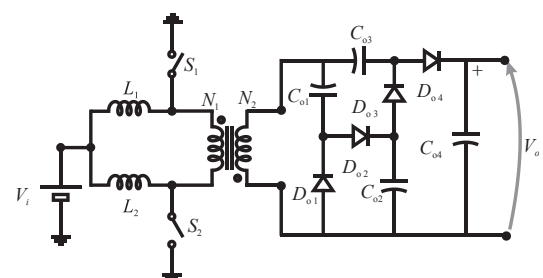


Fig. 4. Conversor Proposto.

através da diferença da tensão de entrada V_i pela tensão de saída refletida para o primário $V_o/4N$. A corrente do indutor L_2 é dada por (5), enquanto que o indutor L_1 permanece magnetizando (6). A corrente no interruptor i_{S1} é igual à somas das correntes dos indutores L_1 e L_2 . A corrente no interruptor i_{S2} é igual a zero, visto que o interruptor está bloqueado. Nessa etapa os diodos D_{o1} e D_{o3} entram em condução e os diodos D_{o2} e D_{o4} permanecem bloqueados.

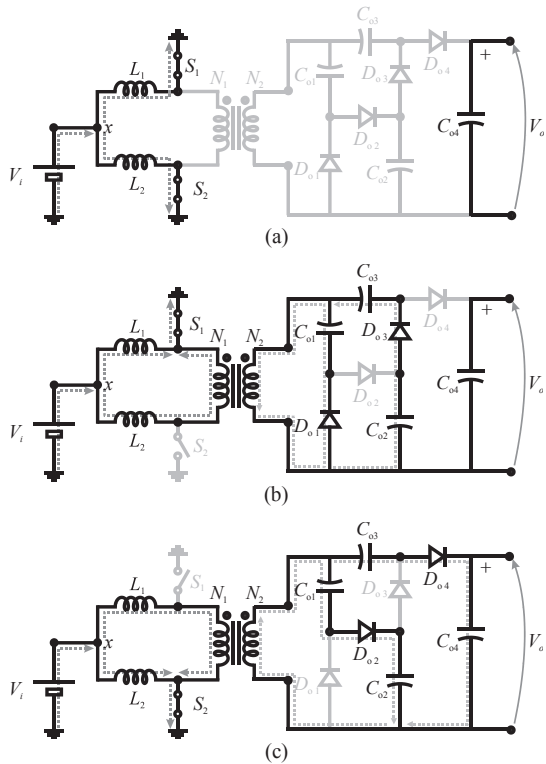


Fig. 5. Etapas de operação. (a) 1ª e 3ª Etapa. (b) 2ª Etapa. (c) 4ª Etapa.

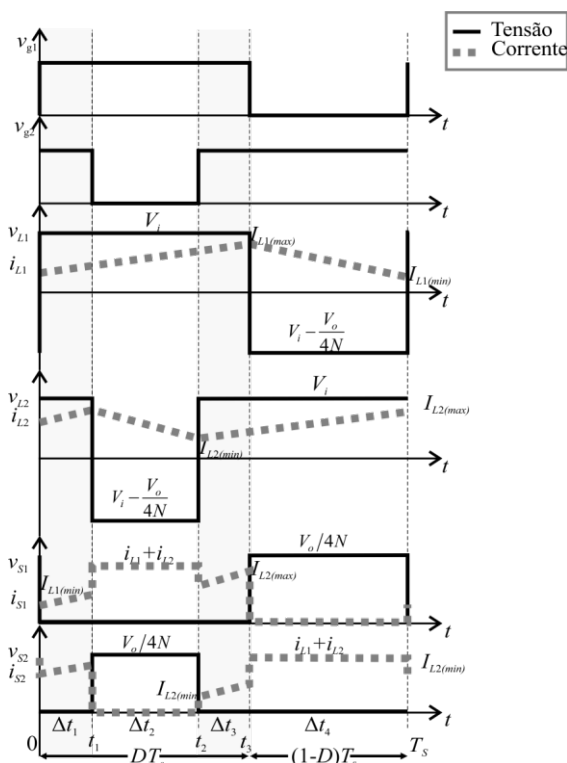


Fig. 6. Principais formas de onda do conversor proposto.

$$i_{L2} = \frac{V_i - V_o/4N}{L_2} t + I_{L2(t1)} \quad (5)$$

$$i_{L1} = \frac{V_i}{L_1} t + I_{L1(t1)} \quad (6)$$

Quarta Etapa $[t_3 - T_s]$ (Figura 5.c): Essa etapa inicia quando o interruptor S_1 é bloqueado e o interruptor S_2 permanece em condução. O indutor L_1 é desmagnetizado através da diferença da tensão de entrada V_i pela tensão de saída refletida para o primário $V_o/4N$, sendo a sua corrente dada por (7). Enquanto que o indutor L_2 permanece magnetizando, representada por (8). A corrente no interruptor i_{S2} é igual à soma das correntes dos indutores L_1 e L_2 . Enquanto que a corrente no interruptor i_{S1} é igual a zero,. Nessa etapa os diodos D_{o2} e D_{o4} entram em condução e os diodos D_{o1} e D_{o3} permanecem bloqueados.

$$i_{L1} = \frac{V_i - V_o/4N}{L_1} t + I_{L1(t3)} \quad (7)$$

$$i_{L2} = \frac{V_i}{L_2} t + I_{L2(t3)} \quad (8)$$

Essa etapa termina quando o interruptor S_1 é acionado. Desta forma se completa um período de chaveamento do conversor proposto.

IV. ANÁLISE DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR PROPOSTO

A. Ganho Estático

Conhecendo o ganho estático do conversor *boost* isolado, dado por (1), e o ganho do multiplicador de tensão Cockcroft-Walton, dado na Tabela I, é possível encontrar o ganho de tensão do conversor proposto, conforme (1).

$$M = M_{BI} \times M_{CW} = \frac{N}{1-D} \times 4 = \frac{4N}{1-D} \quad (9)$$

Para avaliar o ganho estático do conversor proposto foi gerada a Figura 7. Como pode ser visto na Figura 7.a, a medida que aumenta a relação de transformação (N), o ganho estático (M) aumenta. Além disso deve ser destacado que mesmo com uma relação de transformação baixa ($N = 1,63$) e razão cíclica ($D = 0,51$), conforme Figura 7.b, o conversor apresenta um ganho elevado ($M = 13,33$).

B. Metodologia de Projeto

Para a metodologia de projeto do conversor proposto é considerando como fonte de alimentação E4360A da Agilent. Em que a potência de entrada $P_i = 200$ W e tensão de entrada $V_i = 30$ V. Enquanto que na saída é considerada uma carga resistiva. De forma resumida, as principais especificações são dadas Tabela II. A partir disso, a determinação dos componentes pode ser feita.

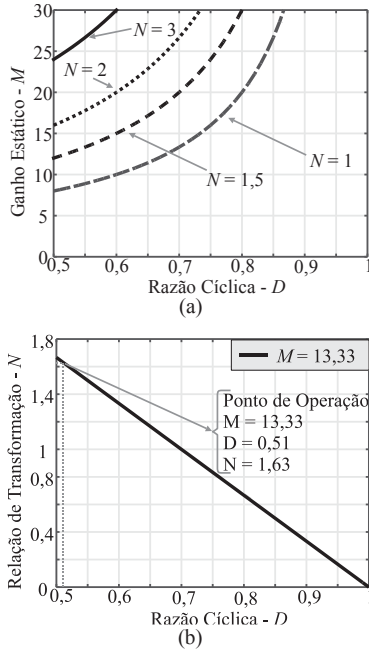


Fig. 8. Avaliação do ganho estático. (a) razão cíclica vs ganho estático, para diferentes valores de N . (b) razão cíclica vs relação de transformação, para $M = 13,33$.

A razão cíclica, a relação de transformação do transformador e o ganho estático foram estabelecidos na Figura 7.b.

Em relação aos indutores (L_1 e L_2), a partir das formas de onda e das etapas de operação pode ser projetado o valor das indutâncias, dada por (10).

$$L_1 = L_2 = \frac{DV_i}{2f_s \Delta I_L} \quad (10)$$

Cabe salientar que tanto para os indutores e transformador foi utilizado o fio litz (67 fios AWG37 em paralelo) com o intuito de diminuir as perdas nesse componente.

Em relação aos capacitores (C_{o1} , C_{o2} , C_{o3} e C_{o4}), eles podem ser calculados conforme é definido em (11).

$$C = \frac{DI_o}{f_s \Delta V_{C_{\max}}} \quad (11)$$

Por fim, em relação aos semicondutores, interruptores e diodos, o valor máximo de tensão que esses devem suportar é dado por (12) e (13), respectivamente.

$$V_{S1} = V_{S2} = \frac{1}{1-D} V_i = 61,22 \text{ V} \quad (12)$$

$$V_{D_{o1}} = V_{D_{o2}} = V_{D_{o3}} = V_{D_{o4}} = \frac{2N}{1-D} V_i = 200 \text{ V} \quad (13)$$

A partir disso, a Tabela II, apresenta o resumo dos componentes projetados e utilizados.

C. Estimativa de Perdas e Eficiência

Considerando a utilização de interruptores do tipo MOSFET, os interruptores (S_1 e S_2) apresentam perdas de condução e de chaveamento. As perdas de condução dependem da resistência de condução do interruptor ($R_{DS(ON)}$)

TABELA II
Parâmetros do Conversor Proposto

Parâmetros	Valor
Potência de saída $-P_o$	200 W
Tensão de Entrada $-V_i$	30 V
Corrente de Entrada $-I_i$	6,67 A
Tensão de Saída $-V_o$	400 V
Relação de Transformação $-N$	1,63
Razão cíclica $-D$	0,51
Frequência Chaveamento $-f_s$	48 kHz
Indutores (77192*) $-L_1$ e L_2	318 μ H (54 m Ω)
Ondulação da corrente nos indutores $- \Delta I_L$	30 %
Capacitores $-C_{o1}$, C_{o2} , C_{o3} e C_{o4}	9 μ F (150 m Ω)
Ondulação de tensão nos Capacitores $- \Delta V_C$	1 %
Interruptores $-S_1$ e S_2	IRFP4668 (200 V/ 130 A/ 8 m Ω)
Diodos $-D_{o1}$ e D_{o2}	MBR40250 (250 V/ 40 A/ 220 m Ω)
Transformador (MMT520T30.20.10B**) $-N_1:N_2$ $L_{K1} L_{K2}$	10:17 (48 m Ω : 93 m Ω) 1,2 μ F 3,51 μ F

* Núcleo KoolM μ da Magnetics® [17]. ** Núcleo Nanocristalino Da Magmattec® [18].

e da corrente RMS dos interruptores. Portanto a perda de condução dos interruptores é dada por (14).

$$P_{RDS(ON)} = R_{DS(ON)} I_{S(rms)}^2 \quad (14)$$

Em relação às perdas de chaveamento, as mesmas são dadas por (15) [19].

$$P_{SW} = \frac{1}{2} f_s V_s I_{L(max)} (t_{on} + t_{off}) \quad (15)$$

em que f_s é a frequência de chaveamento, L_k é a indutância de dispersão do transformador, $I_{L(max)}$ é a corrente máxima do indutor, V_s é a tensão nos interruptores e C_{oss} é a capacitância de saída do interruptor (*datasheet*).

Visto que o conversor apresenta dois interruptores (S_1 e S_2), as perdas totais nos interruptores podem ser calculadas por (16).

$$P_S = 2(P_{RDS(ON)} + P_{SW}) \quad (16)$$

As perdas nos diodo são dadas por (17):

$$P_{D1} = P_{D2} = P_{D3} = P_{D4} = r_F I_{Drms}^2 + v_F I_D \quad (17)$$

em que r_F é a resistência interna no diodos, v_F é a queda de tensão no sentido direto do diodo, I_{DRMS} é a corrente RMS diodo em condução e I_D a corrente média do diodo em condução.

Referente aos indutores, de forma simplificada, as perdas dependem da resistência do indutor e da sua corrente RMS mais as perdas no núcleo, conforme pode ser visto em (18) [20].

$$P_L = 2 \left(r_L I_{L-rms}^2 + \sum_h^H (a B_{pk(h)}^b f_s^c) A_{e(h)} I_{e(h)} \right) \quad (18)$$

em que o fator 2 é devido ao fato que do conversor possuir dois indutores (L_1 e L_2),

$I_{L-rms} = \left(\sqrt{D} I_i / 2 \right) \sqrt{1 + 0,33 (\Delta I_L / 3)^2}$; B_{pk} é a densidade do

fluxo magnético; l_e é o comprimento médio do fio e A_e é a área central transversal do núcleo; a, b e c são coeficientes dados no catálogo da Magnetics. Todos os dados são informados no catálogo da Magnetics [17].

Prosseguindo, as perdas no primário do transformador dependem da sua resistência e da sua corrente e da sua indutância de dispersão (L_k), que é a dada por (19) [21].

$$P_{TN1} = 2r_{N1} \left(\frac{I_i \sqrt{1-D}}{2} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left(\frac{\Delta I_L}{3} \right)^2} \right)^2. \quad (19)$$

A corrente no secundário do transformador é igual à corrente nos diodos, com isso as perdas no secundário podem ser calculadas por (20).

$$P_{TN2} = 2r_{N2} \left(\frac{I_i \sqrt{1-D}}{2N} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left(\frac{\Delta I_L}{3} \right)^2} \right)^2. \quad (20)$$

Dessa maneira, as perdas totais no transformador podem ser encontradas de acordo com (21). Cabe salientar que para o núcleo utilizado nesse trabalho, o fabricante do núcleo informa as perdas que esse núcleo possui (MAGGMATEC, 2018) [18].

$$P_T = P_{TN1} + P_{TN2}. \quad (21)$$

Por fim, são calculadas as perdas nos capacitores de saída C_{o1} , C_{o2} , C_{o3} e C_{o4} . As perdas nos capacitores dependem da sua corrente RMS e do valor da sua resistência equivalente série (ESR). A perda nos capacitores é dada por (22).

$$P_{Co1} = P_{Co2} = P_{Co3} = P_{Co4} = I_{Co(rms)}^2 ESR, \quad (22)$$

onde a corrente RMS nos capacitores pode ser considerado como $I_{Co1(rms)} = I_{Co2(rms)} = I_o$.

Após apresentar as perdas em cada um dos elementos do conversor, as perdas estimadas do mesmo são dadas por (23).

$$P_{est} = P_s + P_D + P_L + P_T + P_{Co}. \quad (23)$$

Por fim, o rendimento estimado do conversor é calculado conforme (24).

$$\eta = \left(1 - \frac{P_{est}}{P_o} \right) 100\% = \left(1 - \frac{P_s + P_D + P_L + P_T + P_{Co}}{P_o} \right) 100\%. \quad (24)$$

Com auxílio da metodologia de projeto dos componentes, as perdas estimadas do conversor proposto são apresentadas na Figura 8. Como pode ser visto, estima-se que o conversor alcance 95,53 % de eficiência. Sendo que as maiores perdas estão concentradas nos interruptores (S_1 e S_2). A partir disso

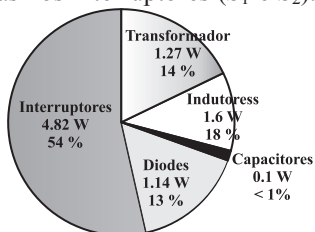


Fig. 8. Estimativa de perdas e eficiência do conversor proposto.

tem-se todas as características necessárias para avaliar o conversor experimentalmente.

V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Com o intuito de validar as análises teóricas e demonstrar o funcionamento do conversor proposto no modo de condução contínua, um protótipo foi construído. Além do *hardware* do conversor e das especificações dadas na Tabela II, um Processador Digital de Sinal (DSP TMS320F28335 da TI®) foi utilizado para o comando MOSFET. Para as medições foram utilizados o osciloscópio Tektronix Encore MD03000 e o medidor de energia Yokogawa WT1800.

Para demonstrar o ganho de tensão, a Figura 9.a apresenta as formas de onda da tensão de entrada ($V_i = 30$ V) e da tensão de saída ($V_o = 400$ V). Isso demonstra que o conversor alcançou o ganho desejado ($M = 13,33$). Na Figura 9.b são apresentadas as formas de onda dos capacitores do retificador multiplicador de tensão Cockcroft-Walton, em que $V_i = 30$ V, $V_{Co1} = 100$ V, $V_{Co2} = 200$ V e $V_{Co3} = 300$ V. A partir dessas formas de onda fica evidente como é a progressão da tensão no retificador multiplicador de tensão Cockcroft-Walton.

Na Figura 10 são apresentadas as formas de onda de esforço de tensão nos semicondutores do conversor proposto. Em relação aos interruptores (S_1 e S_2), a Figura 10.a ilustra a tensão nesses componentes, tendo como valor esperado de $V_{S1} = V_{S2} = 61,22$ V. Porém como pode ser visto, a tensão máxima desses interruptores é praticamente o dobro do esperado (120 V). Isso devido ao efeito da indutância de dispersão do transformador. Na Figura. 10.b, as formas de onda de tensão nos diodos D_{o1} , D_{o2} , D_{o3} e D_{o4} são apresentadas, em que o valor máximo é $V_{Do1} = V_{Do2} = V_{Do3} = D_{o4} = 200$ V. Como pode ser visto, o esforço de tensão nesses diodos é a metade da tensão de saída.

Em relação às correntes nos magnéticos, na Figura 11.a tem-se a corrente nos indutores L_1 e L_2 (i_{L1} e i_{L2}). Enquanto que na Figura 11.b, a corrente no primário (i_{N1}) e do

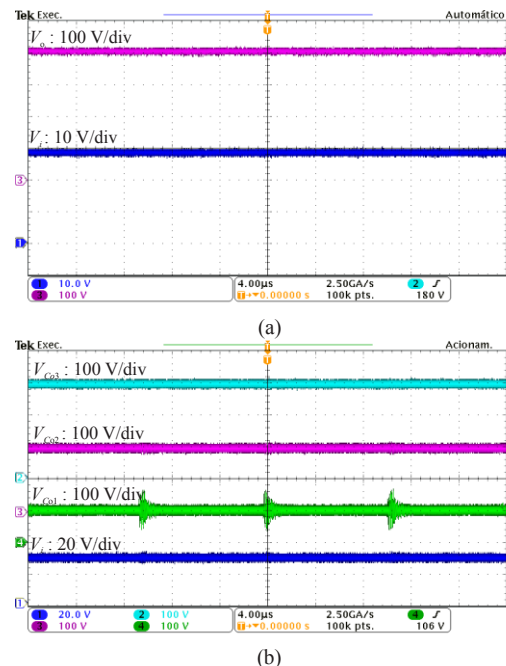


Fig. 9. Resultados experimentais do ganho de tensão (tempo: 4 us/div). (a) V_o e V_i . (b) V_{Co3} , V_{Co2} , V_{Co1} e V_i .

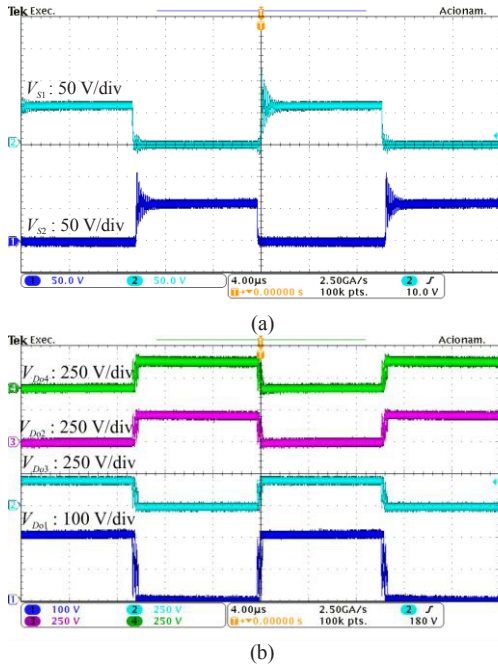


Fig. 10. Resultados experimentais da tensão nos semicondutores (tempo: 4 us/div). (a) V_{S1} e V_{S2} . (b) V_{Do4} , V_{Do3} , V_{Do2} e V_{Do1} .

secundário (i_{N2}) são expostas.

A Figura 12 apresenta a curva experimental e estimada da eficiência do conversor proposto e do conversor *boost* isolado (Figura 2). Como pode ser visto, o conversor proposto apresenta maior eficiência é devido que o conversor possui dos a que o conversor *boost* isolado em toda faixa de potência de entrada. Além disso, deve ser destacado que a eficiência estimada e medida do conversor proposto são bem próximos, o que valida as análises teóricas. Por fim, a Figura 13 mostra o protótipo utilizado nos ensaios no laboratório.

IV. CONCLUSÃO

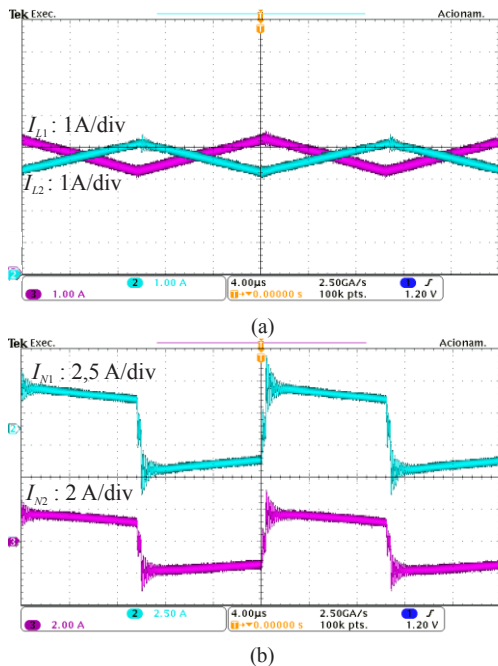


Fig. 11. Resultados experimentais da corrente nos magnéticos (tempo: 4 us/div). (a) V_{S1} e V_{S2} . (b) V_{Do4} , V_{Do3} , V_{Do2} e V_{Do1} .

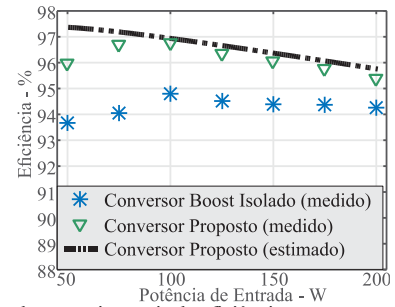


Fig. 12. Resultados experimentais da eficiência.



Fig. 13. Protótipo do conversor proposto.

Este artigo apresentou uma topologia de conversor CC-CC isolado que associa o conversor *boost* isolado e o retificador multiplicador de tensão Cockcroft-Walton. Como principais características da topologia proposta destacam-se: elevado ganho de tensão, reduzidos esforços de tensão e corrente nos componentes. Uma análise da topologia teórica das principais características do conversor no MCC foram apresentadas. Os resultados experimentais demonstraram que o conversor proposto, em toda a faixa de potência de saída avaliadas, alcançou maior eficiência que o conversor *boost* isolado. Tendo com eficiência de 95,48 % no ponto nominal de 200 W.

AGRADECIMENTOS

Este projeto foi financiado pelo CNPq (processo 425155/2018-8).

REFERÊNCIAS

- [1] V. Cardoso, T. B. Lazzarin, G. Waltrich, “Conversor Duplo-Boost-Flyback De Alto Ganho”, *Eletrônica de Potência –SOBRAEP*, vol. 23, nº 3, pp. 382-391, Jul/Set. 2018.
- [2] L. Schimtz, 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 –SOBRAEP*, vol. 23, nº 3, pp. 339-348, Jul/Set. 2018.
- [3] A. M. S. S. Andrade, L. Schuch and M. L. da Silva Martins, “High Step-Up PV Module Integrated Converter for PV Energy Harvest in FREEDM Systems,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 2, pp. 1138-1148, Mar./April 2017.
- [4] A. M. S. S. Andrade, H. L. Hey, L. Schuch and M. L. da Silva Martins, “Comparative Evaluation of Single Switch High-Voltage Step-Up Topologies Based on Boost and Zeta PWM Cells,” *IEEE Transactions on*

- Industrial Electronics*, vol. 65, no. 3, pp. 2322-2334, Mar. 2018.
- [5] A. M. S. S. Andrade, L. Schuch and M. Martins, "Analysis and Design of High-Efficiency Hybrid High Step-Up DC-DC Converter for Distributed PV Generation Systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 5, pp. 3860-3868, May 2019..
- [6] T. K. S. Freddy, N. A. Rahim, W. Hew and H. S. Che, "Comparison and Analysis of Single-Phase Transformerless Grid-Connected PV Inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 10, pp. 5358-5369, Oct. 2014.
- [7] E. V. Grishanov and S. V. Brovanov, "Aspects of common-mode leakage current suppression in single-phase PV-generation systems," *International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM), Erlagol*, pp. 541-546, July 2017.
- [8] K. Elkamouny, B. Lakssir, M. Hamedoun, A. Benyoussef and H. Mahmoudi, "Simulation, design and test of an efficient power optimizer using DC-DC interleaved isolated boost PV-micro inverter application," *International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD)*, Marrakech, pp. 518-525, March 2017.
- [9] B. Axelrod, Y. Berkovich and A. Ioinovici, "Switched-Capacitor/Switched-Inductor Structures for Getting Transformerless Hybrid DC-DC PWM Converters," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 55, no. 2, pp. 687-696, March 2008.
- [10] A. M. S. S. Andrade, E. Mattos, L. Schuch, H. L. Hey and M. L. da S. Martins, "Synthesis and Comparative Analysis of Very High Step-Up DC-DC Converters Adopting Coupled-Inductor and Voltage Multiplier Cells," *IEEE Transactions Power Electronics*, vol. 33, no. 7, pp. 5880-5897, July 2018.
- [11] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, 2 ed. New York, NY, USA: Springer, 2001.
- [12] B. Liu, J. Teng and Y. Lin, "Smart Time-Division-Multiplexing control strategy for voltage multiplier rectifier," *IEEE International Conference on Computer and Information Science (ICIS)*, Okayama, pp. 1-6, June 2016.
- [13] M. Forouzesh, Y. P. Siwakoti, S. A. Gorji, F. Blaabjerg and B. Lehman, "Step-Up DC-DC Converters: A Comprehensive Review of Voltage-Boosting Techniques, Topologies, and Applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 12, pp. 9143-9178, Dec. 2017.
- [14] J. Sun, X. Ding, M. Nakaoka, and H. Takano, "Series resonant ZCS-PFM DC-DC converter with multistage rectified voltage multiplier and dual mode PFM control scheme for medical-use high-voltage X-ray power generator," *Proc. IEE—Elect. Power Appl.*, vol. 147, no. 6, pp. 527-534, Nov. 2000
- [15] J. Sun, H. Konishi, Y. Ogino, and M. Nakaoka, "Series resonant highvoltage ZCS-PFM DC-DC converter for medical power electronics," *Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, vol. 3, pp. 1247-1252, June 2000.
- [16] S. S. Lee, S. Iqbal and M. Kamarol, "Control of ZCS-SR Inverter-Fed Voltage Multiplier-Based High-Voltage DC-DC Converter by Digitally Tuning Tank Capacitance and Slightly Varying Pulse Frequency," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 3, pp. 1076-1083, March 2012.
- [17] *Powder Core Catalog Magnetics* [Online]. Disponível em: <<http://hwww.mag-inc.com>>. Acessado em: fev 2018.
- [18] *Catálogo Magmattec* [Online]. Disponível em: <<http://www.magmattec.com.br>>. Acessado em: fev 2018.
- [19] Infineon Technologies North America, "Design of Phase Shifted Full-Bridge Converter with Current Doubler Rectifier". Disponível em: <<http://www.infineon.com>>. Acessado em: fev 2018.
- [20] H. C. Sartori, "Uma nova metodologia de projeto para a otimização do volume de conversor boost pfc", 2009. Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria.
- [21] D. Leuenberger and J. Biela, "Accurate and computationally efficient modeling of flyback transformer parasitics and their influence on converter losses," *17th European Conference on Power Electronics and Applications*, Geneva, pp. 1-10, 2015.

DADOS BIOGRÁFICOS

Antônio Manuel Santos Spencer Andrade nascido em 1989, Ribeira Grande, Cabo Verde. Recebeu o título de Engenheiro de Controle e Automação pela UCS em 2012. Em 2015 e 2018 concluiu mestrado e doutorado em Eletrônica de Potência pela Universidade Federal de Santa Maria (GEPOC – UFSM), respectivamente. Desde 2018 é professor na Universidade Federal de Santa Maria – Campus Cachoeira do Sul (UFSM-CS). Áreas de Interesse: Processamento de energia fotovoltaico. Conversores de alto ganho de tensão e inversores. É membro da SOBRAEP e da IEEE.

André Pacheco Meurer nascido Panambi, Brasil. Recebeu o título de Engenheiro de Controle e Automação e mestre em Eletrônica de Potência pela Universidade Federal de Santa Maria (GEPOC – UFSM), em 2015 e 2018, respectivamente. Atualmente é aluno de doutorado na mesma instituição. Áreas de Interesse: Modelagem e controle de conversores. É membro da SOBRAEP e da IEEE.

Mário Lúcio da Silva Martins nascido em 1976, em Palmeira das Missões, RS, Brasil. Recebeu os títulos de Engenheiro, Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), Santa Maria, Brasil, em 1999, 2002 e 2008, respectivamente. De 2006 até 2012, atuou como pesquisador na Universidade Federal de Paraná, Pato Branco, Brasil. Desde 2012, faz parte do Departamento de Eletrônica e Computação da Universidade Federal de Santa Maria. Áreas de interesse: SMPS, inversores FV e energias renováveis. É membro da SOBRAEP e algumas sociedades da IEEE.