

CONVERSOR C.C. - C.C. BOOST QUADRÁTICO PARA APLICAÇÃO EM FONTES ALTERNATIVAS

João Bosco R. F. Cabral¹, Sérgio Vidal Garcia Oliveira^{2,3} e Yales Rômulo de Novaes²

¹ Universidade Nacional Timor Lorosa'e – UNTL – Dilli – Timor Leste

² Universidade do Estado de Santa Catarina – UDESC – Joinville, SC – Brasil

³ Fundação Universidade Regional de Blumenau – FURB – Blumenau, SC – Brasil

novaes@ieee.org, sergio_vidal@ieee.org, dailoli@yahoo.com.au

Resumo - Esse artigo introduz uma topologia do conversor c.c.-c.c. boost não isolado de elevado ganho com saída com ponto médio. O conversor proposto é derivado do conversor boost quadrático de único interruptor e do conversor boost de três níveis. O ganho estático deste conversor é maior do que do conversor boost convencional, pois possui ganho quadrático. A tensão máxima sobre ambos interruptores é a metade da tensão de saída. A análise estática com etapas de operação, formas de onda do conversor em CCM e DCM são mostradas e, os resultados experimentais de um protótipo de 520 W são apresentados. A aplicação objetivo do conversor é o processamento de energia solar fotovoltaica.

Palavras-Chave – Boost de Três Níveis, Conversor de Elevado Ganho, Conversor Quadrático.

DC-DC QUADRATIC BOOST CONVERTER FOR ALTERNATIVE ENERGY APPLICATIONS

Abstract – This paper introduces a topology of the high gain non-insulated DC-DC boost converter with central point output voltage. The proposed converter is derived from the quadratic single switch boost converter and the three level boost converter. The static gain of this converter is bigger than conventional boost converter and the maximum voltage on both switches is half of the output voltage. Qualitative and quantitative analysis of the operation stages, the main waveforms and the experimental results of a 520 W prototype are presented. The converter is aimed for photovoltaic application.

1

Keywords – High Gain DC-DC Boost Converter, Quadratic Converter, Three Level Boost, Wide Voltage Range.

I. INTRODUÇÃO

Em sistemas fotovoltaicos com vários módulos conectados em série, o sombreamento parcial pode levar a uma re-

dução da tensão e da energia disponibilizada pelo conjunto de painéis. Além disso, o rastreamento do ponto de máxima potência é complexo, pois o sistema apresenta múltiplos picos, resultantes dos pontos de máxima potência locais. Em [1] é apresentada uma análise comparativa de diferentes arranjos fotovoltaicos sob sombreamento parcial.

Ainda, a potência de um painel fotovoltaico está situada entre 100 W e 350 W, e a tensão do ponto de máxima potência (*MPP* – *Maximum Power Point*) é de 15 V a 40 V. Esses valores são baixos quando comparados com a tensão exigida no barramento c.c. de inversores, o que dificulta a obtenção de elevada eficiência [2, 3]. No contexto de baixas potências, o processamento de energia modular torna-se interessante, pois a eficiência do algoritmo de rastreamento do MPP tende a aumentar frente a perturbações. Por outro lado, para cada módulo, torna-se necessária a utilização de um conversor elevador de tensão com ganho elevado, evitando assim a associação série de vários módulos fotovoltaicos. A modularidade poderia ser usada em arquiteturas de geração distribuída, onde o paralelismo de conversores e a distribuição em c.c. são atraentes para longas distâncias.

Além dos conversores isolados com transformador, o conversor *boost* convencional é geralmente utilizado para tal aplicação. Porém, seu ganho é limitado em função das perdas que ocorrem com razões cíclicas muito elevadas.

Para estender a faixa de conversão, [4, 5] sugerem a utilização de conversores *boost* em cascata. Entretanto, a estrutura resultante é volumosa e complexa sob o ponto de vista de controle. Com estrutura simplificada, o conversor boost quadrático com um único interruptor foi proposto e analisado em [5-7], sendo que em [7, 8] o conversor foi associado à célula de auxílio à comutação auto-ressonante, propiciando comutações ZVS na entrada em condução.

Em busca da elevação da tensão através de acoplamento magnético, em [9, 10] são introduzidos conversores de elevado ganho com indutores acoplados. Com essa técnica o problema de recuperação reversa do diodo foi reduzido bem como a ondulação de corrente do indutor. Porém, a tensão sobre o diodo de saída continua sendo elevada, e pode ocorrer ressonância entre a indutância de dispersão e o capacitor parasita do diodo. Além disso, a corrente de entrada possui alta ondulação por ser descontínua.

Através da técnica de capacitores chaveados, as topologias propostas por [11, 12] proporcionam elevação de ganho, porém este depende dos números de capacitores utilizados. Como na maioria dos conversores quadráticos, as perdas de condução e comutação são significativas, tornan-

¹ Artigo submetido em 05/03/2013. Revisado em 03/06/2013.

Aceito para publicação em 25/08/2013 por recomendação do editor Henrique A. C. Braga.

do os conversores mais interessantes para baixas potências.

Utilizando-se de células de três estados [13-15] propuseram conversores elevadores com reduzida ondulação da corrente de entrada. A solução apresenta elevado ganho, que depende também da relação de espiras do indutor acoplado. Uma topologia baseada na célula de três estados e em multiplicadores de tensão foi proposta por [16]. Esta solução pode apresentar limitação para aplicação em potências elevadas em função da corrente que circula pelos capacitores. O circuito apresentado por [17] possui reduzida tensão sobre os interruptores, devido aos seus vários níveis de tensão e disponibiliza o ponto de conexão com a metade da tensão de saída, possibilitando a conexão de inversores que necessitem de divisor capacitivo na entrada.

A redução dos esforços de tensão nos semicondutores também foi obtida em [18, 19], em que a tensão máxima aplicada sobre os interruptores é uma fração da tensão de saída. A topologia proposta em [19] apresenta assimetria nas tensões dos interruptores quando o ganho for maior do que 4, caracterizando-se como uma desvantagem apesar de o conversor poder operar com ganhos maiores do que quatro.

Outras topologias de conversores quadráticos foram apresentadas em [20, 21], para aplicação na área de acionamento de LED (Light Emitter Diode), porém na versão abaixadora de tensão. Além das aplicações citadas, um conversor abaixador quadrático foi aplicado como carregador de baterias em [22]. Neste caso o sistema foi desenvolvido para contemplar elevado fator de potência. Com baixa ondulação da corrente de entrada e elevado ganho [23] propôs uma topologia baseada na técnica *interleaving*.

Neste artigo propõe-se uma nova topologia do conversor c.c.- c.c. de elevado ganho, com característica quadrática, tensão reduzida sobre os interruptores e acesso ao ponto médio de tensão de saída.

O conversor proposto, que está apresentado na Figura 2, é uma topologia que teve origem nos conversores *boost* quadrático de único interruptor [5-7] e *boost* de três níveis [24], mostrados na Figura 1(a) e 1(b), respectivamente. Na topologia proposta, adotando-se uma estratégia de modulação adequada e escolhendo-se $C_{o1} = C_{o2}$, a tensão sobre estes capacitores será a metade da tensão total de saída. Dessa forma, tem-se uma redução significativa nos esforços de tensão aplicados sobre os interruptores, sendo esta grampeada na metade da tensão de saída. Em contrapartida, a corrente que passa pelos interruptores é composta pela soma das correntes dos indutores L_1 e L_2 .

A estratégia de modulação adotada para o conversor proposto é uma modulação por defasagem, implementada através de dois pulsos de comando defasados em 180° , com frequência fixa e razão cíclica variável. O conversor passa a ter duas regiões distintas de operação, sendo a primeira relativa à operação com razão cíclica menor do que 0,5 e a outra com razão cíclica maior do que 0,5. Os sinais de comando dos interruptores podem ser vistos nas duas primeiras formas de onda apresentadas nas Figuras 4 e 6.

II. PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

Para compreender o funcionamento do conversor proposto, é feita a análise para a operação no Modo de Condução

Contínua (MCC) e no Modo de Condução Descontínuo (MCD). Além disso, o conversor é investigado nas duas regiões definidas pelos valores das razões cíclicas.

A. Operação no Modo de Condução Contínua (MCC)

As etapas de operação no MCC para $D < 0,5$ são descritas adiante. Os estados topológicos das quatro etapas de operação do conversor são apresentados na Figura 3. A Figura 4 mostra as principais formas de onda relativas a estas etapas.

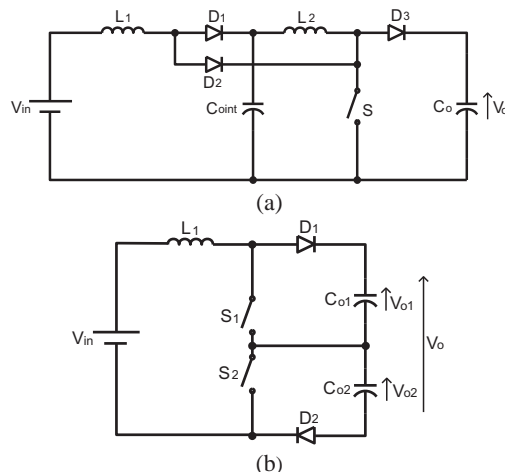


Fig. 1. Conversor *boost*: (a) quadrático com único interruptor e (b) de três níveis.

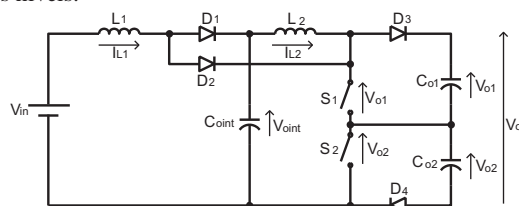


Fig. 2. Conversor c.c - c.c. *Boost* Quadrático.

- **Primeira etapa de operação ($t_0 - t_1$)** – (Figura 3 (a)): S_1 e S_2 permanecem bloqueados e a corrente dos indutores decresce linearmente. Enquanto o capacitor C_{oint} é carregado com energia da fonte de entrada e do indutor L_1 o indutor L_2 e os capacitores C_{o1} e C_{o2} alimentam a carga.
- **Segunda etapa de operação ($t_1 - t_2$)** – (Figura 3 (b)) nesta etapa de operação S_1 permanece bloqueado e S_2 entra em condução. A energia da fonte e dos indutores é transferida ao capacitor C_{o1} e à carga.
- **Terceira etapa de operação ($t_2 - t_3$)** – (Figura 3 (a)) esta etapa de operação inicia com o bloqueio de S_2 . C estado topológico e o funcionamento desta etapa são iguais à primeira etapa de operação.
- **Quarta etapa de operação ($t_3 - t_4$)** – (Figura 3 (c)) durante esta etapa de operação, S_1 está em condução e S_2 permanece bloqueado. Há transferência de energia ao capacitor C_{o2} e à carga

Das formas de onda apresentadas na Figura 4, definem-se as relações entre os intervalos de tempo de duração de cada etapa de operação em função da razão cíclica num período de comutação para $D < 0,5$, conforme (1) e (2).

$$\Delta t_1 = \Delta t_4 = \frac{T \cdot (1 - 2 \cdot D)}{2} \quad (1)$$

$$\Delta t_2 = \Delta t_5 = D \cdot T \quad (2)$$

O ganho estático do conversor no MCC para $D < 0,5$ pode ser obtido a partir do cálculo da tensão média nos indutores L_1 e L_2 durante um período de funcionamento. Como este conversor é composto de dois estágios de conversão, a análise do ganho estático pode ser feita individualmente.

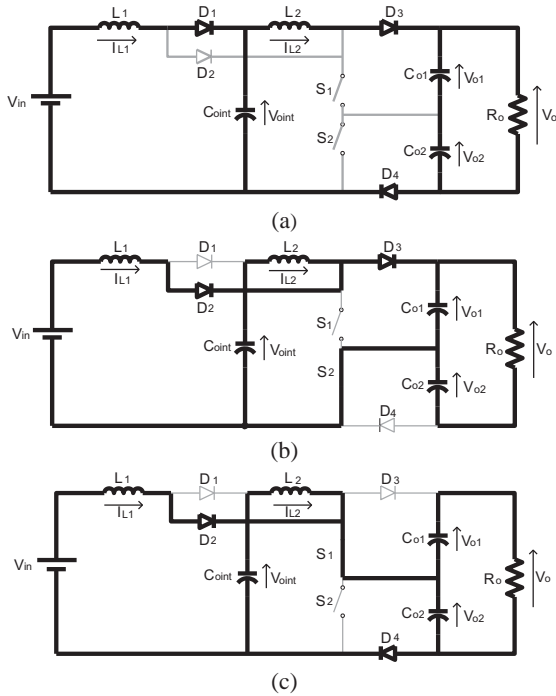


Fig. 3. Estados topológicos do conversor proposto operando no MCC para $D < 0,5$.

Em regime permanente a tensão média em L_1 é igual a zero, conforme dada por (3). Onde: V_{in} é a tensão de entrada; V_{oint} é a tensão intermediária e V_o é a tensão de saída. O ganho estático parcial do primeiro estágio é determinado por (4). Da mesma forma determina-se o ganho estático parcial do segundo estágio, conforme dado por (5) e (6).

Multiplicando-se os ganhos estáticos parciais (4) e (6), tem-se (7), que é o ganho estático total do conversor no MCC para $D < 0,5$.

$$2 \cdot \Delta t_1 \cdot (V_{in} - V_{oint}) + \Delta t_2 \cdot (2 \cdot V_{in} - V_o) = 0 \quad (3)$$

$$\frac{V_{oint}}{V_{in}} = \frac{1 - D}{2 \cdot D^2 - 2 \cdot D + 1} \quad (4)$$

$$2 \cdot \Delta t_1 \cdot (V_{oint} - V_o) + \Delta t_2 \cdot (2 \cdot V_{oint} - V_o) = 0 \quad (5)$$

$$\frac{V_o}{V_{oint}} = \frac{1}{1 - D} \quad (6)$$

$$G_{MCC(D < 0,5)} = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{2 \cdot D^2 - 2 \cdot D + 1} \quad (7)$$

Serão descritas abaixo as etapas de operação do conver-

sor no MCC para a razão cíclica maior que 0,5. A Figura 5 ilustra os estados topológicos, já na Figura 6 são apresentadas as principais formas de onda destas etapas de operação.

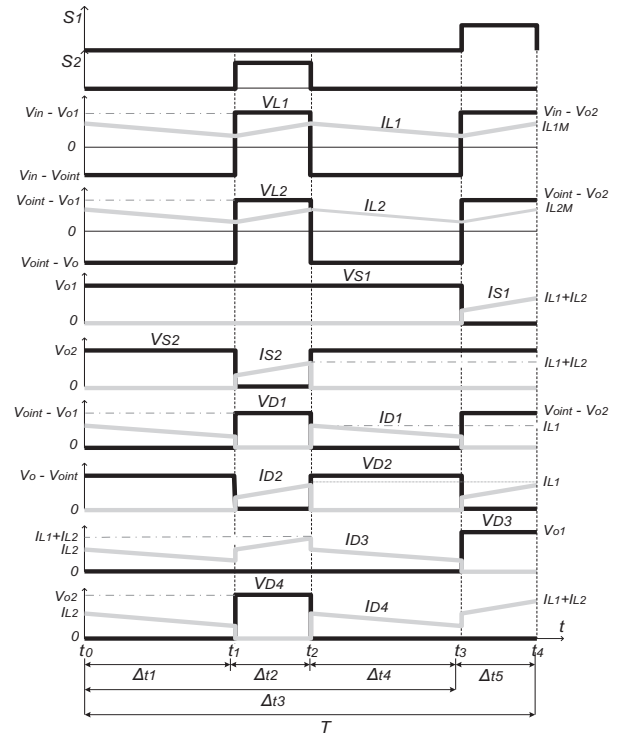


Fig. 4. Principais formas de onda das etapas de operação do conversor no MCC para $D < 0,5$.

- **Primeira etapa de operação ($t_0 - t_1$)** – (Figura 5 (a)): S_1 e S_2 encontram-se conduzindo e a corrente dos indutores cresce linearmente. Nesta etapa de operação não há transferência de energia da fonte para a carga. A carga é alimentada pelos capacitores C_{o1} e C_{o2} .
- **Segunda etapa de operação ($t_1 - t_2$)** – (Figura 5 (b)): a segunda etapa de operação inicia-se quando S_2 é comandado a bloquear e os diodos D_1 e D_4 entram em condução. O capacitor C_{oint} é carregado com a energia de V_{in} e L_1 . O indutor L_2 transfere energia para o capacitor C_{o2} .
- **Terceira etapa de operação ($t_2 - t_3$)** – (Figura 5 (a)): esta etapa inicia quando S_2 é comandado a conduzir novamente. O estado topológico e o funcionamento desta etapa são iguais à primeira etapa de operação.
- **Quarta etapa de operação ($t_3 - t_4$)** – (Figura 5 (c)): esta etapa de operação inicia com o bloqueio de S_1 , entretanto S_2 continua conduzindo. Durante esta etapa de operação V_{in} e L_1 carregam C_{oint} , e C_{o1} recebe a energia do indutor L_2 .

De acordo com as formas de onda ilustradas na Figura 6, são definidas as relações entre os intervalos de duração de cada etapa de operação em função da razão cíclica para $D > 0,5$ com (8) e (9).

$$\Delta t_1 = \Delta t_4 = \frac{T \cdot (2 \cdot D - 1)}{2} \quad (8)$$

$$\Delta t_2 = \Delta t_5 = T \cdot (1 - D) \quad (9)$$

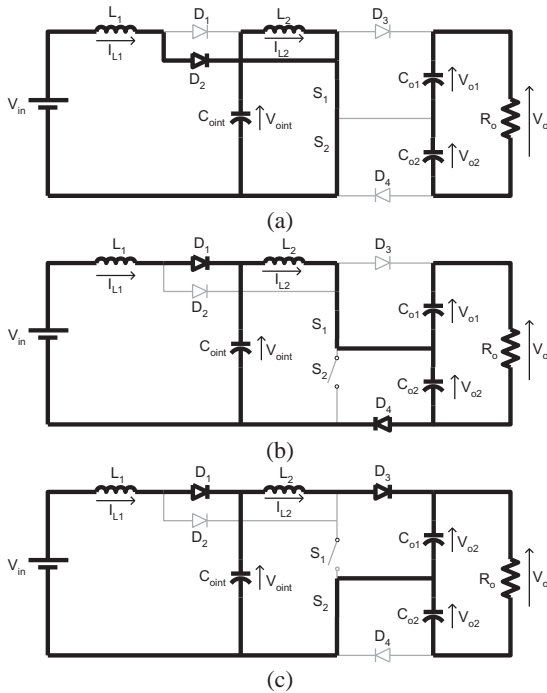


Fig. 5. Estados topológicos das etapas de operação do conversor no MCC para $D > 0,5$.

O ganho estático do conversor no MCC para $D > 0,5$ pode também ser obtido analisando individualmente cada estágio de conversão.

Em regime permanente a tensão média em L_1 é nula. Assim, pode ser escrita a expressão (10). O ganho estático parcial do primeiro estágio dado pela relação entre V_{oint} e V_{in} é determinado por (11). Em regime permanente, a tensão média em L_2 é igual a zero, conforme mostra (12). Equacionando (12), tem-se (13) que é o ganho estático parcial do segundo estágio do conversor.

Multiplicando-se os ganhos estáticos parciais de (11) e (13), obtém-se o ganho estático total do conversor no MCC para $D > 0,5$, conforme (14).

$$2 \cdot [(V_{in} \cdot \Delta t_1 + \Delta t_2 \cdot (V_{in} - V_{oint}))] = 0 \quad (10)$$

$$\frac{V_{oint}}{V_{in}} = \frac{1}{2(1-D)} \quad (11)$$

$$2 \cdot \Delta t_1 \cdot V_{oint} + \Delta t_2 \cdot (2 \cdot V_{oint} - V_o) = 0 \quad (12)$$

$$\frac{V_o}{V_{oint}} = \frac{1}{(1-D)} \quad (13)$$

$$G_{MCC(D>0,5)} = \frac{1}{2 \cdot (1-D)^2} \quad (14)$$

A Figura 7 mostra um comparativo entre o ganho estático do conversor proposto e o ganho estático dos conversores *boost* clássico e *boost* quadrático, todos operando no MCC. Observa-se na referida figura que o ganho do conversor proposto é sempre maior (ou igual para $D=0,5$) do que o ganho

do conversor *boost* convencional. Dessa forma, pode-se obter tensões de saída maiores utilizando-se razões cíclicas menores, o que resulta na melhor utilização dos interruptores.

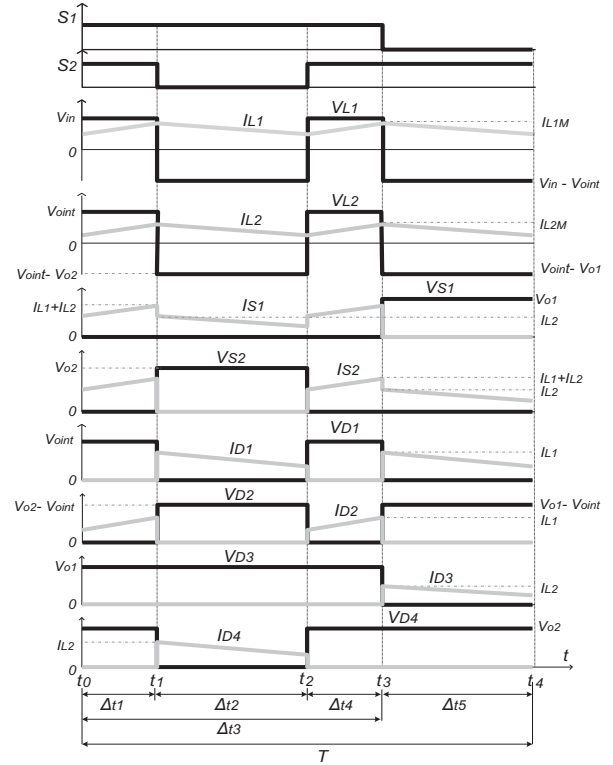


Fig. 6. Principais formas de onda das etapas de operação do conversor no MCC para $D > 0,5$.

Para uma determinada ondulação de corrente, é possível obter o valor das indutâncias de L_1 e L_2 , tanto para a razão cíclica menor que 0,5 quanto para a razão cíclica maior que 0,5, conforme dado por (15) a (18).

$$L_{1(D<0,5)} = \frac{V_o \cdot [4 \cdot D^3 - 4 \cdot D^2 + D]}{2 \cdot \Delta I_{L1} \cdot f} \quad (15)$$

$$L_{2(D<0,5)} = \frac{V_o \cdot [D \cdot (1 - 2 \cdot D)]}{2 \cdot \Delta I_{L2} \cdot f} \quad (16)$$

$$L_{1(D>0,5)} = \frac{V_o \cdot [(1-D)^2 \cdot (2 \cdot D - 1)]}{\Delta I_{L1} \cdot f} \quad (17)$$

$$L_{2(D>0,5)} = \frac{V_o \cdot [(1-D) \cdot (2 \cdot D - 1)]}{2 \cdot \Delta I_{L2} \cdot f} \quad (18)$$

As equações de ondulação de corrente do indutor L_1 podem ser normalizadas dividindo-se (15) e (17) pela corrente de entrada do conversor. A corrente de entrada, por sua vez, está relacionada com a corrente de saída através do ganho estático, cfe. (19) e (20). Assim, tem-se (21) e (23), onde R_o representa a resistência de carga. A ondulação da corrente do indutor L_2 foi normalizada dividindo-se (16) e (18) pela corrente de saída do conversor, resultando em (22) e (24).

$$I_{in,med(D<0,5)} = \frac{I_o}{2 \cdot D^2 - 2 \cdot D + 1} \quad (19)$$

$$I_{in_{med(D>0,5)}} = \frac{I_o}{2(1-D)^2} \quad (20)$$

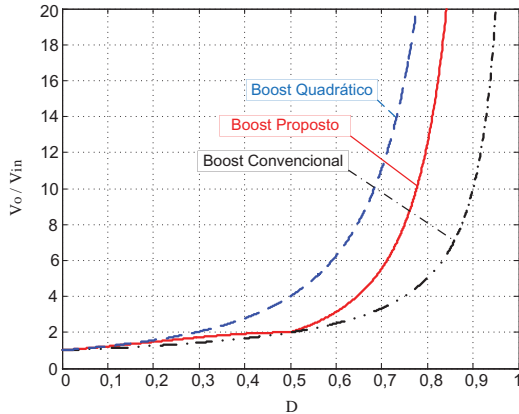


Fig. 7. Ganho estático do conversor proposto, do conversor *boost* clássico e do conversor *boost* quadrático todos no MCC.

$$\overline{\Delta I_{L1(D<0,5)}} \cdot \frac{L_1 \cdot f}{R_o} = \frac{(4 \cdot D^3 - 4 \cdot D^2 + D) \cdot (2 \cdot D^2 - 2 \cdot D + 1)}{2} \quad (21)$$

$$\overline{\Delta I_{L2(D<0,5)}} \cdot \frac{L_2 \cdot f}{R_o} = \frac{D \cdot (1 - 2 \cdot D)}{2} \quad (22)$$

$$\overline{\Delta I_{L1(D>0,5)}} \cdot \frac{L_1 \cdot f}{R_o} = 2 \cdot (1 - D)^4 \cdot (2 \cdot D - 1) \quad (23)$$

$$\overline{\Delta I_{L2(D>0,5)}} \cdot \frac{L_2 \cdot f}{R_o} = \frac{(1 - D) \cdot (2 \cdot D - 1)}{2} \quad (24)$$

As ondulações relativas normalizadas das correntes dos indutores para as duas regiões de operação são mostradas na Figura 8.

As ondulações de tensão no capacitor intermediário $\Delta V_{Co_{int}}$ e nos capacitores do filtro de saída ΔV_{Co1} e ΔV_{Co2} são determinadas a partir das expressões (23) e (24), respectivamente. V_{Co1} e V_{Co2} são as tensões nos capacitores do filtro de saída, I_o é a corrente de saída do conversor e f é a frequência de comutação.

$$\Delta V_{Co_{int}} = \frac{2 \cdot I_o \cdot (V_{o_{int}} - V_{in})}{C_{o_{int}} \cdot f \cdot V_{in}} \quad (25)$$

$$\Delta V_{Co1} = \Delta V_{Co2} = \frac{I_o \cdot (2 \cdot V_{Co1} - V_{o_{int}})}{2 \cdot C_{o1} \cdot f \cdot V_{Co1}} \quad (26)$$

B. Operação no Modo de Condução Descontínua (MCD)

No modo de condução descontínua, existem três possibilidades de descontinuidade para o conversor em questão. As duas primeiras possibilidades são identificadas pela descontinuidade apenas da corrente de L_1 ou apenas da corrente de L_2 . Enquanto a terceira possibilidade é indicada pela descontinuidade tanto da corrente de L_1 como na corrente de L_2 . As duas primeiras possibilidades serão chamadas de Modo de Condução Descontínua Parcial (MCDP) e a terceira possibilidade será chamada de Modo de Condução Descontínua Total (MCDT). Porém, considerando-se que a corrente média de L_1 é maior do que a corrente média de L_2 e se a ondulação de corrente em ambos indutores for igual, então a corrente do indutor

L_2 anula-se sempre antes da corrente do indutor L_1 . Assim, neste trabalho, a operação no MCDP refere-se à descontinuidade de corrente apenas no indutor L_2 .

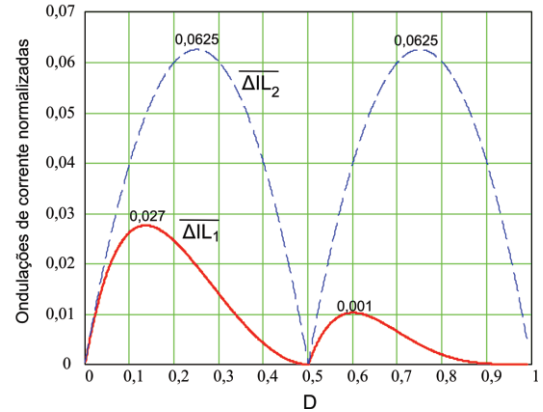


Fig. 8. Ondulação relativa normalizada da corrente dos indutores.

Assim, a seguir é apresentada a análise para o Modo de Condução Descontínua Parcial (MCDP) para as duas condições de operação definidas pela razão cíclica (para $D < 0,5$ e para $D > 0,5$).

A seguir serão descritas as seis etapas de operação do conversor no MCDP para a razão cíclica menor que 0,5. Os estados topológicos e as principais formas de onda das etapas de operação são mostrados nas Figuras 10 e 11, respectivamente.

- **Primeira etapa de operação ($t_0 - t_1$)** – (Figura 3 (a)): S_1 e S_2 permanecem bloqueados e a corrente dos indutores decresce linearmente. Enquanto a fonte V_{in} e L_1 enviam energia para $C_{o_{int}}$, o indutor L_2 e os capacitores C_{o1} e C_{o2} alimentam a carga.
- **Segunda etapa de operação ($t_1 - t_2$)** – (Figura 10): esta etapa de operação inicia quando a corrente de L_2 atinge zero, bloqueando D_3 e D_4 . Nesta etapa o capacitor $C_{o_{int}}$ continua sendo carregado com a energia de V_{in} e L_1 , entretanto a carga é alimentada pelos capacitores C_{o1} e C_{o2} .
- **Terceira etapa de operação ($t_2 - t_3$)** – (Figura 3 (b)): esta etapa inicia quando S_2 é comandado a conduzir enquanto S_1 continua bloqueado. As correntes de L_1 e L_2 crescem linearmente, e a energia é transferida para C_{o1} e à carga.
- **Quarta etapa de operação ($t_3 - t_4$)** – (Figura 3 (a)): durante esta etapa de operação, S_1 e S_2 encontram-se bloqueados. O estado topológico e o funcionamento desta etapa são iguais à primeira etapa.
- **Quinta etapa de operação ($t_2 - t_3$)** – (Figura 10): quando a corrente de L_2 chega a zero inicia-se esta etapa de operação. O estado topológico e o funcionamento desta etapa são iguais à segunda etapa de operação.
- **Sexta etapa de operação ($t_3 - t_4$)** – (Figura 3 (c)): ao comandar S_1 a conduzir, o conversor passa para esta etapa de operação. Durante esta etapa as correntes de L_1 e L_2 crescem novamente e a energia é transferida ao capacitor C_{o2} e à carga.

As seis etapas de operação do conversor no MCDP para a razão cíclica maior que 0,5 são descritas adiante. Os estados topológicos e as principais formas de onda das etapas de operação são ilustrados respectivamente nas Figuras 12 e 13.

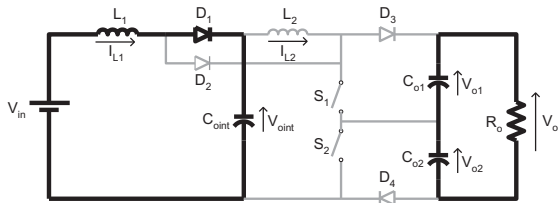


Fig. 10. Estado topológico das etapas de operação (segunda e quinta) do conversor no *MCDP* para $D < 0,5$.

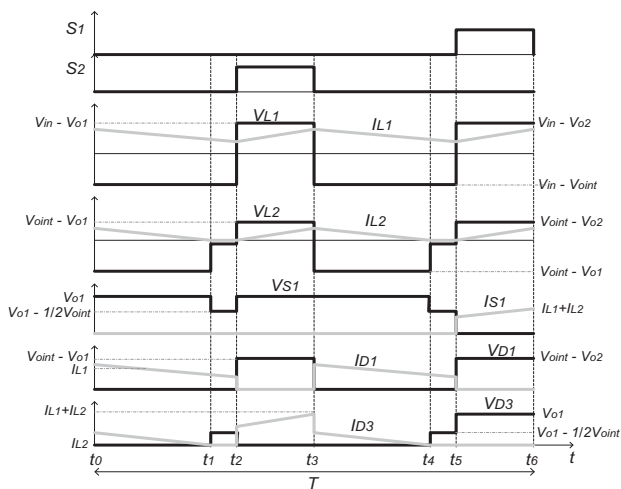


Fig. 11. Principais formas de onda das etapas de operação do conversor no *MCDP* para $D < 0,5$.

- **Primeira etapa de operação ($t_0 - t_1$)** – (Figura 5 (a)): nesta etapa S_1 e S_2 encontram-se conduzindo e a corrente dos indutores cresce linearmente. D_1 , D_3 e D_4 estão bloqueados. A carga é alimentada pelos capacitores C_{o1} e C_{o2} .
- **Segunda etapa de operação ($t_1 - t_2$)** – (Figura 5 (b)): nesta etapa de operação S_1 permanece conduzindo e S_2 encontra-se bloqueado. As correntes nos indutores decrescem linearmente. A fonte V_{in} e o indutor L_1 enviam energia para C_{oint} , entretanto L_2 transfere a energia para C_{o2} e à carga.
- **Terceira etapa de operação ($t_2 - t_3$)** – (Figura 12 (a)): esta etapa começa quando a corrente de L_2 chega a zero, bloqueando D_3 e D_4 . C_{oint} continua sendo carregado com energia de V_{in} e L_1 , e a carga é alimentada pelos capacitores C_{o1} e C_{o2} .
- **Quarta etapa de operação ($t_3 - t_4$)** – (Figura 5 (a)): esta etapa de operação inicia quando S_2 é comandado a conduzir novamente. Nesta etapa, os indutores acumulam energia e os capacitores C_{o1} e C_{o2} alimentam a carga.
- **Quinta etapa de operação ($t_4 - t_5$)** – (Figura 5 (c)): ao comandar S_1 a bloquear o conversor passa para esta etapa de operação. Nesta etapa, a fonte V_{in} e L_1 carregam C_{oint} , enquanto L_2 entrega a energia para C_{o1} e à carga.
- **Sexta etapa de operação ($t_5 - t_6$)** – (Figura 12 (b)): esta etapa ocorre quando a corrente em L_2 atinge zero, bloqueando o diodo D_3 . O estado topológico e o funcionamento desta etapa são iguais à terceira etapa.

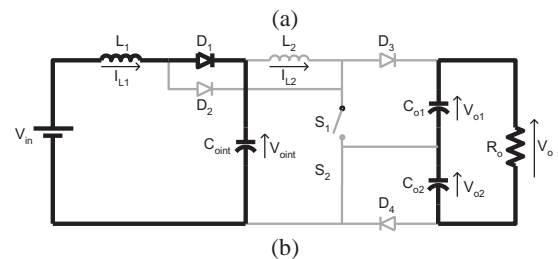
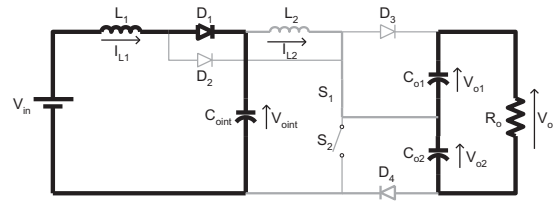


Fig. 12. Estados topológicos das etapas de operação (terceira e sexta) do conversor no *MCDP* para $D > 0,5$.

Calculando-se o valor médio das tensões nos indutores L_1 e L_2 baseado nas formas de onda das etapas de operação apresentada nas Figuras 11 e 13, obtêm-se (27) e (28), que são as equações do ganho estático total do conversor no *MCDP* (para $D < 0,5$ e $D > 0,5$). O parâmetro γ_2 é a corrente parametrizada (em relação à corrente de saída I_o , tensão de saída, tensão intermediária e a frequência de comutação) que representa os fatores externos que influenciam no comportamento estático do conversor.

$$G_{MCDP(D < 0,5)} = \left[1 + \frac{D^2}{\gamma_2 \cdot (1 - 2 \cdot D)} \right] \cdot \left[\frac{1 - D}{2 \cdot D^2 - 2 \cdot D + 1} \right] \quad (27)$$

$$G_{MCDP(D > 0,5)} = \left[2 + \frac{(2 \cdot D - 1)^2}{\gamma_2} \right] \cdot \left[\frac{1}{2 \cdot (1 - D)} \right] \quad (28)$$

Avaliando os modos de condução (*MCC* e *MCDP*) do conversor, é possível produzir os gráficos de característica externa do conversor. As características externas podem ser traçadas utilizando as equações do ganho estático do conversor no *MCC* em (7) e (14), e no *MCDP* em (27) e (28). Nas Figuras 14 e 15 são apresentadas as características externas do conversor para as duas regiões de operação. As linhas contínuas representam a característica externa do conversor, enquanto as linhas tracejadas são os ganhos limites entre *MCC* e *MCDP*.

Nestas figuras pode-se notar que, no *MCC*, grandes variações em D produzem pequenas variações no ganho quando D for menor que 0,5. Quando $D > 0,5$, as variações de ganho são maiores e aumentam à medida que D se aproxima de 1.

III. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Com o intuito de demonstrar o funcionamento do conversor, um protótipo de 520 W foi construído em laboratório utilizando os parâmetros apresentados na Tabela I. A potência e a tensão de entrada são equivalentes a associação de 4 painéis solares de 130 W e 17 V de tensão de máxima potência V_{mp} .

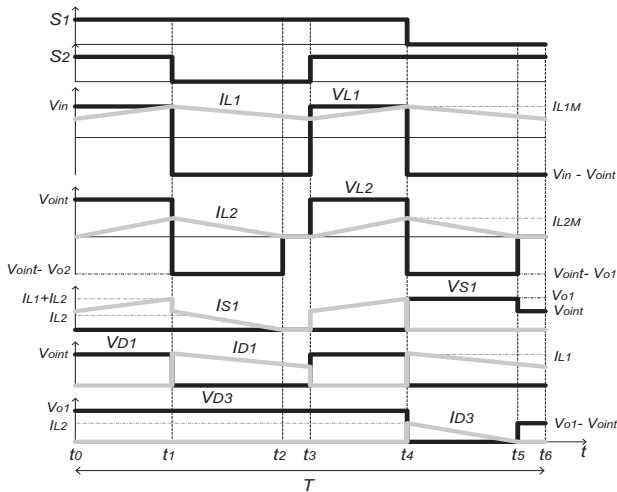


Fig. 13. Principais formas de onda das etapas de operação do conversor no MCDP para $D > 0,5$.

A frequência de comutação foi escolhida com o intuito de comparar os aspectos construtivos deste conversor com o trabalho realizado em [19], além de buscar não sacrificar a eficiência total já que as perdas de condução são elevadas e as comutações são dissipativas. Tal frequência poderia ser aumentada caso houvesse possibilidade de inserção de circuitos de auxílio à comutação, porém este não foi o objeto de estudo desta proposta.

Os valores dos indutores e dos capacitores foram calculados considerando-se $D=0,79$. As máximas ondulações de corrente dos indutores foram limitadas em 20% do valor médio da corrente em cada indutor. As ondulações de tensão sobre os capacitores foram limitadas a 1% da tensão média sobre o respectivo capacitor. Os valores dos capacitores foram escolhidos considerando a sua corrente eficaz, tensão e disponibilidade em laboratório.

$$L_1 = \frac{V_o \cdot [(1-D)^2 \cdot (2 \cdot D - 1)]}{\Delta I_{L1} \cdot f} = 66 \mu H \quad (29)$$

$$L_2 = \frac{V_o \cdot [(1-D) \cdot (2 \cdot D - 1)]}{2 \cdot \Delta I_{L2} \cdot f} = 369 \mu H \quad (30)$$

$$C_{oint} = \frac{2 \cdot I_o \cdot (V_{oint} - V_{in})}{\Delta V_{C_{oint}} \cdot f \cdot V_{in}} = 109 \mu F \quad (31)$$

$$C_{o1} = C_{o2} = \frac{I_o \cdot (2 \cdot V_{Co1} - V_{oint})}{2 \cdot \Delta V_{Co1} \cdot f \cdot V_{Co1}} = 48 \mu F \quad (32)$$

TABELA I
Parâmetros do Conversor Proposto

Parâmetros	Valores
V_{in}	34 V
V_o	380 V
P_o	520 W
f	50 kHz
L_1	60 μH
L_2	369 μH
C_{oint}	940 μF /250V
C_{o1} e C_{o2}	330 μF /450V
D_1, D_2, D_3 e D_4	HFA15PB60
S_1 e S_2	IXFR90N30

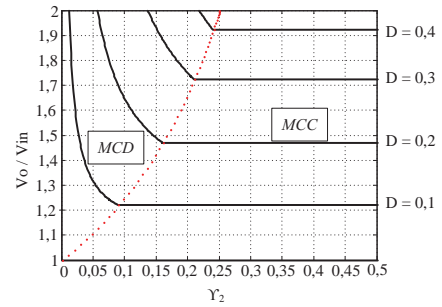


Fig. 14. Característica externa total do conversor proposto para $D < 0,5$.

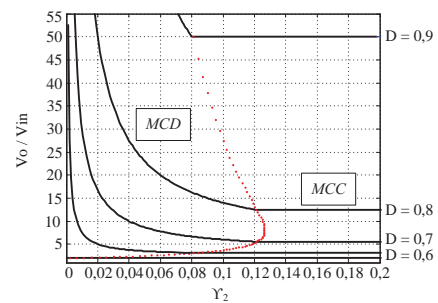


Fig. 15. Característica externa total do conversor proposto para $D > 0,5$.

A seguir serão mostradas as principais formas de onda obtidas experimentalmente.

A Figura 16 (a) apresenta as formas de onda de tensão e corrente de entrada. A tensão de entrada é aproximadamente de 34 V. A corrente média é de 15,38 A e a ondulação de corrente é de 9%.

Na Figura 16 (b) são mostradas as formas de onda de tensão e corrente intermediária. A tensão intermediária é de aproximadamente 80 V, enquanto a corrente média de L_2 é de 6,47 A. A ondulação de corrente intermediária é de 12%.

A Figura 16 (c) mostra a tensão sobre os interruptores S_1 e S_2 . A tensão de bloqueio de cada interruptor é a metade da tensão total de saída. Que é aproximadamente igual a 190 V.

Na Figura 16 (d) são ilustradas as formas de onda de tensão sobre os diodos D_3 e D_4 . Visto que a tensão reversa máxima de cada diodo é igual à metade da tensão total de saída.

Na Figura 16 (e) são apresentadas as tensões nos capacitores de saída C_{o1} e C_{o2} . A tensão em cada capacitor do filtro de saída é igual a metade da tensão total de saída.

Na Figura 16 (f) são apresentadas a tensão e a corrente de saída do conversor. O valor nominal da tensão total de saída do conversor é aproximadamente de 380 V. Entretanto o valor nominal da corrente de saída é aproximadamente de 1,37 A. A figura 17 apresenta as comutações do interruptor S_1 . Ambas as comutações são dissipativas e foram obtidas para potência de 230 W, inferior à nominal em função da necessidade de inserção de ponteira de corrente em série com o interruptor. É possível observar na Figura 17 (inferior) a influência da recuperação reversa do diodo na corrente do interruptor. As formas de onda das comutações do interruptor S_2 foram omitidas em função da similaridade com os resultados apresentados para o interruptor S_1 . Como as comutações

são dissipativas, o estudo de circuitos de auxílio à comutação mostra-se importante. Entretanto, a verificação detalhada das comutações não foi contemplada neste trabalho.

A Figura 18 apresenta a curva de eficiência do conversor em função da potência de saída. A eficiência atinge o seu valor máximo na potência de saída de 350 W. Apesar de o valor de eficiência ser baixo quando comparado a conversores de estágio único e de tensão mais elevada, resultados similares foram encontrados em outros conversores de elevado ganho e baixa tensão de entrada.

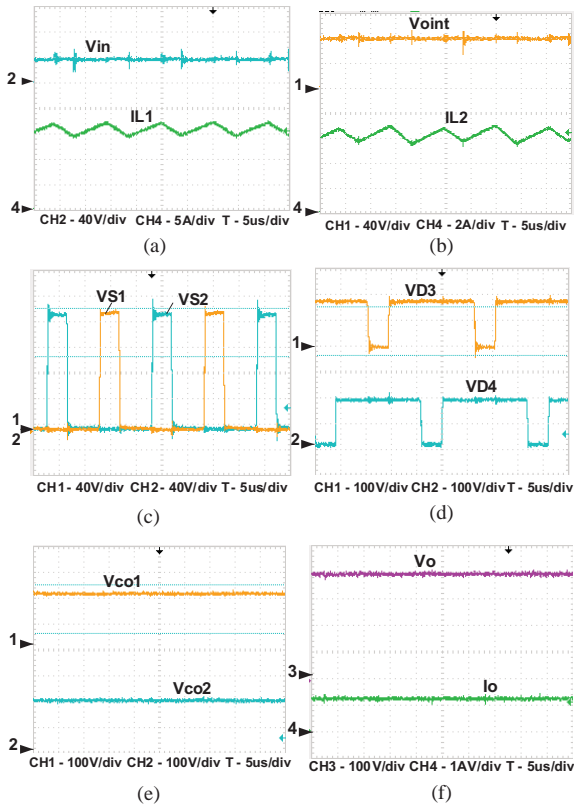


Fig. 16. Formas de onda dos resultados experimentais.

IV. CONCLUSÕES

Este artigo introduziu uma nova topologia do conversor c.c.-c.c. *boost* não isolado de elevado ganho com ponto central na saída.

Foram apresentadas etapas de operação do conversor no *MCC* e no *MCDP* para duas regiões distintas de operação ($D < 0,5$ e $D > 0,5$), bem como as principais formas de onda, análise estática, curva de ganho estático, curvas da ondulação de corrente normalizada dos indutores, característica externa e os resultados experimentais.

A partir de estudo teórico e dos resultados experimentais, confirma-se que o ganho estático do conversor é maior do que do conversor *boost* convencional. Verifica-se também que os esforços de tensão sobre os interruptores são reduzidos, iguais à metade da tensão total de saída do conversor. A modelagem e o controle do conversor não foram abordados nesse artigo, porém, a implementação contemplou o uso de malha fechada, onde se controlou a corrente do indutor L_1 , a

tensão de saída total e o equilíbrio das tensões dos capacitores C_{o1} e C_{o2} , apresentando excelentes resultados dinâmicos.

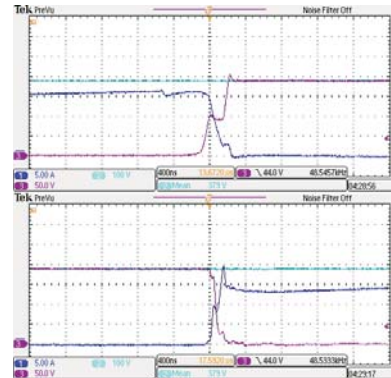


Fig. 17. Formas de onda do bloqueio (superior) e da entrada em condução (inferior) do interruptor S_1 .

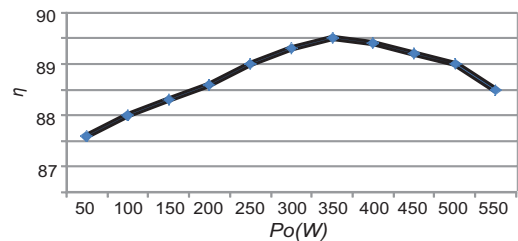


Fig. 18. Curva de rendimento do conversor.

O fato de o conversor possuir ponto médio na saída permite a conexão de inversores do tipo meia ponte ou três níveis (NPC e Flying Capacitor), os quais não apresentam problemas com tensões de modo comum quando considerados em sistemas não isolados conectados à rede elétrica monofásica. A utilização de tal conversor de forma modular permite reduzir o número de painéis solares em série, melhorando o controle individual de *MPPT* frente aos sombreamentos e melhorando o aproveitamento de energia solar de um arranjo de maior potência durante a ocorrência de sombreamentos parciais.

Em contrapartida, como a maioria dos conversores quadráticos ou de alto ganho, o conversor apresenta eficiência não muito elevada, resultado do cascadeamento de estágios e da operação com baixa tensão.

AGRADECIMENTOS

O desenvolvimento desse projeto teve suporte da CAPES na forma de fomento de bolsa e da FAPESC.

REFERÊNCIAS

- [1] R. de Oliveira Reiter, L. Michels, J. Pinheiro, R. Reiter, S. Oliveira, and A. Peres, "Comparative analysis of series and parallel photovoltaic arrays under partial shading conditions," in *Industry Applications (INDUSCON)*, 2012, pp. 1–5.
- [2] S.-M. Chen, T.-J. Liang, L.-S. Yang, and J.-F. Chen, "A safety enhanced, high step-up dc-dc converter for ac photovoltaic module application," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 27, no. 4, pp. 1809–1817, 2012.
- [3] W. Li and X. He, "Review of nonisolated high-step-up

- dc/dc converters in photovoltaic grid-connected applications,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 58, no. 4, pp. 1239–1250, 2011.
- [4] L. Huber and M. Jovanovic, “A design approach for server power supplies for networking applications,” in *APEC*, vol. 2, 2000, pp. 1163–1169 vol.2.
- [5] T.-F. Wu and T.-H. Yu, “Unified approach to developing single-stage power converters,” *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, vol. 34, no. 1, pp. 211–223, 1998.
- [6] D. Maksimovic and S. Cuk, “Switching converters with wide dc conversion range,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 6, pp. 151–157, 1991.
- [7] L. Barreto, E. Coelho, V. Farias, L. de Freitas, and J. Vieira, J.B., “An optimal lossless commutation quadratic pwm boost converter,” in *APEC*, vol. 2, 2002, pp. 624–629 vol.2.
- [8] L. S. Vilefort, F. V. R. da Silva, E. A. A. Coelho, L. C. de Freitas, and J. B. V. Jr, “Conversor boost quadrático sr-zvs-qrc pwm,” *Revista Eletrônica De Potência*, vol. 17, pp. 393–400, 2012.
- [9] K.-D. Kim, J.-G. Kim, Y.-C. Jung, and C.-Y. Won, “Improved non-isolated high voltage gain boost converter using coupled inductors,” in *Electrical Machines and Systems (ICEMS), International Conference on*, 2011, pp. 1–6.
- [10] Y. Zhao, W. Li, Y. Deng, X. He, S. Lambert, and V. Pickert, “High step-up boost converter with coupled inductor and switched capacitor,” in *Power Electronics, Machines and Drives (PEMD), IET International Conference on*, 2010, pp. 1–6.
- [11] O. Abutbul, A. Gherlitz, Y. Berkovich, and A. Ioinovici, “Step-up switching-mode converter with high voltage gain using a switched-capacitor circuit,” *Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, IEEE Transactions on*, vol. 50, no. 8, pp. 1098–1102, aug. 2003.
- [12] E. Ismail, M. Al-Saffar, and A. Sabzali, “High conversion ratio dc-dc converters with reduced switch stress,” *Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on*, no. 7, pp. 2139–2151, aug.
- [13] G. Bascope and I. Barbi, “Generation of a family of non-isolated dc-dc pwm converters using new three-state switching cells,” in *PESC 00*, vol. 2, 2000, pp. 858–863.
- [14] G. T. Bascope, S. Vasconcelos, R. T. Bascope, F. L. M. Antunes, D. de Oliveira, and C. Branco, “A high step-up dc-dc converter based on three-state switching cell,” in *ISIE*, vol. 2, 2006, pp. 998–1003.
- [15] R. T. Bascope, L. Costa, and G. T. Bascope, “Generation of new non-isolated high voltage gain dc-dc converters,” in *INTELEC*, 2011, pp. 1–8.
- [16] Y. Alcazar, R. Bascope, D. de Oliveira, E. Andrade, and W. Cardenas, “High voltage gain boost converter based on three-state switching cell and voltage multipliers,” in *IECON*, 2008, pp. 2346–2352.
- [17] G. C. Silveira, “*Conversor cc-cc boost baseado na célula de comutação três estados para alimentação de inversores com divisor capacitivo*,” Master’s thesis, Fortaleza, 2011.
- [18] A. J. B. Botton, “*Conversores cc-cc básicos não isolados de três níveis*,” Master’s thesis, Florianópolis, 2005.
- [19] Y. R. D. Novaes, I. Barbi, and A. Rufer, “A new three-level quadratic (t-lq) dc-dc converter suitable for fuel cell applications,” *IEEJ Trans. IA*, vol. 128 no 4, pp. 601–607, 2007.
- [20] A. E. D. Junior, J. R. de Britto, L. de Freitas, V. J. Farias, E. A. A. Coelho, and J. B. V. Jr., “Led lamp drive using microcontroller-based quadratic buck converter,” in *COBEP*, 2007.
- [21] W. G. Silva, D. S. Rodovalho, F. V. R. D. Silva, J. S. D. Morais, L. C. D. Freitas, E. A. A. Coelho, and J. B. V. Júnior, “Conversor boost quadrático-buck utilizado no acionamento de um vetor de led empregado no tratamento de disfunções celulares,” *Revista Eletrônica De Potência*, vol. Volume 16 - Number 3, pp. 204–211, 2011.
- [22] O. N. M. Jr, P. P. Praça, and L. H. Barreto, “A new non isolated high power factor battery charger using a quadratic buck converter as dc/dc stage,” in *COBEP*, 2005.
- [23] R. Gules, L. Pfitscher, and L. Franco, “An interleaved boost dc-dc converter with large conversion ratio,” in *ISIE '03*, vol. 1, 2003, pp. 411 – 416 vol. 1.
- [24] D. Maksimovic and R. Erickson, “Universal-input, high-power-factor, boost doubler rectifiers,” in *APEC '95*, 1995, pp. 459 –465 vol.1.

DADOS BIOGRÁFICOS

João Bosco RF. Cabral, nascido em 1977 em Lospalos, Timor Leste. Formou-se em Engenharia Eletrônica pela Universidade de Sanata Dharma Yogyakarta - Indonésia em 2005. Concluiu mestrado na UDESC em 2013 e atualmente é professor na UNTL – Timor Leste.

Sérgio Vidal Garcia Oliveira, nascido em Lages/SC, em 1974. Recebeu o título de engenheiro eletricista da FURB em 1999, e os de Mestre e de Doutor da UFSC em 2001 e 2006, respectivamente. É professor da UDESC-Joinville em tempo integral e, em tempo parcial, na FURB. É pesquisador nos seguintes tópicos: conversores CA-CA e CC-CC, acionamentos elétricos, sistemas de geração distribuída de energia, qualidade e eficiência energética, conversores estáticos aplicados nos carros híbridos e sistemas embarcados. É membro da SOBRAEP, da SBA, da PELS, da IES, da IAS e da VTS.

Yales Rômulo de Novaes, nascido em Indaial/SC, em 1974. Recebeu o título de engenheiro eletricista da FURB em 1999, concluiu mestrado em Eletrônica de Potência pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC-INEP) em 2000, atuou como pesquisador em 2001 junto ao INEP-UFSC e concluiu o doutorado em Eletrônica de Potência em 2006 nessa mesma instituição. De 2006 a 2008 realizou Pós-doutorado na EPFL-Universidade Federal de Lausanne – Suíça (LEI). De 2008 a 2010 atuou como pesquisador em sistemas de Eletrônica de Potência na empresa ABB Corporate Research – Switzerland. Áreas de interesse: processamento de energia solar fotovoltaica, conversores modulares multiníveis (MMC), retificadores com elevado fator de potência e conversores de elevado ganho. Desde 2010 atua como professor da Univ. do Estado de Santa Catarina. – UDESC. É membro da SOBRAEP e da PELS.