

# CONVERSOR BOOST QUADRÁTICO-BUCK UTILIZADO NO ACIONAMENTO DE UM VETOR DE LED EMPREGADO NO TRATAMENTO DE DISFUNÇÕES CELULARES

Welker Gomes Silva, Diógenes Simão Rodovalho, Fábio Vincenzi Romualdo da Silva, Josué Silva de Moraes, Luiz Carlos de Freitas, Ernane Antônio Alves Coelho e João Batista Vieira Júnior  
Universidade Federal de Uberlândia – UFU/Faculdade de Engenharia Elétrica – FEELT  
e-mails: welkergomes@yahoo.com.br, di\_rodvalho@hotmail.com, fabiovince@yahoo.com.br, josuemorais@gmail.com, freitas@ufu.br, ernane@ufu.br, batista@ufu.br

**Resumo** - Esse artigo apresenta a implementação de um conversor CC-CC Boost-Quadrático-Buck usado no acionamento de um vetor de LED empregado em Terapia Fotodinâmica. O conversor proposto opera com uma chave ativa e pode ser alimentado desde  $12 V_{CC}$  até  $180 V_{CC}$ . Esta característica permite que o conversor seja alimentado pela rede de distribuição de energia ou por bateria. Resultados experimentais extraídos de um protótipo de 80 W são apresentados.

**Palavras-Chave** – Vetor de LEDs, Conversor (CC-CC), Terapia Fotodinâmica (TFD).

## IMPLEMENTATION OF QUADRATIC BOOST - BUCK CONVERTER USED TO DRIVE A LED ARRAY APPLIED TO CELLULAR DYSFUNCTIONS TREATMENT

**Abstract:** This paper describes the implementation of a Quadratic Boost - Buck converter (Boost2-Buck), with one active switch, used to drive a LED string for Photodynamic Therapy (PDT) purposes. The proposed converter can be powered from  $12 V_{DC}$  to  $180 V_{DC}$  ( $127 V_{AC}$ ). So it can be fed by battery or by utility power grid. Experimental results taken from a 80 W prototype are presented.

**Keywords** – LED Array, (DC-DC) Converter, Driving, Photodynamic Therapy (PDT).

### NOMENCLATURA

$I_0$  Corrente na saída do conversor  
 $V_0$  Tensão na saída do conversor  
 $V_i$  Tensão de entrada do conversor  
 $\Delta V_0$  Ripple de tensão de saída  
 $\Delta V_i$  Ripple de tensão de entrada  
 $V_{C2}$  Tensão em  $C_2$   
 $\Delta V_{C2}$  Ripple de tensão em  $C_2$   
 $I_{L1}$  Corrente no indutor  $L_1$   
 $\Delta I_{L1}$  Ripple de corrente no indutor  $L_1$   
 $I_{L2}$  Corrente no indutor  $L_2$

$\Delta I_{L2}$  Ripple de corrente no indutor  $L_2$   
 $\Delta I_{L3}$  Ripple de corrente no indutor  $L_3$   
 $\Delta I_0$  Ripple de corrente na saída do conversor  
 $V_{C3}$  Tensão em  $C_3$   
 $\Delta V_{C3}$  Ripple de tensão em  $C_3$

### I. INTRODUÇÃO

O presente artigo apresenta a implementação de um conversor Boost-Quadrático-Buck (Boost2-Buck) utilizado no acionamento de um vetor de LED usado em Terapia Fotodinâmica (TFD).

Terapia Fotodinâmica é nome de uma modalidade clínica pouco invasiva aplicada ao combate de diversas doenças cujo crescimento anormal de tecidos mostra-se preponderante. Das moléstias que exibem essa característica destacam-se o câncer, degeneração macular da retina, psoríase, artrite reumatóide sistêmica, restenose, micoses fungóides, verrugas, arteriosclerose, AIDS, infestações de microorganismos, etc. [1].

A TFD baseia-se em uma combinação entre luz de um comprimento de onda específico, um composto atóxico, também chamado de fotossensibilizador e oxigênio molecular [2]. Esses fotossensibilizadores, mediante a presença de luz, possibilitam a oxidação de diversos substratos orgânicos, inclusive componentes de vírus e outros microorganismos [3].

Atualmente os diodos emissores de luz (LED) são empregados em sistemas de irradiação voltados a TFD. Os LEDs, além de constituírem uma alternativa de baixo custo, possuem grande homogeneidade luminosa, [4], permitindo que a radiação seja facilmente dosada e calculada em diversas aplicações. A emissão de um LED é bem definida e normalmente estreita em um determinado comprimento de onda. Esse fator, associado à relativa intensidade (como nos modelos chamados de alto brilho), dispensa o sistema de filtragem encontrado em lâmpadas policromáticas. Além destes fatores, a baixa dissipação térmica, combinada à emissão monocromática de moderada intensidade, sistemas simples, robustos e de pequeno tamanho, torna-se atraente o uso de LEDs em dispositivos para aplicações de TFD [4].

Os LEDs coloridos convencionais de 3 e 5 mm muito comuns no mercado, operam normalmente sob corrente média de 20 mA, e possuem baixas taxas de emissão luminosa (normalmente não superior à 5.000 mcd) [5]. No intuito de suprir essa desvantagem, observam-se duas alternativas: i) a construção de arranjos de LEDs que não

Artigo submetido em 18/02/2011. Revisado em 18/08/11. Aceito para publicação em 25/08/11 por recomendação do editor João Onofre P. Pinto.<sup>1</sup>

somente aumentam a área de incidência, como também potencializam a intensidade da radiação emitida; ii) a aplicação de LEDs de alta potência. Estes últimos, atualmente confeccionados para o uso em iluminação, são mais potentes que os anteriores e possuem boas taxas de conversão luminosa - cerca de 33 lm/W para a emissão na região do vermelho [6]. Isso indica que gastam menor quantidade de energia para a emissão da mesma quantidade luminosa em comparação com outras fontes, além de preservarem as boas características que possuem seus correspondentes de baixa potência como durabilidade e emissão próxima à monocromática.

Em muitas aplicações, os LEDs são simplesmente alimentados com uma fonte de tensão CC com resistores em série, o que compromete o rendimento do circuito. Além disso, o controle da corrente no LED é necessário quando o objetivo for manter o brilho constante, evitando-se que flutuações na tensão da fonte de alimentação provoquem oscilações no brilho.

Trabalhos anteriores apresentaram conversores (CC-CC) e estratégias de controle com o propósito de ajustar a corrente e, conseqüentemente, a intensidade luminosa de um vetor ou uma matriz de LEDs [7]-[10]. Dependendo da aplicação, os conversores foram projetados para elevar ou reduzir a tensão de entrada, de acordo com a tensão nominal da lâmpada de LED a ser acionada. O conversor Boost2-Buck proposto, por outro lado, apresenta a vantagem de elevar ou reduzir a tensão de entrada em uma única topologia utilizando somente uma chave ativa. O arranjo apresentado é capaz de operar na faixa de tensão de 12  $V_{CC}$  até 180  $V_{CC}$  (127  $V_{CA}$ ) em malha aberta, podendo, portanto, ser alimentado com bateria ou pela rede de distribuição de energia elétrica. Essa característica permite que o equipamento continue operando, mesmo durante uma interrupção de energia na rede de distribuição.

Deste modo, a característica Boost2 do conversor proposto entrará em operação durante uma interrupção no fornecimento de energia elétrica, pois irá elevar a tensão da bateria para o nível de tensão necessário para a alimentação do vetor de LED. Em aplicações de conversores (CC-CC) que requerem uma conversão elevada, as topologias de conversores PWM convencionais necessitam operar com razão cíclica (D) extremamente reduzida, o que limita a operação deste tipo de conversor em baixas frequências devido ao tempo mínimo de condução da chave ativa. Um esquema que proporciona faixa larga de conversão é a conexão em cascata de conversores que consiste em dois ou mais conversores conectados em cascata [11]-[16].

Por outro lado, quando a rede estiver operando adequadamente, a característica Buck do conversor proposto irá reduzir a tensão de 127  $V_{CA}$  retificada, presente no barramento CC do conversor, para o correto acionamento do vetor de LED. Em ambos os modos de operação o controle da corrente no vetor de LED deve ser realizado para garantir a homogeneidade luminosa e permitir que a radiação seja facilmente dosada e calculada para diversos tratamentos.

Devido à importância da Terapia Fotodinâmica no tratamento de disfunções celulares, este trabalho propõe uma topologia de conversor CC-CC Boost2-Buck adequada para o acionamento de vetores de LED em uma larga faixa de

tensão de entrada, permitindo o tratamento ininterrupto com o uso de bateria durante a falta de energia na rede de distribuição. Além disso, o equipamento permite que a radiação seja facilmente dosada e calculada para diversos tratamentos por meio do controle de corrente no vetor de LED.

## II. CONVERSOR BOOST-QUADRÁTICO-BUCK

O esquema do conversor Boost-Quadrático-Buck é mostrado na Figura 1. A operação no modo de condução contínua em estado estacionário é constituída de dois estágios. Para simplificar a análise teórica, todos os componentes são considerados como sendo ideais, o valor médio da tensão nos indutores para a operação no estado estacionário é zero e as tensões através dos capacitores não apresentam ondulação. De acordo com as Figuras 2 e 3, dois estágios operacionais serão descritos a seguir.

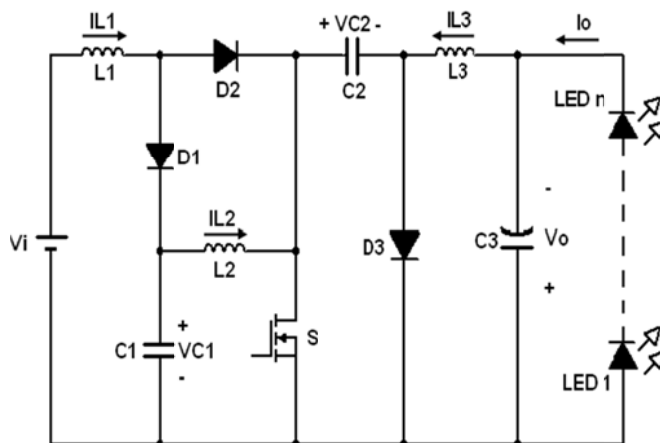


Fig. 1. Esquema do conversor Boost2-Buck.

Primeiro estágio (Figura 2) – Este estágio inicia-se quando a chave S é fechada, o diodo D2 está conduzindo e o diodos D1 e D3 estão bloqueados. Durante este estágio, a fonte de tensão de entrada  $V_i$  transfere energia para o indutor  $L_1$ , enquanto o capacitor  $C_1$  transfere sua energia armazenada para o indutor  $L_2$ . O capacitor  $C_2$  é descarregado através da chave S e a energia que nele se encontrava, será armazenada no indutor  $L_3$ . Assim, as correntes nos indutores  $L_1$ ,  $L_2$  e  $L_3$  crescem linearmente.

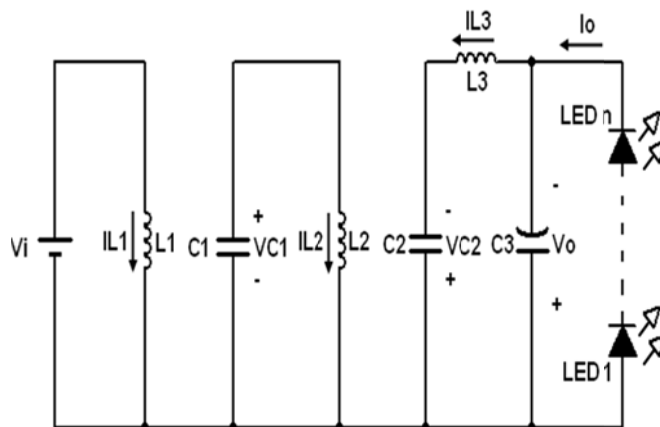


Fig. 2. Primeiro estágio de operação.

Segundo estágio (Figura 3). Este estágio inicia-se quando a chave S está aberta, o diodo D2 está bloqueado e os diodos D1 e D3 estão conduzindo. Durante este estágio, a fonte de tensão de entrada  $V_i$  transfere energia para os indutores  $L_1$  e  $L_2$ , simultaneamente. Estes fornecem tal energia que será armazenada nos capacitores  $C_1$  e  $C_2$ . A energia armazenada no indutor  $L_3$  é transferida para a saída. Assim, as correntes nos indutores  $L_1$ ,  $L_2$  e  $L_3$  decrescem linearmente.

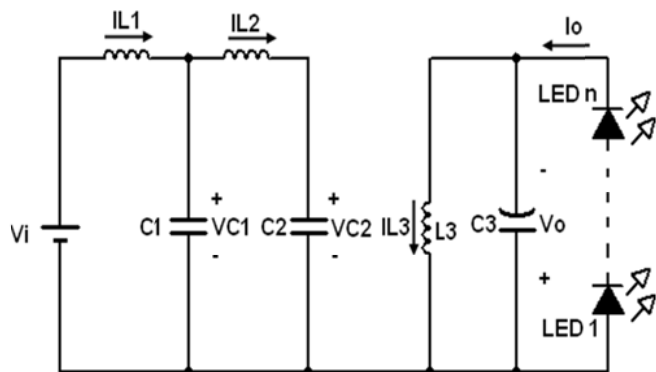


Fig. 3. Segundo estágio de operação.

A Figura 4 mostra as formas de onda teóricas do conversor Boost2-Buck operando no modo de condução contínua em regime permanente. Nesta figura, as ondulações nas tensões dos capacitores são desprezadas e as tensões médias nos indutores são consideradas nulas.

A corrente máxima, média e mínima nos indutores  $L_1$ ,  $L_2$  e  $L_3$ , bem como a tensão que a chave S está submetida, também são apresentados na Figura 4. Nota-se que a tensão na chave é exatamente igual à tensão no capacitor  $C_2$  utilizado para realizar o acoplamento entre os conversores: boost2 e buck.

### III. A ANÁLISE TEÓRICA

Usando o princípio de que a corrente média através do capacitor  $C_1$  é zero para a operação em regime permanente, tem-se:

$$I_{L2} \times D \times T = (I_{L1} - I_{L2}) \times (1 - D) \times T \quad (1)$$

Onde  $D$  é a razão cíclica e  $T$  é o período de chaveamento.

Resolvendo (1) para  $I_{L2}$ , tem-se:

$$I_{L2} = I_{L1} \times (1 - D) \quad (2)$$

Assumindo que a corrente média no capacitor  $C_2$  é zero em regime permanente, tem-se:

$$I_{L3} \times D \times T = I_{L2} \times (1 - D) \times T \quad (3)$$

Resolvendo (3) para  $I_{L3}$ , tem-se:

$$I_{L3} = \frac{I_{L2} \times (1 - D)}{D} \quad (4)$$

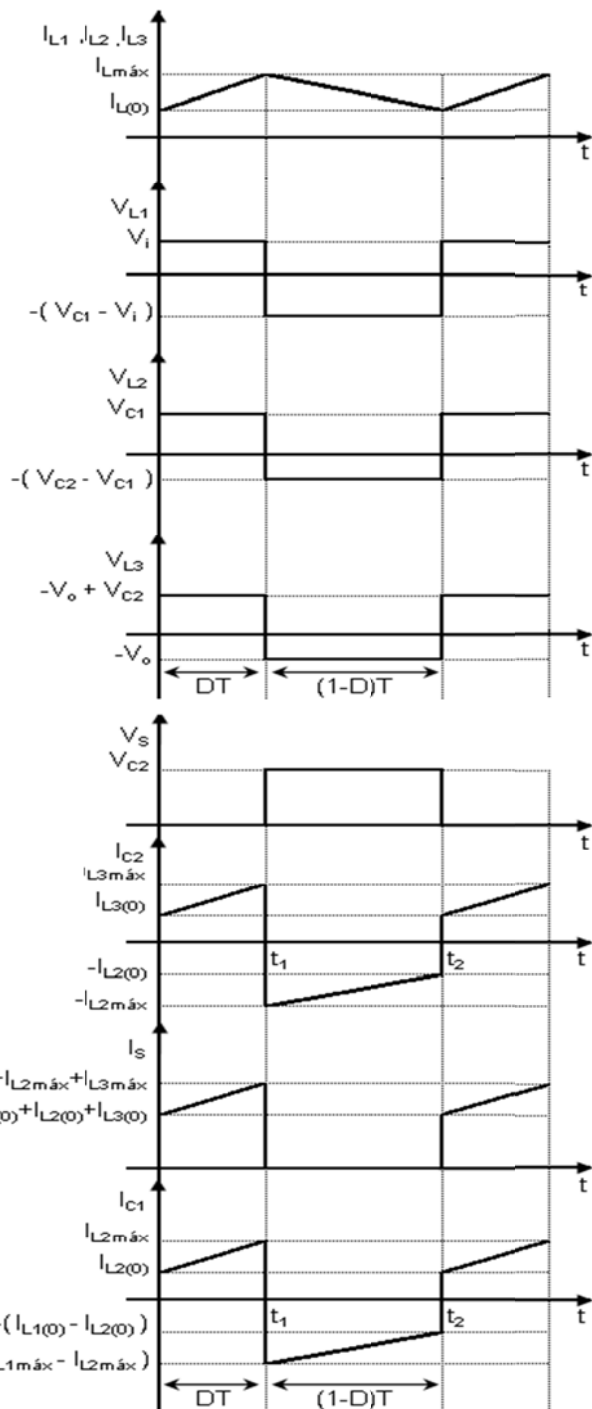


Fig. 4. Formas de onda teóricas de tensão e corrente.

Substituindo (2) em (4), tem-se:

$$I_{L1} = \frac{I_{L3} \times (1 - D)^2}{D} \quad (5)$$

Analisando o circuito mostrado na Figura 1, verifica-se que a corrente média no indutor  $L_1$  é igual à corrente fornecida pela fonte de entrada, e que a corrente média no indutor  $L_3$  é igual à corrente de saída  $I_o$ . Assim,

$$\frac{I_i}{I_o} = \frac{(1 - D)^2}{D} \quad (6)$$

Sabendo que a tensão média sobre o indutor  $L_1$ , em regime permanente é zero, tem-se:

$$V_i \times D \times T = (V_{C1} - V_i) \times (1 - D) \times T \quad (7)$$

Resolvendo (7) para  $V_{C1}$ , obtêm-se:

$$V_{C1} = \frac{V_i}{(1 - D)} \quad (8)$$

Admitindo-se que a tensão média no indutor  $L_2$  é nula no regime permanente de operação, tem-se:

$$V_{C1} \times D \times T = (V_{C2} - V_{C1}) \times (1 - D) \times T \quad (9)$$

Resolvendo (9) para  $V_{C2}$ , obtêm-se:

$$V_{C2} = \frac{V_{C1}}{(1 - D)} \quad (10)$$

Considerando que a tensão média no indutor  $L_3$  é nula no regime permanente de operação, tem-se:

$$(-V_o + V_{C2}) \times D \times T = V_o \times (1 - D) \times T \quad (11)$$

Resolvendo (11) para  $V_o$ , obtêm-se:

$$V_o = D \times V_{C2} \quad (12)$$

Substituindo (8) e (10) em (12), tem-se:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{(1 - D)^2} \quad (13)$$

Assim, o ganho estático do conversor Boost2-Buck é apresentado graficamente na Figura 5.

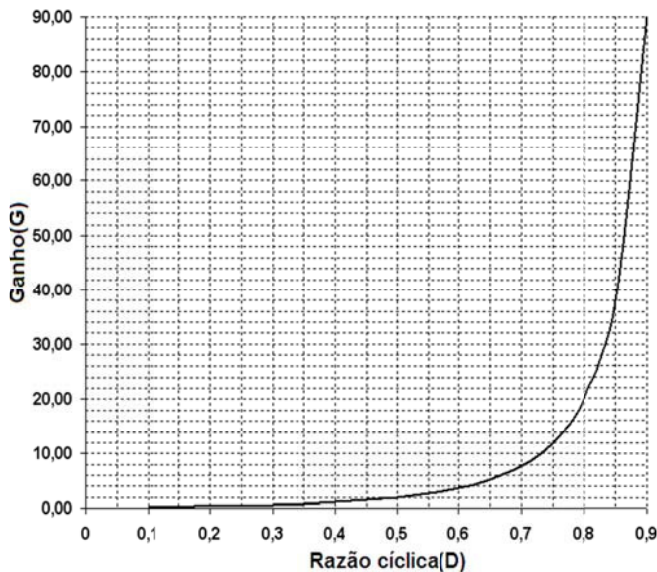


Fig. 5. Ganho estático do conversor Boost2-Buck.

#### IV. EQUACIONAMENTO SIMPLIFICADO DO CONVERSOR

O desenvolvimento do projeto do conversor utilizará as especificações descritas na Tabela I.

**TABELA I**  
**Valores dos Parâmetros de Projeto**

Parâmetros	Valores
$I_0$	40 mA
$V_0$	160 V
$V_i$	12 – 180 V
$\Delta V_0$	$0,1 \times V_0$
$\Delta V_i$	$0,2 \times V_i$
$\Delta V_{C2}$	$0,2 \times V_{C2}$
$\Delta V_{C3}$	$0,05 \times V_{C3}$
$\Delta I_{L1}$	$1,5 \times I_{L1}$
$\Delta I_{L2}$	$I_{L2}$
$\Delta I_{L3} = \Delta I_0$	$I_0$
Frequência de Chaveamento	100 kHz

##### A. Dimensionamento do Indutor $L_1$ :

De acordo com o primeiro estágio de operação, a tensão sobre o indutor  $L_1$  é definida como:

$$V_{L1} = V_i = L_1 \times \frac{\Delta I_{L1}}{D \times T} \quad (15)$$

De (6) e considerando  $V_i$  igual a  $180 V_{CC}$ , o valor da  $L_1$  é:

$$L_1 = \frac{V_i \times D}{1,5 \times f_s \times I_{L1}} = 1,03 mH \quad (16)$$

##### B. Dimensionamento do Indutor $L_2$

De acordo com o primeiro estágio de operação, a tensão sobre o indutor  $L_2$  é definida como:

$$V_{L2} = V_{C1} = L_2 \times \frac{\Delta I_{L2}}{D \times T} \quad (17)$$

De (8) e considerando  $V_i$  igual a  $180 V_{CC}$ , o valor de  $L_2$  é:

$$L_2 = \frac{V_{C1} \times D}{f_s \times I_{L2}} = 18,6 mH \quad (18)$$

##### C. Dimensionamento do Indutor $L_3$

De acordo com o segundo estágio de operação, a tensão sobre o indutor  $L_3$  é definido como:

$$V_{L3} = V_o = L_3 \times \frac{\Delta I_{L3}}{(1 - D) \times T} \quad (19)$$

Das especificações do projeto, o valor de  $L_3$  é:

## V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

$$L_3 = \frac{V_o \times (1-D)}{f_s \times I_{L3}} = 29,2mH \quad (20)$$

### D. Dimensionamento do Capacitor $C_1$

De acordo com o primeiro estágio de operação, a corrente através do capacitor  $C_1$  é definida como:

$$I_{C1} = I_{L2} = C_1 \times \frac{\Delta V_{C1}}{D \times T} \quad (21)$$

De (2) e (8), o valor de  $C_1$  é:

$$C_1 = \frac{I_{L2} \times D}{0,2 \times f_s \times V_{C1}} = 100nH \quad (22)$$

### E. Dimensionamento do Capacitor $C_2$

De acordo com a primeira fase da operação, a corrente através do capacitor  $C_2$  é definida como:

$$I_{C2} = I_{L3} = C_2 \times \frac{\Delta V_{C2}}{D \times T} \quad (23)$$

De (4) e (12), o valor de  $C_2$  é:

$$C_2 = \frac{I_{L3} \times D}{0,2 \times f_s \times V_{C2}} = 9,4nH \quad (24)$$

### F. Dimensionamento do Capacitor $C_3$

Considerando que a forma de onda em  $I_{C3}$  é triangular, a carga elétrica ( $\Delta Q$ ) entregue ao capacitor  $C_3$ :

$$\Delta Q_{C3} = \frac{\Delta I_{C3}}{4} \times \frac{T}{2} = \frac{\Delta I_{C3}}{8 \times f} \quad (25)$$

De acordo com o segundo estágio de operação:

$$\Delta I_{C3} = \frac{V_o \times (1-D) \times T}{L_3} \quad (26)$$

O ripple de tensão em  $C_3$  é:

$$\Delta V_{C3} = \Delta V_o = \frac{\Delta Q_{C3}}{C_3} \quad (27)$$

De (25), (26) e (27), o valor do capacitor  $C_3$  é:

$$C_3 = \frac{V_o \times (1-D)}{8 f_s^2 \times L_3 \times \Delta V_o} = 100\mu H \quad (28)$$

Com o propósito de comprovar o desempenho do conversor Boost2-Buck, um protótipo foi construído em laboratório com os parâmetros descritos na Tabela II.

A Figura 6 mostra a forma de onda entre dreno e fonte ( $V_{DS}$ ) na chave S e a forma de onda da corrente no indutor  $L_1$  quando o conversor é alimentado com tensão de  $12 V_{CC}$ .

Neste experimento, a razão cíclica é de 76,4%, proporcionando um ganho de tensão de 13,75, o que está de acordo com o ganho de 13,85 fornecido pela equação (13). Além disso, a operação do conversor com ganho maior que um indica que as características do conversor Boost2 estão prevalecendo sobre as características do conversor Buck.

Vale salientar que o conversor Boost2 proporciona elevado ganho sem que a razão cíclica seja extremamente elevada, facilitando o controle e permitindo que o conversor opere em frequência de chaveamento elevada.

**TABELA II**  
**Parâmetros do conversor**

Parâmetros	Valores
Chave S	SPB17N80C3
Frequência de chaveamento	100 kHz
Indutor $L_1$	1,03 mH
Indutor $L_2$	18,6 mH
Indutor $L_3$	29,2 mH
Capacitor $C_1$	100 nF
Capacitor $C_2$	9,4 nF
Capacitor $C_3$	100 $\mu$ F
Diodos $D_1$ , $D_2$ e $D_3$	APT15D100K

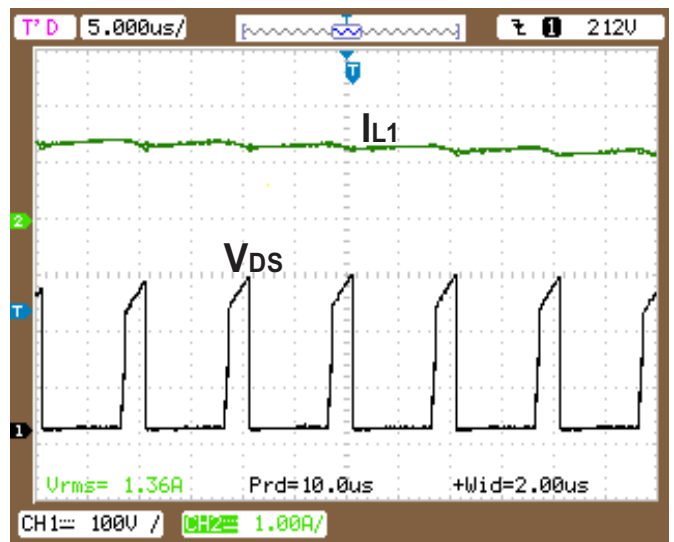


Fig. 6. Formas de onda da tensão  $V_{DS}$  na chave S (100 V/Div) e da corrente no indutor de entrada  $I_{L1}$  (1 A/Div) para  $V_i = 12 V_{CC}$ .

A Figura 7 apresenta a tensão  $V_{DS}$  na chave S e a corrente  $I_0$  no vetor de LEDs quando o conversor é alimentado com uma fonte de  $12V_{CC}$  e razão cíclica de 76,4%.

A Figura 8 exibe a tensão  $V_{DS}$  na chave S e a corrente no indutor  $L_1$  quando o conversor é alimentado pela rede de distribuição de  $127 V_{CA}$  ( $180 V_{CC}$ ).

Neste experimento, a razão cíclica é de 35%, proporcionando um ganho de tensão de 0,90 e valor de ganho próximo ao ganho teórico de 0,83 fornecido pela equação (13). Nesta situação de ganho menor que um, as características do conversor Buck estão prevalecendo sobre as características do conversor Boost2.

A Figura 9 mostra a tensão  $V_{DS}$  na chave S e a corrente  $I_0$  no vetor de LEDs quando o conversor é alimentado com uma fonte de  $127 V_{CA}$  e razão cíclica de 35%.

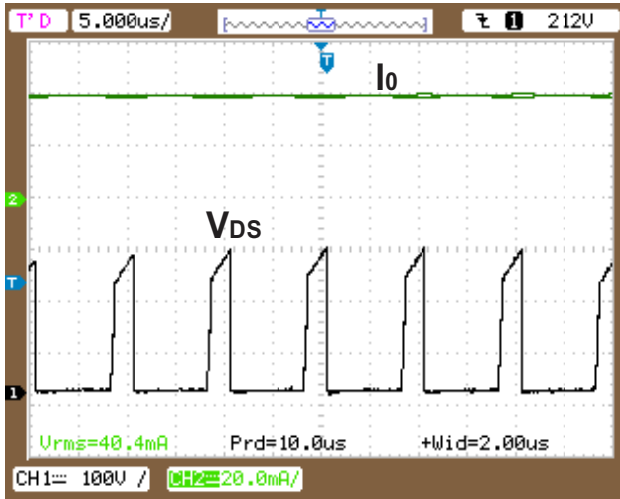


Fig. 7. Formas de onda da tensão  $V_{DS}$  na chave S (100 V/Div) e da corrente de saída  $I_0$  (20 mA/Div) para  $V_i = 12 V_{CC}$ .

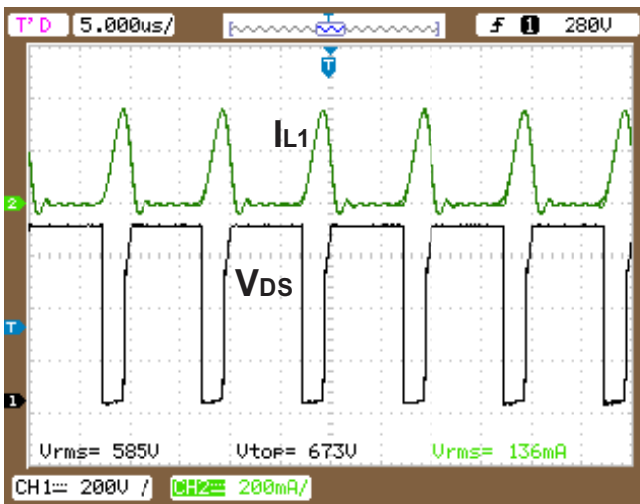


Fig. 8. Formas de onda da tensão  $V_{DS}$  na chave S (200 V/Div) e da corrente  $I_{L1}$  (200 mA/Div) para  $V_i = 180 V_{CC}$ .

A Figura 10 apresenta o comportamento da tensão no capacitor de saída e a corrente de saída para a tensão de entrada de  $180 V_{CC}$ .

A Figura 11 mostra o gráfico da tensão CA de entrada em função do rendimento do conversor implementado. O experimento foi realizado com o Medidor Digital de Potência WT 230 da YOKOGAWA. De acordo com os resultados experimentais obtidos, este conversor apresentou rendimento máximo para uma tensão de 90 V.

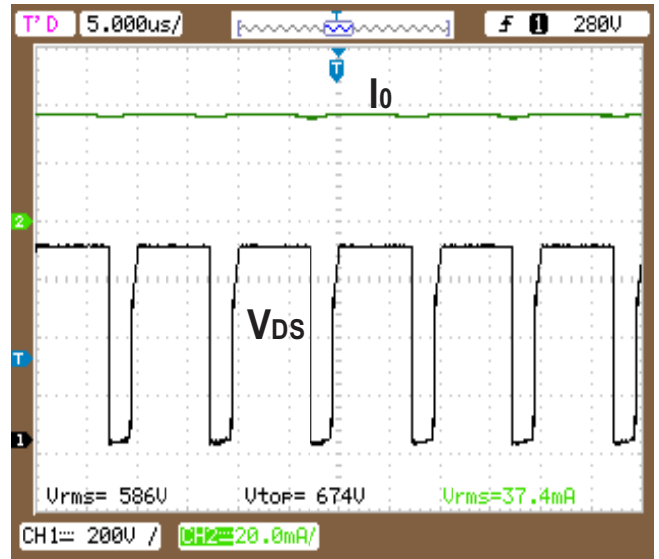


Fig. 9. Formas de onda da tensão  $V_{DS}$  na chave S (200 V/Div) e da corrente de saída  $I_0$  (20 mA/Div) para  $V_i = 180 V_{CC}$ .

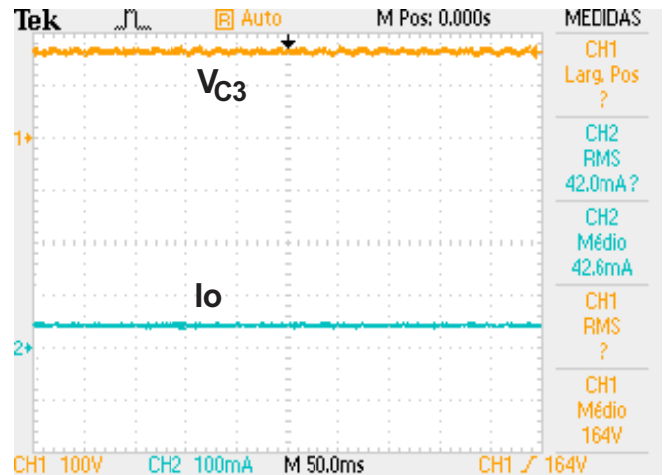


Fig. 10. Formas de onda da tensão no capacitor  $C_3$  (100 V/Div) e da corrente de saída  $I_0$  (100 mA/Div) para  $V_i = 180 V_{CC}$ .

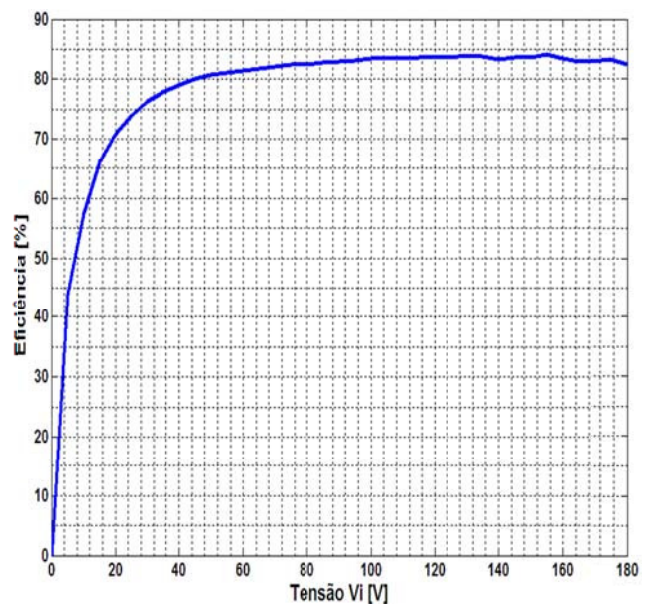


Fig. 11. Curva do rendimento em função da tensão CA de entrada.

## VI. CONCLUSÕES

Este artigo apresentou o projeto e a implementação de um conversor Boost-Quadrático-Buck, que apresenta uma faixa larga de conversão de tensão, permitindo que seja alimentado por uma bateria de 12 V<sub>CC</sub> ou pela rede de energia elétrica de 127 V<sub>CA</sub>, ideal para o acionamento de um vetor de LED empregado na Terapia Fotodinâmica. Além disso, o conversor implementado apresenta uma única chave ativa e somente duas etapas de operação, apesar de ser composto por dois conversores Boost e um conversor Buck.

Portanto, o diferencial da proposta apresentada em relação a trabalhos anteriores é a possibilidade de se utilizar o conversor em uma faixa larga de conversão podendo o mesmo operar como elevador ou abaixador de tensão, com uma única chave ativa.

Por fim, os resultados experimentais extraídos de um protótipo construído em laboratório, demonstram que o conversor implementado impõe a corrente desejada no vetor de LED, tanto para a tensão máxima quanto para a tensão mínima especificada, comprovando sua operação em uma faixa larga de tensão de entrada que vai de 12 V<sub>CC</sub> até 180 V<sub>CC</sub>.

## AGRADECIMENTOS

A FAPEMIG/CNPq pelo apoio financeiro e aos amigos Lucas Ferreira de Paula e Vinícius Rodrigues Borges pelo auxílio técnico.

## REFERÊNCIAS

- [1] F. I. Simplicio, F. Maionchi, N. Hioka, “Terapia Fotodinâmica: aspectos farmacológicos, aplicações e avanços recentes no desenvolvimento de medicamentos”. *Química Nova*. (S.I.), v.25, n.5, p.801-807, Set. 2002.
- [2] A. E. H. Machado, “Terapia Fotodinâmica: princípios, potencial de aplicação e perspectivas”. *Química Nova*. (S.I.), v.23, n.2, p.237-244, Mar. 2000.
- [3] M. J. Shikowitz, et al. “Efficacy of DHE photodynamic therapy for respiratory papillomatosis: immediate and long-term results”. *Laryngoscope*. United States, v.108, n.7, p.962-967, 1998.
- [4] A. Pieslinger, et al. “Characterization of a simple and homogeneous irradiation device based on light-emitting diodes: A possible low-cost supplement to conventional light sources for photodynamic treatment”. *Medical LASER Application*. Germany, v.21, n.4, p.277-285, Nov. 2006.
- [5] A. Juzeniene, et al. “Effectiveness of different light sources for 5-aminolevulinic acid photodynamic therapy”. *LASERS in Medical Science*. (S.I.), v.19, n.3, p.139-149, Dec. 2004.
- [6] Site do Alldatasheet: WP7113PR51C/A : T-1 3/4 (5mm) SOLID STATE LAMP Kingbright Corporation. Disponível em: <<http://pdf1.alldatasheet.co.kr/datasheet-pdf/view/187795/KINGBRIGHT/WP7113PR51C/A.htm>>. Acessado em: Abr. 2010.
- [7] F. Bernitz, O. Schallmoser, W. Sowa, “Advanced Electronic Driver for Power LEDs with Integrated Colour Management”, *Industry Applications Conference 41st IAS Annual Meeting*. IEEE, vol. 5, pp. 2604 – 2607, October 2006.
- [8] M. Rico-Secades, A. J. Calleja, J. Cardesin, J. Ribas, E. L. Corominas, J. M. Alonso, J. García, “Driver for High Efficiency LED Based on Flyback Stage With Current Mode Control for Emergency Lighting System”, *Industry Applications Conference, 39th IAS Annual Meeting*, vol. 3, pp.1655-1659, October 2004.
- [9] A. J. Calleja, M. Rico-Secades, J. Cardesin, J. Ribas, E. L. Corominas, J. M. Alonso, J. García, “Evaluation of a High Efficiency Boost Stage to Supply a permanent LED Emergency Lighting system”, *Industry Applications Conference, 39th IAS Annual Meeting*, vol. 2, pp.1390-1395, Oct 2004.
- [10] G. Sauerlander, D. Hente, H. Radermacher, E. Waffenschmidt, J. Jacobs, “Driver Electronics for LEDs”, *Industry Applications Conference 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE*, vol. 5, 8-12, PP. 2621 – 2626, October 2006.
- [11] J. A. Morales-Saldaña, E. E. Carbajal-Gutierrez, J. Leyva-Ramos, “Modeling of switch-mode DC-DC cascade converters”, *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, 38(1), pp. 295–299, 2002.
- [12] H. Matsuo, K. Harada, “The cascade connection of switching regulators”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 12(2), pp. 192–198, 1976.
- [13] D. Maksimovic, S. Cuk, “Switching converters with wide dc conversion range”, *IEEE Transaction on Power Electronics*, 6(1), pp. 151–157, 1991.
- [14] M. Pacheco, A. J. Do Nascimento, V. J. Farias, J. B. Vieira, L. C. Freitas, “A quadratic buck converter with lossless commutation”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 47(2), pp. 264–272, 2000.
- [15] E. E. Carbajal-Gutierrez, J. A. Morales-Saldaña, J. Leyva-Ramos, “Modeling of a single-switch quadratic buck converter”, *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, 41(4), pp. 1451–1457, 2005.
- [16] L. H. S. C. Barreto, E. A. A. Coelho, V. J. Farias, L. C. de Freitas; J. B., Vieira Jr. “A Quasi-Resonant Quadratic Boost Converter Using a Single Resonant Network”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 552 – 557, vol. 52, 2005.

## DADOS BIOGRÁFICOS

**Welker Gomes Silva**, nascido em 02/04/1985 em Canápolis, MG, é graduado em engenharia elétrica pela Universidade Federal de Uberlândia. Suas Áreas de interesse são: conversão de potência em alta frequência, Conversores DC-DC.

**Diógenes Simão Rodovalho**, nascido em 19/06/1981 em Íbiá, MG, é engenheiro eletricitista (2006) pela Universidade Federal de Uberlândia. Atualmente aluno do curso de pós-graduação em Engenharia Elétrica na Área de Eletrônica de Potência. Suas Áreas de interesse são: conversão de potência em alta frequência, Conversores DC-AC, Lâmpadas AID, modelamento e controle de conversores.

**Fábio Vincenzi Romualdo da Silva**, nascido em 30/08/1974 em Itapuá-SP, é engenheiro eletricitista (2000) pela Universidade Federal de Uberlândia, mestre (2003) e doutor em Engenharia Elétrica (2007) pela Universidade Federal de Uberlândia. Suas áreas de interesse são: conversão de potência em alta frequência, modelamento e controle de conversores, circuitos para correção de fator de potência e novas topologias de conversores. Dr. Fábio é membro da SOBRAEP e IEEE.

**Josué Silva de Moraes**, nascido em 08/03/1981 em Uberlândia-MG, é engenheiro eletricitista (2003) pela Universidade Federal de Uberlândia, mestre (2010) pela mesma instituição. Atualmente é professor assistente da Universidade Federal de Uberlândia. Suas áreas de interesse são: Identificação, controle, análise e predição de sistemas.

**Luiz Carlos de Freitas**, nascido em 01/04/1952 em Monte Alegre-MG, é engenheiro eletricitista (1975) pela Universidade Federal de Uberlândia, mestre (1985) e doutor em Engenharia Elétrica (1992) pela Universidade Federal de Santa Catarina. Atualmente é professor titular da Universidade Federal de Uberlândia. Suas áreas de interesse são: conversão de potência em alta frequência, modelamento e controle de conversores, circuitos para correção de fator de potência e novas topologias de conversores. Dr. de Freitas é membro fundador da SOBRAEP.

**Ernane Antônio Alves Coelho**, nasceu em Teófilo Otoni, Minas Gerais, em 1962. Recebeu a graduação em engenharia elétrica pela Universidade Federal de Minas Gerais em 1987, o título de mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina em 1989 e o título de doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Minas Gerais em 2000. Atualmente é professor Adjunto do curso de Engenharia Elétrica na Universidade Federal de Uberlândia. Ele tem mais de 100 artigos científicos publicados. Suas áreas de interesse são: Inversores PWM, correção de fator de potência e controle digital baseado em microcontroladores e DSPs.

**João Batista Vieira Júnior**, nascido em 23/04/1955 em Panamá-GO, é engenheiro eletricitista (1980) pela Universidade Federal de Uberlândia, mestre (1984) e doutor em Engenharia Elétrica (1991) pela Universidade Federal de Santa Catarina. Atualmente é professor titular da Universidade Federal de Uberlândia. Suas áreas de interesse são: conversão de potência em alta frequência, modelamento e controle de conversores, circuitos para correção de fator de potência e novas topologias de conversores. Dr. Vieira Jr. é membro fundador da SOBRAEP.