

ANÁLISE, PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR BOOST-BUCK QUADRÁTICO EM UM SISTEMA DE ILUMINAÇÃO UTILIZANDO LÂMPADA DE LEDs

Rafael A. Lodo, Welker G. Silva, Luiz C. Freitas, Ernane A. A. Coelho, Luiz C. G. Freitas e João B. Vieira Júnior

Núcleo de Pesquisa em Eletrônica de Potência (NUPEP)
Universidade Federal de Uberlândia (UFU) - Faculdade de Engenharia Elétrica (FEELT)
Uberlândia, Minas Gerais, Brasil 38400-902
e-mails: rafaellodo@yahoo.com.br; welkergomes@yahoo.com.br; batista@ufu.br

Resumo - Pesquisas recentes têm apontado para os LEDs como a tecnologia mais eficiente e durável a ser utilizada em iluminação, no entanto, estes requerem um conversor com a finalidade de controlar a corrente elétrica que flui através da lâmpada a LED. Neste contexto, este trabalho apresenta a análise, projeto e implementação de um conversor com ampla faixa de tensão de entrada chamado Boost-Buck Quadrático. Este utiliza um único interruptor e uma estratégia de controle de simples implementação, e foi projetado para acionar uma lâmpada a LED de 12 W utilizada tanto em sistemas de iluminação de emergência, como iluminação convencional. A principal característica deste sistema é o fato de poder ser alimentado tanto por uma bateria (12 V_{CC}) quanto pela rede CA convencional (90 a 240 V_{rms}). Para comprovação dos resultados teóricos, são apresentados os resultados experimentais obtidos através de um protótipo construído em laboratório.

Palavras-Chave – Conversor Boost-Buck Quadrático, Iluminação, LED.

ANALYSIS, DESIGN AND IMPLEMENTATION OF A BOOST-BUCK QUADRATIC CONVERTER APPLIED TO AN LIGHTING SYSTEM USING LED LAMPS

Abstract – Currently research has pointed to LEDs as the technology more efficient and durable to be used in lighting, however, it requires a static converter in order to control the electrical current flowing through the LED lamp. In this context, this work present the analysis, design and implementation of a DC/DC converter with wide input voltage range called Boost-Buck Quadratic. This converter presents only one switch and a simple control strategy and was designed to drive a 12 W LED lamp commonly used both in emergency lighting systems, as conventional lighting. The main feature of the proposed system is that it can be supplied by a battery

(12 V_{DC}) as well as by the conventional AC network (90 to 240 V_{rms}). In order to verify the effectiveness of the proposed structure, the experimental results obtained through a laboratory prototype, are presented in the end.

Keywords – Wide input voltage range, Boost-Buck Quadratic, LED lamp.

NOMENCLATURA

V_i	Tensão de entrada
V_o	Tensão de saída
I_o	Corrente de saída
f_s	Frequência de chaveamento
D	Razão cíclica
T_s	Período de chaveamento
V_{C1}	Tensão no capacitor C1
V_{C2}	Tensão no capacitor C2
V_{C3}	Tensão no capacitor C3
V_{C4}	Tensão no capacitor C4
V_{C5}	Tensão no capacitor C5
I_{L1}	Corrente no indutor L1
I_{L2}	Corrente no indutor L2
I_{L3}	Corrente no indutor L3

I. INTRODUÇÃO

Atualmente, existe uma grande preocupação com as tecnologias utilizadas em iluminação, entre elas pode-se destacar: a eficiência, a durabilidade, a robustez, a ausência de metais pesados no processo de fabricação, entre outras. A iluminação através de lâmpadas incandescentes, sobretudo, a iluminação residencial, vem sendo substituída em inúmeros países, em consequência de sua baixa eficiência, por lâmpadas fluorescentes compactas (LFC), tratando-se de uma alternativa encontrada para reduzir o consumo de energia elétrica no planeta. No entanto, Diodos Emissores de Luz (LEDs) apresentam maior eficiência e maior vida útil quando comparado às lâmpadas fluorescentes [1].

Os LEDs surgiram no início do século passado, quando um material sólido submetido a uma corrente elétrica emitia uma luz de brilho fraco e amarelado. Este fenômeno foi chamado de eletroluminescência. No início, eram utilizados apenas em iluminação indicativa, mas devido ao

Artigo submetido em 12/11/2012. Revisado em 08/02/2013. Aceito para publicação em 27/02/2013 por recomendação do editor Ricardo Nederson do Prado.

desenvolvimento de LEDs de maior potência e com maior eficiência luminosa, tornou possível sua utilização em iluminação de ambientes. Entretanto, os LEDs convencionais não podem ser ligados diretamente à rede elétrica, pois operam com tensão e corrente constantes, tornando necessário o uso de um conversor estático para limitar o corrente que flui através da junção [2].

Ao contrário de outros tipos de lâmpadas, os LEDs apresentam características desejáveis para iluminação artificial de ambientes, entre as quais destacam-se [3]:

- Vida útil extremamente longa, aproximadamente 50000 horas.
- Extremamente robustos, porque não possuem filamentos ou componentes de vidro, tornando-se insensíveis aos movimentos e às vibrações.
- Não emitem raios UV (ultravioleta) e IV (infravermelho).

Além das vantagens supracitadas, em [5] é apresentado um estudo comparativo de sistemas de iluminação pública entre lâmpadas de alta pressão de vapor de sódio e iluminação de estado sólido (LEDs), demonstrando as vantagens do LED em relação à iluminância média, índice de reprodução de cores, consumo de energia, vida útil e, além disso, mostra também que o olho humano é mais sensibilizado a certos comprimentos de onda de luz, dependendo da condição fotométrica. Então, na condição escotópica, que é a que mais se assemelha a iluminação pública, uma fonte de luz com menor eficiência luminosa, que é o caso dos LEDs, pode ser mais sensibilizante ao olho humano quando comparado com uma fonte de luz com maior eficiência luminosa, que é o caso da lâmpada de vapor de sódio em alta pressão, quando estas incidem em uma mesma superfície. Assim, sabendo que os LEDs representam uma significativa redução no consumo de energia, e que o consumo global de energia com iluminação está estimado em cerca de 19% da quantidade total de energia consumida no mundo [4], é possível estimar que essa percentagem seja reduzida pela metade usando a iluminação de estado sólido, o que representa cerca de 10% do consumo total de energia [5].

Embora a iluminação a LEDs proporcione uma redução significativa do consumo de energia, o seu custo de implementação ainda é elevado e ainda existem lâmpadas de vapor de sódio em alta pressão que possuem uma maior eficiência luminosa. No entanto, conforme evidenciado em [6], estima-se que o brilho dos LEDs aumente trinta vezes a cada dez anos e o seu custo diminua dez vezes no mesmo período. Então é esperado que nos próximos anos, existirão LEDs mais eficientes por um preço mais acessível, como já aconteceu com outras tecnologias como as lâmpadas fluorescentes compactas. Assim, os LEDs serão dispositivos mais eficientes que representam um grande potencial para promover redução do consumo de energia.

Quanto ao desenvolvimento de dispositivos para o acionamento de LEDs, trabalhos anteriores apresentaram propostas de conversores em cascata proporcionando uma ampla faixa de tensão de entrada [7]-[10]. No entanto, dependendo da aplicação, os conversores são projetados para elevar ou reduzir a tensão de entrada, de acordo com a tensão nominal da lâmpada a LED a ser controlada. Por isso os conversores para acionar LEDs com ampla faixa de tensão de alimentação são muito atrativos, pois podem acionar a

mesma lâmpada de LEDs tanto para iluminação de emergência (alimentação $12 V_{CC}$) como para iluminação convencional ($90-240 V_{rms}$).

Diante dessa perspectiva, este trabalho apresenta o projeto, a implementação e a análise experimental de um conversor Boost-Buck Quadrático, também chamado Boost-Buck2, projetado para acionar LEDs de potência usando uma única chave ativa e utilizando o circuito integrado HV9930 para realizar o controle da chave. Este conversor pode operar com a tensão de entrada variando de $12 V_{CC}$ (tensão de uma bateria) até a faixa de tensão universal ($90-240 V_{rms}$), e apesar da ampla faixa de tensão de alimentação, a técnica de controle e sua implementação são bastante simples. A fim de verificar a eficácia do conversor proposto acionando uma lâmpada de LED, análises teóricas e experimentais detalhadas são apresentadas neste trabalho.

II. CONVERSOR BOOST-BUCK2

A topologia do conversor Boost-Buck2 é equivalente a um conversor Boost convencional em cascata com dois conversores Buck, consequentemente, este pode operar como elevador ou abaixador. Desta maneira, quando o conversor opera como elevador, seu ganho depende diretamente da razão cíclica, e quando opera como abaixador, seu ganho tem uma relação quadrática com a razão cíclica, o que proporciona uma ampla faixa de tensão de entrada, e impede que a razão cíclica torne-se muito pequena para elevadas tensões de alimentação. Além disso, o conversor apresenta a característica de fonte de corrente tanto na entrada quanto na saída, o que proporciona uma baixa ondulação de tensão em ambas, ideal para o acionamento de LEDs, e com a vantagem de utilizar uma única chave ativa. A Figura 1 mostra o circuito elétrico do conversor proposto.

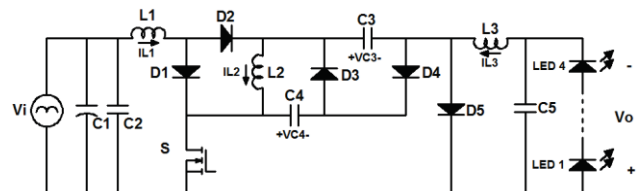


Fig. 1. O circuito elétrico do conversor Boost-Buck2.

Para o conversor operando em regime permanente, com a corrente através dos indutores em modo de condução contínua (MCC), este apresenta duas etapas de operação.

Primeira etapa: A primeira etapa tem início quando a chave S é colocada em condução. Durante esta etapa os diodos D_1 e D_4 estão conduzindo, e os diodos D_2 , D_3 e D_5 estão bloqueados. O indutor L_1 é carregado linearmente com energia da fonte V_i e os capacitores C_3 e C_4 , transferem energia para os indutores L_2 e L_3 , e capacitor C_5 . A Figura 2 ilustra a primeira etapa de operação do conversor.

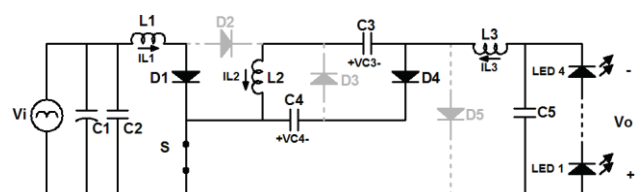


Fig. 2. Primeira etapa de operação do conversor Boost-Buck2.

Segunda etapa: A segunda etapa tem início quando a chave S é colocada em bloqueio. Durante esta etapa os diodos D₂, D₃ e D₅ estão conduzindo, e os diodos D₁ e D₄ estão bloqueados. A corrente através do indutor L₁ decresce linearmente e desta maneira, o indutor L₁ transfere energia para o capacitor C₃, o indutor L₂ transfere energia para o capacitor C₄ e o indutor L₃ e o capacitor C₅ transferem energia para carga. A Figura 3 ilustra a segunda etapa de operação do conversor.

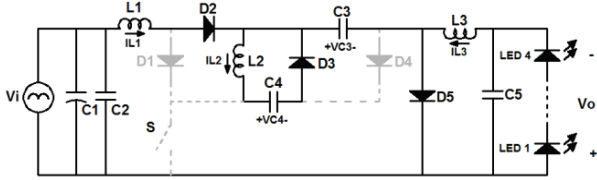


Fig. 3. Segunda etapa de operação do conversor Boost-Buck2.

A Figura 4 mostra as principais formas de onda teóricas do conversor Boost-Buck2, onde I_{Ln} e V_{Ln} indicam, respectivamente, corrente e tensão nos indutores L₁, L₂ e L₃, e I_{Cn} e V_{Cn} , indicam, respectivamente, corrente e tensão nos capacitores C₃ e C₄.

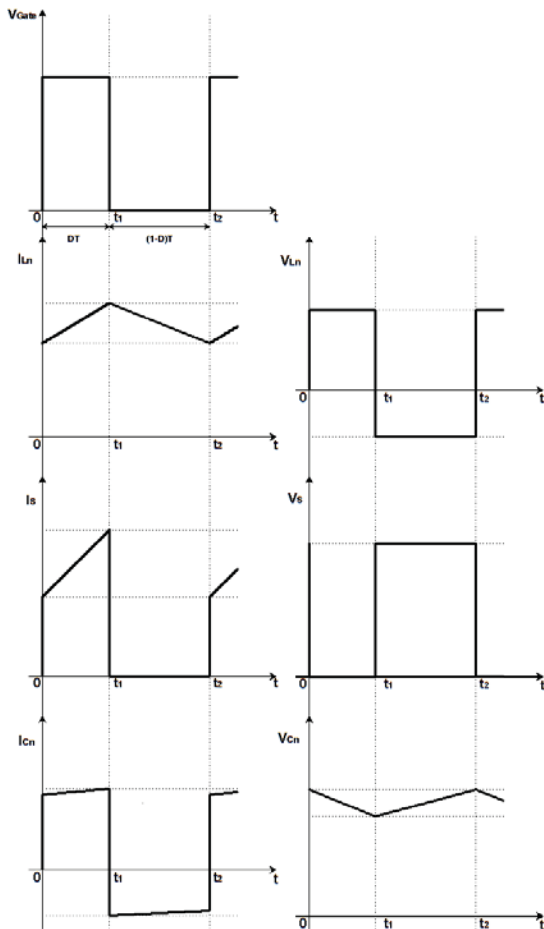


Fig. 4. Formas de onda teóricas para o conversor Boost-Buck2.

III. EQUAÇÕES BÁSICAS

Partindo do princípio de que a integral da tensão sobre os indutores em um período completo de chaveamento é zero, tem-se:

Para o indutor L₁:

$$V_i \times D \times T - (V_i - V_{C_3}) \times (1-D) \times T = 0 \quad (1)$$

Resolvendo (1) para V_{C_3} , obtém-se

$$V_{C_3} = \frac{V_i}{(1-D)} \quad (2)$$

Para o indutor L₂:

$$(V_{C_3} - V_{C_4}) \times D \times T - V_{C_4} (1-D) \times T = 0 \quad (3)$$

Resolvendo (3) para V_{C_4} , obtém-se,

$$V_{C_4} = V_{C_3} \times D \quad (4)$$

Para o indutor L₃:

$$(V_{C_4} - V_o) \times D \times T - V_o \times (1-D) \times T = 0 \quad (5)$$

Resolvendo (5) para V_o , obtém-se

$$V_o = V_{C_4} = V_{C_3} \times D \quad (6)$$

Substituindo (2) e (4) em (6), obtém-se

$$V_o = V_{C_3} = \frac{D^2}{(1-D)} \times V_i \quad (7)$$

De (7) encontra-se a equação do ganho estático do conversor Boost-Buck2.

$$G = \frac{V_o}{V_i} = \frac{D^2}{(1-D)} \quad (8)$$

Partindo do princípio de que a integral da corrente sobre os capacitores, para um período completo de chaveamento, é zero, tem-se:

Para o capacitor C₃,

$$I_{L_2} \times D \times T - I_{L_1} \times (1-D) \times T = 0 \quad (9)$$

Resolvendo (9) para I_{L_1} , obtém-se

$$I_{L_1} = I_{L_2} \times \frac{D}{(1-D)} \quad (10)$$

Para o capacitor C₄,

$$(I_{L_3} - I_{L_2}) \times D \times T - I_{L_2} \times (1-D) \times T = 0 \quad (11)$$

Resolvendo (11) para I_{L_2} , obtém-se

$$I_{L_2} = I_{L_3} \times D \quad (12)$$

Para o capacitor C₅,

$$(I_o - I_{L_3}) \times D \times T - (I_{L_3} - I_o) \times (1-D) \times T = 0 \quad (13)$$

Resolvendo (13) para I_0 , obtém-se

$$I_{L_3} = I_0 \quad (14)$$

Substituindo (12) em (14) obtém-se

$$I_{L_2} = I_0 \times D \quad (15)$$

De (10), (12) e (14) obtém-se

$$I_{L_1} = \frac{D^2}{(1-D)} \times I_0 \quad (16)$$

IV. O CONTROLE COM O HV9930

O HV9930 é um circuito integrado, fabricado pela Supertex, projetado para realizar o controle, por frequência variável PWM, de conversores CC-CC com a topologia Boost-Buck acionando lâmpadas a LED. Uma de suas facilidades de implementação, é a de possuir um regulador linear interno permitindo ser alimentado entre 8,0 V - 200 V, mantendo a tensão do pino VDD em 7,5 V. Além disso, o pino GATE pode ser conectado diretamente ao *gate* do MOSFET, e não existe a necessidade de circuitos de isolamento e amplificação de pulso. Entretanto, é recomendado que a capacitância de entrada (C_{iss}) do MOSFET não exceda 1000 pF. A Figura 5 mostra o diagrama de blocos do CI HV9930.

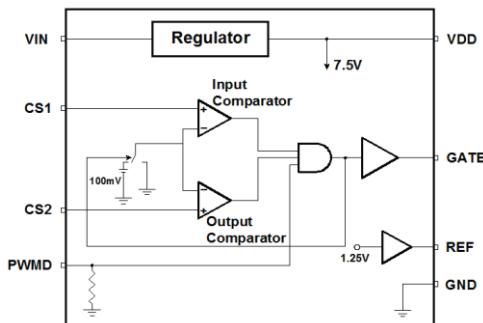


Fig. 5. Diagrama de blocos do HV9930.

Apesar do HV9930 ter uma ampla faixa de tensão de alimentação, a máxima tensão que este suporta é 200 V, que é 140 V menor que a máxima tensão de alimentação do conversor. Desta forma foi necessário projetar e construir uma fonte auxiliar, a partir de um secundário em um dos indutores do conversor, para alimentar o CI.

Escolheu-se o indutor L_3 para construção do transformador, pois a corrente média teórica através deste, está sempre com um valor constante de 700 mA, diferentemente dos indutores L_1 e L_2 , em que a corrente média varia de acordo com a tensão de alimentação do conversor. Porém, a fonte auxiliar funciona somente quando o conversor está em regime permanente, então, para que o CI seja alimentado e o conversor comece a funcionar e entre em regime permanente, é necessário inserir um circuito de partida [13] que fornece energia para o CI iniciar a operação do conversor. Observa-se que os componentes R, T e Z1, compõem o circuito que alimenta o CI na partida do conversor. O resistor R e o diodo zener Z1 formam um circuito que grameia a tensão na base do transistor T,

mantendo-a constante para toda a faixa de tensão de alimentação. Assim o transistor permanece polarizado na região linear, sempre no mesmo ponto de operação, fornecendo tensão constante no emissor para alimentar o CI. Em regime permanente, a fonte auxiliar inicia a operação, assim, a tensão nesta torna-se maior que a tensão no emissor do transistor polarizando reversamente o diodo D_6 , minimizando a dissipação de energia no transistor T. A Figura 6 mostra o HV9930 aplicado ao conversor Boost-Buck2.

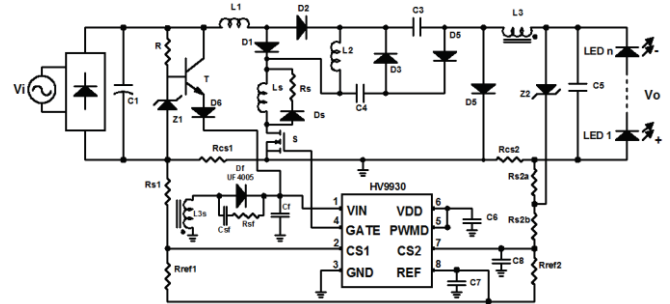


Fig. 6. HV9930 aplicado ao conversor Boost-Buck2.

V. PROJETO DO CONVERSOR BOOST-BUCK2

Os parâmetros de projeto do conversor Boost-Buck2 são mostrados na Tabela I.

TABELA I

Parâmetros de projeto do conversor Boost-Buck2.

PARÂMETROS	VALORES
Potência de saída	$P_0 = 12 \text{ W}$
Corrente de saída	$I_0 = 700 \text{ mA}$
Tensão de saída	$V_0 = 17,15 \text{ V}$
Tensão de entrada mínima	$V_{\text{imín}} = 12 V_{CC}$
Tensão de entrada máxima	$V_{\text{imáx}} = 240 V_{\text{RMS}} / 340 V_{CC}$
Ondulação de corrente em L_1	$\Delta I_{L1} = 0,9 \cdot I_{L1}$
Ondulação de corrente em L_2	$\Delta I_{L2} = 0,9 \cdot I_{L2}$
Ondulação de corrente em L_3	$\Delta I_{L3} = 0,2 \cdot I_{L3}$
Ondulação de tensão em C_3	$\Delta V_{C3} = 0,2 \cdot V_{C3}$
Ondulação de tensão em C_4	$\Delta V_{C4} = 0,2 \cdot V_{C4}$
Ondulação de tensão em C_5	$\Delta V_{C5} = 2 \text{ V}$
Mínima frequência de chaveamento	$f_{\text{smin}} = 80 \text{ kHz}$
Eficiência prevista	$\eta = 0,8$

Para o projeto dos indutores L_1 , L_2 e L_3 do conversor Boost-Buck2, será considerada a máxima tensão de entrada, $V_{\text{imáx}} = 340 V_{CC}$, que é a situação crítica para os indutores, e de (8) é encontrado que $D_{\text{mín}} = 0,2$. Da primeira etapa de operação, tem-se:

$$V_i = V_{L_1} = L_1 \times \frac{di_{L_1}}{dt_1} \quad (17)$$

Resolvendo (17) para L_1 , e de (16), tem-se:

$$L_1 = \frac{V_i}{\Delta I_{L_1}} \times D_{\text{mín}} \times T_{\text{smin}} \Rightarrow L_1 \cong 22 \text{ mH} \quad (18)$$

Da segunda etapa de operação, tem-se:

$$V_{C_4} = -V_{L_2} = -L_2 \times \frac{di_{L_2}}{dt_2} \quad (19)$$

Resolvendo (19) para L_2 , e de (6), tem-se:

$$L_2 = \frac{V_0 \times (1 - D_{\min})}{D \times \Delta I_{L_2}} \times T_{s_{\min}} \Rightarrow L_2 \cong 6.9 \text{ mH} \quad (20)$$

Da segunda etapa de operação, tem-se:

$$V_o = -V_{L_3} \Rightarrow V_o = -L_3 \times \frac{di_{L_3}}{dt_2} \quad (21)$$

O sinal negativo em (21), indica que a polaridade da tensão de saída é invertida em relação à tensão de entrada. Resolvendo (21) para L_3 , e de (14), tem-se:

$$L_3 = \frac{V_o \times (1 - D_{\min})}{\Delta I_{L_3}} \times T_{s_{\min}} \Rightarrow L_3 \cong 2.45 \text{ mH} \quad (22)$$

Para o projeto dos capacitores C_3 , C_4 e C_5 do conversor Boost-Buck2, será considerada a mínima tensão de entrada, $V_{i_{\min}} = 12 \text{ V}_{CC}$, que é a situação crítica para os capacitores, e de (8) é encontrado que $D_{\max} = 0,678$.

O capacitor de filtro do retificador pode ser calculado por [14]:

$$C_1 = \frac{P_i}{f_{ret} \times (V_{i_{pk}}^2 - (0,9 \times V_{i_{pk}})^2)} \Rightarrow C_1 \cong 41 \mu F \quad (23)$$

Da primeira etapa de operação, tem-se:

$$I_{L_2} = -I_{C_3} = -C_3 \times \frac{dV_{C_3}}{dt_1} \quad (24)$$

Resolvendo (24) para C_3 , e de (2) e (15), tem-se:

$$C_3 = \frac{I_{L_2} \times D_{\max}}{\Delta V_{C_3}} \times T_{s_{\min}} \Rightarrow C_3 \cong 544 \text{ nF} \quad (25)$$

Da segunda etapa de operação, tem-se:

$$I_{L_2} = I_{C_4} = C_4 \times \frac{dV_{C_4}}{dt_2} \quad (26)$$

Resolvendo (26) para C_4 , e de (6) e (15), tem-se:

$$C_4 = \frac{I_{L_2} \times (1 - D_{\max})}{\Delta V_{C_4}} \times T_{s_{\min}} \Rightarrow C_4 \cong 375 \text{ nF} \quad (27)$$

Considerando desprezível a ondulação de corrente na carga, então, $\Delta I_{L_3} = \Delta I_{C_5}$. Assim, a corrente média de carga do capacitor no tempo $T/2$ é $I_{C_5} = \Delta I_{L_3}/4$, então a ondulação de tensão no capacitor C_5 [15] é:

$$\Delta V_{C_5} = \frac{1}{C_5} \int_0^{T/2} \frac{\Delta I_{C_5}}{4} \times t \times dt = \frac{\Delta I_{C_5}}{8 \times C_5 \times f} \quad (28)$$

Assim, como $\Delta I_{L_3} = \Delta I_{C_5}$, e de (22) e (28) é obtido:

$$C_5 = \frac{V_o \times (1 - D_{\max})}{8 \times L_3 \times f^2 \times \Delta V_{C_5}} \cong 44 \text{ nF} \quad (29)$$

VI. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Os resultados experimentais foram alcançados através de um protótipo do conversor, que foi construído com os componentes descritos na Tabela II.

TABELA II
Componentes usados no protótipo do conversor Boost-Buck2.

Componentes	Valor
Indutor L_1	22 mH
Indutor L_2	6.9 mH
Indutor L_3	2.45 mH
Capacitor eletrolítico C_1	47 μ F
Capacitor poliéster C_3	560 nF
Capacitor poliéster C_4	390 nF
Capacitor poliéster C_5	47 nF
Mosfet S	STD8NM60N-1
Diodos D_1, D_2, D_3, D_4 e D_5	HFA30TA60C
LED $_1, LED_2, LED_3,$ e LED $_4$	EDSW-KLC8-B3/700 mA

Como a estrutura construída visa somente comprovar a funcionalidade do conversor, ou seja, não é uma versão industrial/comercial, alguns componentes utilizados foram superdimensionados, seja devido à disponibilidade em laboratório ou até mesmo a fim de suportar testes mais severos. A Figura 7 mostra a versão final do protótipo acionando uma lâmpada de LEDs de 12 W. A Figura 8 mostra a forma de onda de corrente através da lâmpada de LEDs para a mínima tensão de entrada, $V_i = 12 \text{ V}_{CC}$.

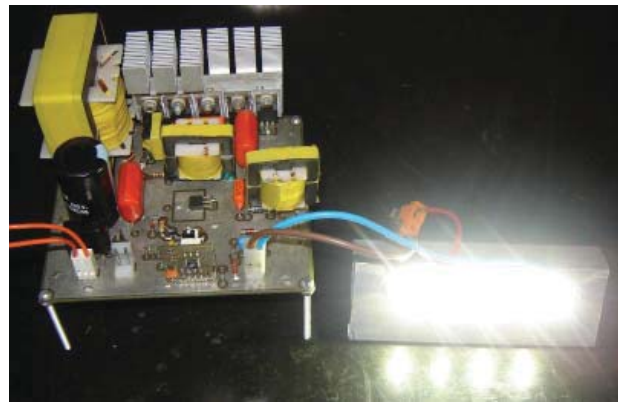


Fig. 7. Protótipo do conversor Boost-Buck2.

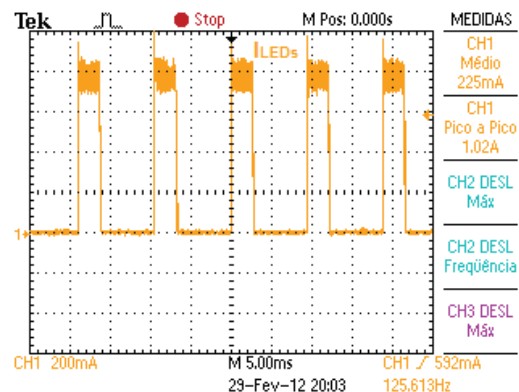


Fig. 8. Forma de onda da corrente na lâmpada de LEDs para $V_i = 12 \text{ V}_{CC}$ (200mA/Div).

Na Figura 8, que é a condição para a mínima tensão de entrada $V_i = 12 V_{CC}$, nota-se que a corrente através da lâmpada de LEDs está pulsada. Isso é uma característica inerente da estratégia de controle do CI HV9930 quando aplicado a conversores com ampla faixa de tensão de entrada. Desta maneira, em regime permanente, o controle por histerese fecha a chave S quando a corrente através do indutor L_3 alcança o limite inferior, e a abre quando a corrente alcança o limite superior, mantendo a corrente média em aproximadamente em 700 mA. Entretanto quando a chave S é fechada e a corrente de saída não alcança o limite superior, o controle mantém esta fechada até a corrente através do indutor L_1 alcançar o máximo valor de projeto, definido pelos resistores do sensor de corrente de entrada. Desta maneira a chave é aberta e o conversor retorna a operação normal por mais alguns milissegundos, como mostra a Figura 8.

Para a mínima tensão de entrada $V_i = 12 V_{CC}$, a corrente entregue a lâmpada de LEDs é pulsada reduzindo seu valor médio. Sabendo que a operação na mínima tensão de entrada é somente para iluminação de emergência, consultou-se a Norma NBR 10898:1999 [17], que cita que a distância máxima entre as luminárias de emergência deve ser equivalente a quatro vezes a altura livre entre as luminárias e o piso e a iluminância mínima no ponto médio entre as luminárias é de 3 lux para áreas planas e sem obstáculos e 5 lux para áreas com obstáculos e em escadas. Porém como a estrutura é projetada para operar tanto em iluminação de emergência como iluminação convencional, em [16] menciona-se que para uma iluminação uniforme do ambiente, a distância máxima entre as luminárias deve estar entre 1 e 1,5 vezes a altura útil entre a luminária e o piso.

Assim, foi realizado um ensaio com duas lâmpadas de LEDs fixadas a uma altura livre de 2 metros do piso e a uma distância de 3 metros entre as lâmpadas. No ponto médio entre as duas lâmpadas e com o conversor alimentado em $12 V_{CC}$, foi medido com o luxímetro uma iluminância de 10,2 lux. Então foi verificado que a iluminância que a lâmpada de LEDs emite com o conversor alimentado em $V_i = 12 V_{CC}$, atende a norma previamente mencionada. Apesar da corrente na lâmpada de LEDs ser pulsada, é observado somente um decréscimo no brilho desta, mas nenhuma ocorrência de cintilação.

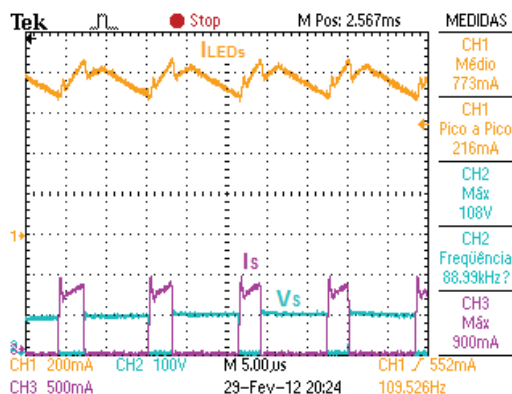


Fig. 9. Redução da escala de tempo da Figura 8. CH1: Forma de onda de corrente na lâmpada de LEDs; CH2 Forma de onda de tensão e CH3 forma de onda de corrente no MOSFET S para a tensão de entrada $V_i = 12 V_{rms}$.

A Figura 9 mostra a forma de onda de corrente na lâmpada de LEDs e as formas de onda de tensão e corrente no MOSFET S para a tensão de entrada de $V_i = 12 V_{CC}$, com uma menor escala de tempo ($5\mu s$) em relação à Figura 8 (5ms). As formas de onda apresentadas na Figura 9 mostram um momento que o conversor está operando normalmente e mantém a corrente através da lâmpada a LEDs em aproximadamente 770 mA.

A Figura 10 mostra a forma de onda de corrente na lâmpada de LEDs e as formas de onda de tensão e corrente no MOSFET S para a tensão de entrada de $V_i = 90 V_{rms}$. A Figura 11, Figura 12 e Figura 13, mostram as formas de onda de corrente na lâmpada de LEDs e as formas de onda de tensão e corrente do MOSFET S para a tensão de entrada de $V_i = 127 V_{rms}$, $V_i = 220 V_{rms}$ e $V_i = 240 V_{rms}$ respectivamente. Analisando as Figura 10, 11, 12 e 13, é possível perceber que para maiores valores de tensão de entrada a corrente na lâmpada de LEDs não está pulsada e está com valor médio de aproximadamente 780 mA.

Como o conversor Boost-Buck2 foi projetado para operar em iluminação de emergência ($12 V_{CC}$) e iluminação convencional ($90 - 240 V_{rms}$), foram realizados alguns ensaios simulando degraus na tensão de entrada. A situação crítica seria o conversor alimentado em $V_i = 12 V_{CC}$, sendo a razão cíclica do MOSFET S máxima, e em algum momento retornar a alimentação da rede $V_i = 220 V_{rms}$ na qual a razão cíclica de operação do MOSFET S é mínima. Se o controle com o CI HV9930 não atuar rapidamente na razão cíclica, poderia ocorrer uma elevação na corrente de saída do conversor, danificando permanentemente a lâmpada a LEDs.

A Figura 14 e Figura 15 mostram o transitório na forma de onda de corrente da lâmpada a LEDs e a tensão no *gate* do MOSFET S para degraus na tensão de entrada. O CH3 do osciloscópio ($V_{trigger}$) foi utilizado somente ligado a uma bateria a fim de conseguir a aquisição da forma de onda no momento da transição na tensão de entrada.

A Figura 15 mostra uma redução da escala de tempo da Figura 14, onde percebe-se a rápida atuação do controle na razão cíclica e frequência de operação do MOSFET S, mantendo a corrente média através da lâmpada de LEDs em valores aceitáveis.

A máxima eficiência global do protótipo, que foi aproximadamente 70%, deu-se quando este é alimentado com tensão de entrada de aproximadamente $V_i = 90 V_{rms}$. Na mínima tensão de entrada, $V_i = 12 V_{CC}$, que a corrente na lâmpada a LEDs está pulsada, a eficiência global foi aproximadamente 50%, e para a máxima tensão de entrada, $V_i = 240 V_{rms}$, a eficiência global medida estava em aproximadamente 60%.

É importante lembrar que a potência de entrada foi medida na alimentação CA do conversor e a potência de saída na lâmpada a LEDs, por isso diz-se eficiência global. Então foi medida a eficiência desde o retificador de entrada, conversor e fonte auxiliar. É importante ressaltar que o conversor Boost-Buck2 é composto por três conversores cascateados, assim, supondo que cada um dos três conversores apresenta eficiência de 90%, tem-se uma eficiência de 73% para os três conversores cascateados.

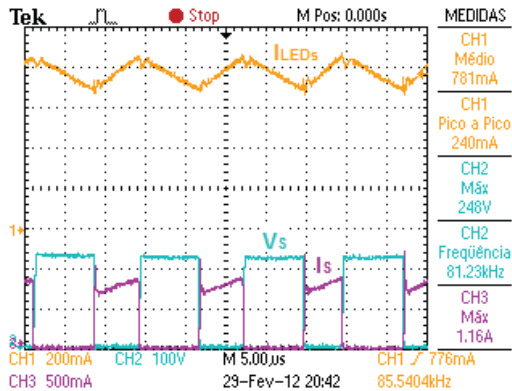


Fig. 10. CH1: Forma de onda de corrente na lâmpada de LEDs; CH2 Forma de onda de tensão e CH3 forma de onda de corrente no MOSFET S para a tensão de entrada $V_i = 90 V_{rms}$.

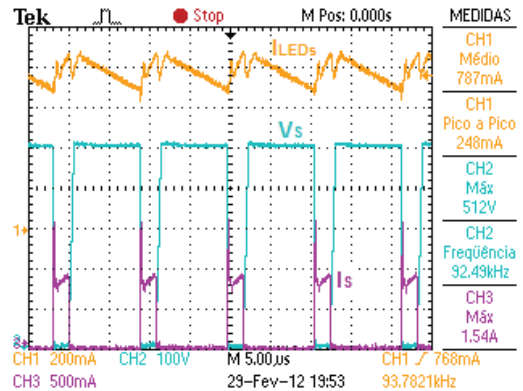


Fig. 13. CH1: Forma de onda de corrente na lâmpada de LEDs; CH2 Forma de onda de tensão e CH3 forma de onda de corrente no MOSFET S para a tensão de entrada $V_i = 240 V_{rms}$.

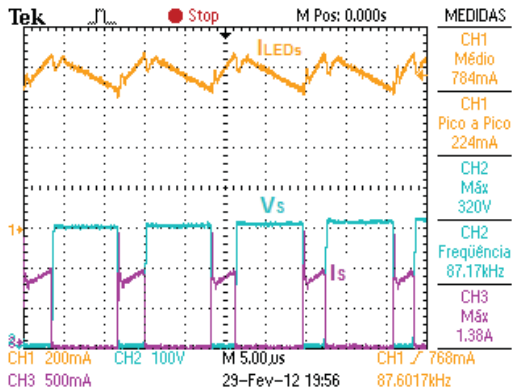


Fig. 11. CH1: Forma de onda de corrente na lâmpada de LEDs; CH2 Forma de onda de tensão e CH3 forma de onda de corrente no MOSFET S para a tensão de entrada $V_i = 127 V_{rms}$.

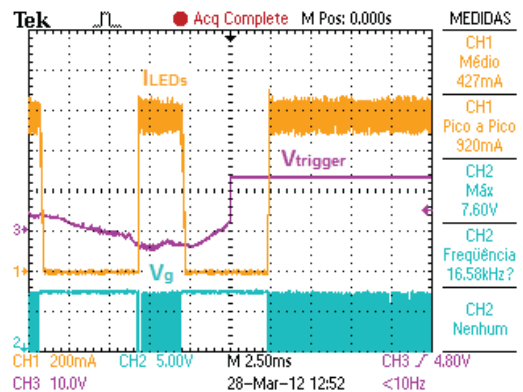


Fig. 14. Transitório na corrente da lâmpada de LEDs para degrau na tensão de entrada de $V_i = 12 V_{CC}$ para $V_i = 220 V_{rms}$. CH1: Forma de onda de corrente na lâmpada de LEDs; CH2 Forma de onda de tensão no gate do MOSFET S.

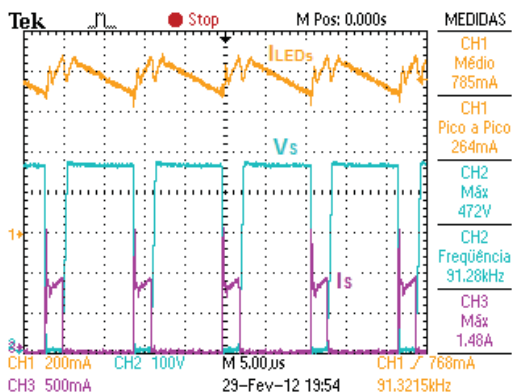


Fig. 12. CH1: Forma de onda de corrente na lâmpada de LEDs; CH2 Forma de onda de tensão e CH3 forma de onda de corrente no MOSFET S para a tensão de entrada $V_i = 220 V_{rms}$.

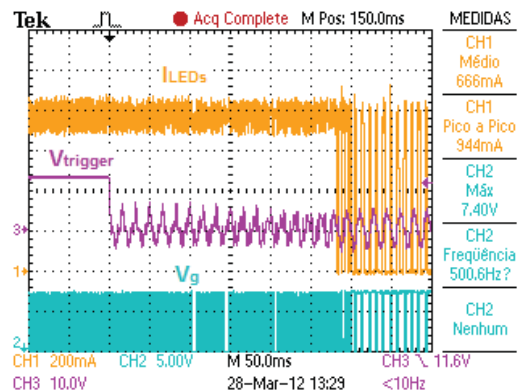


Fig. 15. Transitório na corrente da lâmpada de LEDs para degrau na tensão de entrada de $V_i = 220 V_{rms}$ para $V_i = 12 V_{CC}$. CH1: Forma de onda de corrente na lâmpada de LEDs; CH2 Forma de onda de tensão no gate do MOSFET S.

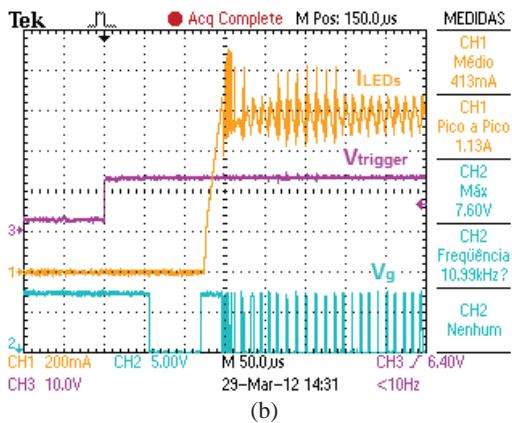


Fig. 16. Redução da escala de tempo da Fig. 15. CH1: Forma de onda de corrente na lâmpada de LEDs; CH2 Forma de onda de tensão no gate do MOSFET S.

VII. CONCLUSÕES

Este artigo teve objetivo de analisar e projetar o conversor Boost-Buck2 e avaliar a sua funcionalidade usando CI HV9930 para o controle da chave S. Assim, esta topologia traz grande flexibilidade operacional, pois o conversor foi concebido para funcionar a partir da tensão de uma bateria (12 V_{CC}) até a tensão de entrada universal CA (90 – 240 V_{rms}), além disso, a técnica de controle e a sua implementação é muito simples com o CI HV9930. Portanto, um único dispositivo pode ser utilizado em situações de iluminação de emergência e iluminação convencional. Assim, o conversor torna-se muito atraente do ponto de vista técnico e econômico para aplicações industriais e comerciais.

Através da análise experimental realizada, verificou-se que, para uma tensão de entrada mínima, a corrente na lâmpada de LED foi pulsada. No entanto, os resultados satisfazem a NBR 10898:99. Por outro lado, a corrente na lâmpada de LED pulsada, permite que sua junção trabalhe a uma temperatura inferior da operação normal, aumentando a vida útil dos LEDs.

Para a tensão de entrada universal CA (90 - 240 V_{rms}), os resultados experimentais mostram que a corrente na lâmpada de LED não foi pulsada, comprovando a funcionalidade do conversor Boost-Buck2 e do CI HV9930.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem o suporte financeiro conseguido junto aos seguintes órgãos de fomento, CNPq (Processo N° 301209/2010-3), FAPEMIG e CAPES.

REFERÊNCIAS

[1] M. Cervi, D. Pappis, T. B. Marchesan, A. Campos, R. N. do Prado, “A Semiconductor Lighting System Controlled Through a Lin Network to Automotive Application”, in *Proc. of 40th IAS Annual Meeting Industry Applications Conference*, pp. 1603-1608, 2005.
 [2] R. A. Pinto, M. R. Cosetin, T. B. Marchesan, A. Campos, R. N. do Prado, “Lampada Compacta Empregando LEDs de Alto Brilho”, in *Proc. of Congresso Brasileiro de Automática*, pp. 1-6, 2008.

[3] J. R. de Brito, L. C. de Freitas, V. J. Farias, E. Coelho, J. B. Vieira, “LED Lamp Drive Using a Converter with Wide Range Conversion Microcontroller-Based”, in *Proc. of 34th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 1988 – 1993, 2008.
 [4] http://www.metodoeventos.com.br/6eficienciaenergetica/palestras/22_07_workshop2/eduardo_polidoro.pdf, “Iluminação Eficiente com LEDs”, Eduardo Polidoro, Philips, accessed 04/29/2011.
 [5] C. R. B. S. Rodrigues, P. S. Almeida, G. M. Soares, J. M. Jorge, D. P. Pinto, H. A. C. Braga, “Um Estudo Comparativo de Sistemas de Iluminação Pública: Estado Sólido e Lâmpadas de Vapor de Sódio em Alta Pressão”, in *Proc. of 9th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications*, pp. 1-6, 2010.
 [6] L. YU, J. YANG, “The Topologies of White LED Lamp’s Power Drivers”, in *Proc. of 3rd International Conference on Power Electronics Systems and Applications.*, pp. 1-6, 2009.
 [7] A. E. Demian, J. R. de Brito, L. C. de Freitas, V. J. Farias, E. A. A. Coelho, J. B. Vieira, “Microcontroller-Based Quadratic Buck Converter Used as LED Lamp Driver”, in *Proc. of European Conference on Power Electronics and Application*, pp. 1-6, 2007.
 [8] S. Bassan, G. Moschopoulos, “Properties and Applications of Quadratic Converters”, in *Proc. of IEEE Canada Electrical Power Conference*, pp. 123-127, 2007.
 [9] J. M. Alonso, J. Viña, D. Gacio, L. Campa, G. Martínez, R. Osorio, “Analysis and Design of the Quadratic Buck-Boost Converter as a High-Power-Factor Driver for Power-LED Lamps”, in *Proc. of 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 2541-2546, 2010.
 [10] W. G. Silva, D. S. Rodovalho, F. V. R. da Silva, J. S. de Moraes, L. C. de Freitas, E. A. A. Coelho, J. B. V. Junior, “Conversor Boost Quadrático-Buck Utilizado no Aacionamento de um Vetor de LED Empregado no Tratamento de Disfunções Celulares”, *Eletrônica de Potência - SOBRAEP*, vol. 16, nº 3, Jun./Aug. 2011.
 [11] Supertex inc., “Hysteretic Boost-Buck (Cuk) Led Driver IC – HV9930”, 2008 Supertex inc.
 [12] Steve Winder, “Power Supplies for LED Drives”, Newnes, 2008.
 [13] I. C. Vieira, “Projeto de um Conversor Flyback Auto-Oscilante de Baixo Custo para LED's de Potência”, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Minas Gerais, 2009.
 [14] I. Barbi, “*Projetos de Fontes Chaveadas*”, Edição do autor, Florianópolis, 2001.
 [15] H. M. Rashid, “*Eletrônica de Potência: Circuitos, Dispositivos e Aplicações*”, Makron Books, São Paulo, 1999.
 [16] João Mamede Filho, “*Instalações Elétricas Industriais*”, LTC, 7th ed, Rio de Janeiro, 2007.
 [17] http://www.edison-opto.com.tw/Datasheet/Edixeon/Edison%20Opto_Edixon%20AE%20K%20Series_Eng_v4.pdf, acessado em 06/28/2011.
 [18] NBR 10898:1999, “Sistemas de Iluminação de Emergência”.

DADOS BIOGRÁFICOS

Rafael Antônio Lodo, nascido em 23/08/1985 Bebedouro (SP), é graduado em (2007) pelo Centro Universitário da Fundação Educacional de Barretos e mestre (2012) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Uberlândia – Faculdade de Engenharia Elétrica (UFU - FEELT). Suas áreas de interesse incluem conversão de potência em alta frequência, conversores CC-CC e iluminação a LED.

Welker Gomes Silva, nascido em Canápolis (MG), em 1985, é graduado em Engenharia Elétrica (2011) com ênfase em Sistemas de Energia pela Universidade Federal de Uberlândia – Faculdade de Engenharia Elétrica (UFU - FEELT). Atualmente é aluno de Mestrado vinculado ao Núcleo de Pesquisa em Eletrônica de Potência (NUPEP) da mesma universidade. Suas áreas de interesse incluem conversores CC-CC, técnicas de comutação não dissipativas, iluminação usando LEDs e fontes alternativas de energia conectadas à rede elétrica.

Luiz Carlos de Freitas, nascido em Monte Alegre (MG), em 1952, é engenheiro eletricitista (1975) pela Universidade Federal de Uberlândia – Faculdade de Engenharia Elétrica (UFU-FEELT, Uberlândia (MG)) mestre (1985) e doutor (1992) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina – Instituto de Eletrônica de Potência (UFSC-INEP), Florianópolis (SC). Atualmente é professor titular da Faculdade de Engenharia Elétrica (FEELT) da UFU, bolsista de Produtividade em Pesquisa 1B do CNPq. Ele já publicou mais de 200 artigos em áreas como conversores CC-CC, CC-CA e CA-CC com comutação suave e circuitos retificadores.

Ernane Antônio Alves Coelho, nascido em Teófilo Otoni, Minas Gerais, em 1962, é engenheiro eletricitista (1987) pela Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, mestre (1989) pela Universidade Federal de Santa Catarina,

Florianópolis e doutor (2000) pela Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte. Atualmente é professor titular da Faculdade de Engenharia Elétrica da UFU da Universidade Federal de Uberlândia, vinculado ao Núcleo Pesquisa em Eletrônica de Potência (NUPEP), bolsista de Produtividade em Pesquisa 2 do CNPq. Sua área de atuação envolve inversores PWM, correção do fator de potência e novas tecnologias usando controle digital.

Luiz Carlos Gomes de Freitas, nascido em Uberlândia (MG), em 1976, é engenheiro eletricitista (2001) e mestre (2003) e doutor (2006) pela Universidade Federal de Uberlândia – Faculdade de Engenharia Elétrica (UFU-FEELT). Atualmente é professor adjunto da Faculdade de Engenharia Elétrica da UFU, vinculado ao Núcleo Pesquisa em Eletrônica de Potência (NUPEP) da mesma universidade, onde desenvolve atividades de ensino e pesquisa. Sua área de atuação é eletrônica de potência e suas áreas de interesse incluem qualidade da energia elétrica, correção ativa do fator de potência, técnicas de comutação não dissipativa, conversores CC-CC e CA-CC, inversores, retificadores híbridos, técnicas de controle utilizando DSP e aplicações da eletrônica de potência em sistemas de geração distribuída.

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, vinculado ao Núcleo Pesquisa em Eletrônica de Potência (NUPEP), bolsista de Produtividade em Pesquisa 1C do CNPq. 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.