

CONVERSOR COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA E ESTÁGIO ÚNICO BASEADO EM INDUTOR DE ENTRADA BOOST MCCr E SEM CAPACITORES ELETROLÍTICOS PARA ACIONAR LEDs DE POTÊNCIA

¹ZITO P. DA FONSECA, ²ALCEU A. BADIN, ³CLAUDINOR B. NASCIMENTO

¹ Departamento de Informática, Universidade Estadual de Ponta Grossa - Campus Uvaranas
Av. General Carlos Cavalcant, 4748,- Ponta Grossa- Paraná CEP 84030 900

²Departamento de Eletrotécnica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná - Campus Curitiba

³Departamento de Eletrônica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná - Campus Ponta Grossa

E-mails: ¹zpfonseca@uepg.br, ²badin@utfpr.edu.br, ³claudinor@utfpr.edu.br

Abstract— This paper proposes a single-stage high power factor correction converter to drive Light Emitting Diode (LED), without electrolytic capacitors in the DC bus. The power factor correction is achieved through a boost inductor operating in Boundary Conduction Mode (BCM) connected between the inverter stage and a midpoint provided by two capacitors connected before the rectifier stage. A rectifier with output capacitor filter connected between the inverter stage and ground circuit is used to obtain DC current in power LEDs. Experimental results are presented to validate the proposed design methodology.

Keywords— High Power Factor, Single Stage, Power LEDs, Boost Inductor, BCM, Lighting System.

Resumo— Este trabalho propõe um conversor de estágio único para a correção de fator de potência e para acionar LEDs de potência, sem a utilização de capacitores eletrolíticos no barramento CC. A correção do fator de potência é obtida através de um indutor *Boost* operando em Modo de Condução Crítica (MCCr) conectado entre o estágio inversor e um ponto médio fornecido por dois capacitores conectados antes do estágio retificador. Os LEDs são alimentados com corrente contínua, fornecida por uma ponte retificadoras conectada entre o ponto médio do estágio inversor e o terra do circuito. Resultados experimentais são apresentados para validar a metodologia de projeto proposta.

Palavras-chave— Elevado Fator de Potência, Estágio Único, LEDs, Indutor *Boost*, MCCr, Sistema de Iluminação.

1 Introdução

Sistemas de iluminação artificial baseados em LEDs vêm cada vez mais ocupando espaço no mercado de iluminação de ambientes e áreas urbanas, competindo com as lâmpadas convencionais, como as incandescentes, fluorescentes ou de vapor de sódio, porém possui vantagens em relação a elas, como durabilidade, reprodução de cor, não emissão de ultravioleta, robustez a choques mecânicos e eficiência (Crawford, 2009).

Pesquisas recentes veem sendo realizadas para melhorar o desempenho da iluminação de estado sólido e, com isso, têm permitido uma maior aplicação na Indústria da Iluminação. Há uma tendência global de tornar os LEDs uma fonte de iluminação artificial dominante (USDOE, 2014).

Atualmente é possível encontrar comercialmente LEDs com eficiência luminosa superior a 100 lm/W (USDOE, 2014) e durabilidade acima de 25.000h, que são elevadas quando comparado a lâmpadas convencionais. Para que não haja perdas do fluxo luminoso nos LEDs, é necessário um sistema de alimentação que forneça uma corrente com pouca ondulação para a carga. No entanto no trabalho de (Almeida, 2015a) é feito um levantamento em que é possível alimentar sistemas de iluminação de estado sólido com uma corrente possuindo até 50% de ondulação sem grandes prejuízos a sua eficácia luminosa.

Os LEDs, assim como as principais lâmpadas convencionais, não podem ser ligados diretamente às fontes de alimentação, sejam elas Corrente Contínua (CC) ou Corrente Alternada (CA), pois necessitam de

um circuito para o controle da corrente que flui entre seus terminais. Geralmente, o circuito para acionar e estabilizar a corrente de um LED é conversor chaveado, assim como, *Buck*, *Boost*, *Buck-Boost*, *Flyback*, *SEPIC* (*Single Ended Primary Inductance Converter*), *Zeta* e *Cuk* (Demian, 2007 e Chiu, 2010). Mas, se tratando de conversores chaveados a redução da ondulação de tensão e corrente na saída só depende do capacitor de barramento que geralmente tende a ser eletrolítico. Estes capacitores tendem a possuir valores mais elevados de capacitâncias e uma vida útil reduzida, pois são expostos a níveis elevados de corrente eficaz. Segundo (Maddula, 2005 e Wang, 2010), quanto maior for a capacitância e a tensão de operação de um capacitor, menor será a sua vida útil. Uma solução para esse inconveniente é a utilização de capacitores de polipropileno, no entanto quanto maior seu valor de capacitância maior será seu peso e volume, em conversores estáticos convencionais, onde possuem elevados valores de capacitância no barramento CC, esse tipo de tecnologia é descartada.

Para reduzir as capacitâncias no barramento CC existem alguns conversores que podem ser utilizados, a exemplo topologias *interleaved*, com transformadores isoladores e de estágio único. No entanto topologias *interleaved* tendem a possuir número de interruptores elevados e complexidade no circuito de comando. Topologias que se utilizam de transformadores tendem a possuir elevado peso e volume da estrutura e reduz o rendimento final. As estruturas de estágio único (Nascimento, 2008; Pereira, 2004; Qian, 2000 e Do, 2003), são amplamente utilizadas na alimentação de lâmpadas fluorescentes, mas não são muito exploradas nas

aplicações com LEDs e podem se apresentar como uma boa alternativa para estes tipos de aplicação.

As principais soluções encontradas na literatura relacionadas a conversores de estágio único, utilizam transformadores isoladores para adequar a tensão e corrente de para alimentar LEDs de potência. Geralmente o estágio único utiliza como base conversores *boost* e *buck-boost* operando em modo de condução descontinua ou crítica (Cheng, 2014; Ma, 2016; Wang, 2015; Ou, 2011).

No entanto atualmente alguns trabalhos sobre conversores de estágio único, onde não se utiliza transformador isoladores estão sendo desenvolvidos (Chuan, 2015; Almeida, 2015b; Fonseca, 2016), nestes casos é inserido um indutor e uma ponte retificadora junto ao estágio inversor, para controlar e adequar os níveis de tensão e corrente para alimentar a carga. Nestas topologias mesmo sem utilizar transformador isolador é possível entregar a carga uma corrente contínua e com poucas ondulações.

Este trabalho propõe um conversor de estágio único baseado nos trabalhos de (Fonseca, 2016 e Wang, 2015), para proporcionar a correção do fator de potência, acionar e controlar a corrente de LEDs de potência. A topologia proposta apresenta características de funcionamento que reduzem o valor dos capacitores de barramento para valores menores que 25 μ F, podendo, utilizar capacitores de polipropileno.

2 Topologia Proposta

A Figura 1 apresenta a topologia proposta. Essa estrutura apresenta elevado Fator de Potência (FP) e pouca ondulação de corrente e tensão na carga. O indutor L_B realiza a conexão do estágio inversor de saída com o estágio de entrada, ativando a correção do fator de potência do sistema. Os capacitores C_{in1} e C_{in2} , conectados ao indutor L_B , criam um caminho alternativo para a corrente de L_B dobrando a frequência da corrente instantânea fornecida pela fonte de alimentação de entrada em relação à frequência de comutação. O indutor L_L limita a corrente fornecida para os LEDs. O capacitor C_R em série com a ponte retificadora de saída tem a função de impedir a circulação de componentes contínuas de corrente, sendo assim indesejável a ressonância entre C_R e L_L . Como a corrente de L_L depende da tensão do capacitor C_B e do capacitor C_R , sua forma de onda é uma triangular simétrica. Para obter uma corrente contínua nos LEDs, é utilizado um retificador com filtro capacitivo conectado entre o indutor L_L e o capacitor C_R .

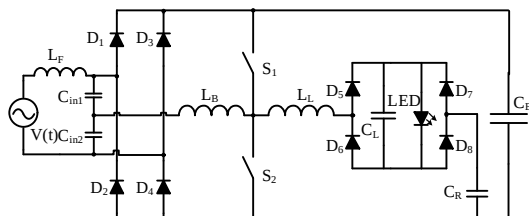


Figura 1. Topologia proposta

2.2 Princípio de funcionamento em regime permanente

Para demonstrar o princípio de funcionamento do conversor proposto, as seguintes situações serão consideradas:

- A frequência de comutação f_s é muito maior que a frequência da rede f_{60Hz} . Assim, a tensão de entrada $v(t)$ e a tensão sobre os capacitores C_B e C_R serão consideradas constantes;
- As tensões sobre os capacitores C_{in1} e C_{in2} serão iguais à metade da tensão da fonte $v(t)$;
- A tensão média sobre o capacitor C_R possui metade da tensão de barramento.
- As etapas serão apresentadas para o semiciclo positivo da rede;
- Os interruptores S_1 e S_2 são comandados de forma simétrica complementar e com 180° de defasagem;

Primeira etapa (t_0-t_1): Antes desta etapa, D_4 e S_1 estavam conduzindo e os indutores L_B e L_L fornecendo energia para C_B . Em t_0 , as correntes $i_{L_B}(t)$ e $i_{L_L}(t)$ torna-se iguais a zero, D_4 bloqueia e D_1 passa a conduzir a corrente $i_{L_B}(t)$. A partir deste instante, L_B recebe energia de $v(t)$ enquanto que L_L e C_R recebem de C_B . Esta etapa termina quando S_1 é comandado a bloquear. A Figura 2 apresenta essa etapa de operação.

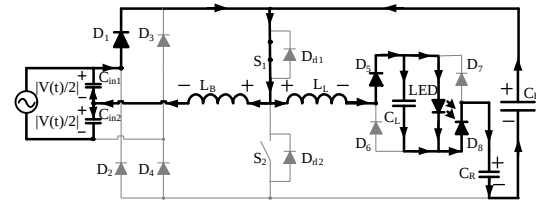


Figura 2. Primeira etapa de operação

Segunda etapa (t_1-t_2): Em t_1 , S_1 bloqueia e S_2 (D_{r12}) passa a conduzir as correntes $i_{L_B}(t)$ e $i_{L_L}(t)$. Durante este intervalo, toda energia acumulada por L_B , L_L e C_R na etapa anterior, é fornecida para C_B . Esta etapa termina quando as correntes $i_{L_B}(t)$ e $i_{L_L}(t)$ tornam-se iguais a zero. A Figura 3 apresenta essa etapa de operação.

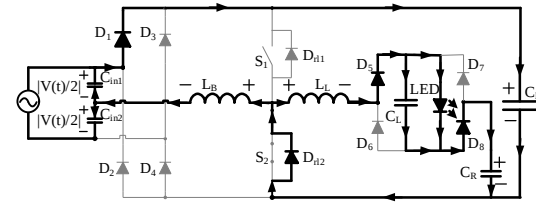


Figura 3. Segunda etapa de operação

Terceira etapa (t_2-t_3): Em t_2 , as correntes $i_{L_B}(t)$ e $i_{L_L}(t)$ tornam-se iguais a zero, D_1 bloqueia e D_4 passa a conduzir a corrente $i_{L_B}(t)$. A partir deste instante, L_B recebe energia de $v(t)$ enquanto que L_L recebe de C_R . Esta etapa termina quando S_2 é comandado a bloquear. A Figura 4 apresenta essa etapa de operação.

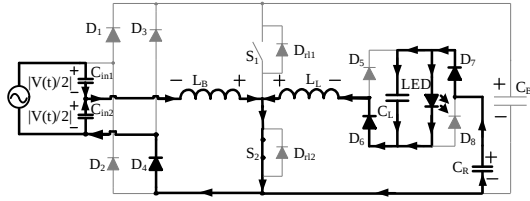


Figura 4. Terceira etapa de operação

Quarta etapa (t_3-t_4): Em t_3 , S_2 bloqueia e S_1 (D_{rII}) passa a conduzir as correntes $i_{L_B}(t)$ e $i_{L_L}(t)$. Durante este intervalo, toda energia acumulada por C_B , L_B e L_L , na etapa anterior, é fornecida para C_B . Esta etapa termina quando as correntes $i_{L_B}(t)$ e $i_{L_L}(t)$ tornam-se iguais a zero e o ciclo volta a se repetir. A Figura 5 apresenta essa etapa de operação.

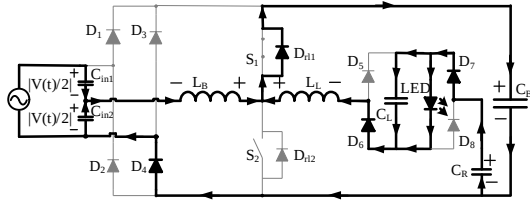


Figura 5. Quarta etapa de operação

A Figura 6 apresenta as formas de ondas do conversor proposto em regime permanente, através desta figura observa-se que a corrente no indutor L_B opera em MCCr.

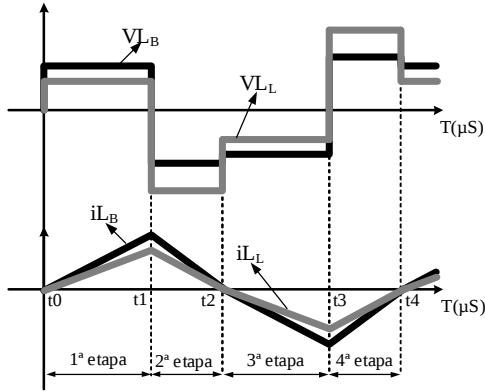


Figura 6. Formas de ondas teóricas do conversor proposto operando em regime permanente

2.3 Modelo matemático do conversor

Para o desenvolvimento matemático do conversor são consideradas as etapas de operação e as seguintes considerações:

$$v(t) = V_p \sin(\omega t) \quad (1)$$

$$v_{L_B}(t) = L_B \frac{di_{L_B}(t)}{dt} \quad (2)$$

$$v_{L_L}(t) = L_L \frac{di_{L_L}(t)}{dt} \quad (3)$$

$$v_{C_R}(t) = \frac{V_B}{2} \quad (4)$$

Onde:

$V_{C_R}(t)$ - Tensão sobre o capacitor C_R .

V_B - Tensão de barramento.

O modelo matemático do conversor será realizado durante a máxima transferência de energia da rede, isto é, durante a tensão de pico $v(t)$. Os capacitores de entrada C_{in1} e C_{in2} na frequência de comutação conduzem metade da tensão de entrada e possuem o mesmo valor de capacitância, desta forma pode ser considerado apenas como C_{in} .

2.3.1 Indutor L_B

Através das etapas de operação do conversor é possível observar que seu funcionamento é simétrico e desta forma é possível calcular as correntes sobre o indutor L_B e a equação (5) que representa seu valor através das duas primeiras etapas de operação.

$$L_B = \frac{\eta |v(t)|^2 (2V_B - |v(t)|)}{64V_B V_{LED} I_{LED} f_s} \quad (5)$$

Onde:

η - Rendimento do conversor.

f_s - Frequência de comutação.

2.3.2 Indutor L_L

Para calcular o indutor L_L segue-se o mesmo método utilizado para calcular L_B , no entanto para a corrente média de $i_{LL}(t)$, durante o intervalo de t_0 a t_2 é a mesma corrente média que circula pela carga, ou seja, I_{LED} . Desta forma encontra-se a equação (6) que representa a indutância L_L .

$$L_L = \frac{(V_B^2 - 4V_{LED}^2)}{16I_{LED} V_B f_s} \quad (6)$$

2.3.3 Capacitor C_B

Considerando que a energia entregue pelo capacitor C_B de 0 a t_1 é igual a energia recebida entre t_3 e t_4 , em relação à L_L , toda a energia para manter V_B depende somente de L_B . Logo, ao se obter a média de $i_{L_B}(t)$ de t_1 a t_2 e de t_3 a t_4 na frequência de f_s e considerando que a média varia de 0 a π , pode-se obter a ondulação de V_B em função da média de $i_{L_B}(t)$ em baixa frequência.

Para o cálculo de C_B se utiliza a análise da Figura 7, onde apresenta as formas de onda relacionadas ao capacitor C_B . Pode-se observar, através da Figura 7(a), que o valor máximo da ondulação da tensão sobre os capacitores Δv_{CB} ocorre em $\pi/4$. Assim, sabendo que a corrente média do capacitor C_B é igual ao dobro do valor médio da corrente $i_{L_B}(t)$ do intervalo de t_1 a t_2 . Assim obtêm-se a equação (7), que representa o valor da capacitância de C_B .

$$C_B = \frac{1,16P_{out}}{2\pi\eta f_{60Hz} V_B \Delta v_{CB}} \quad (7)$$

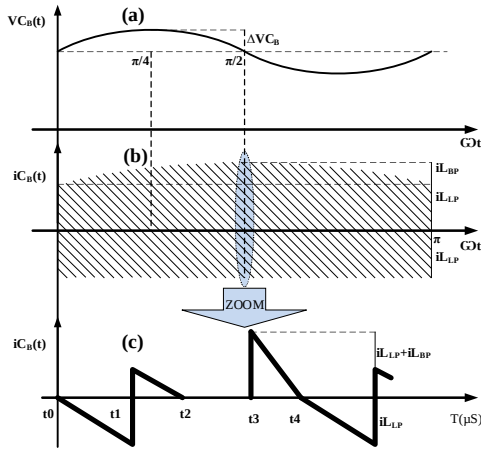


Figura 7. Formas de onda de tensão e de corrente dos capacitores C_B : (a) ondulação da tensão $v_B(t)$ em 120Hz; (b) corrente $i_{CB}(t)$ em 60Hz e (c) corrente $i_{CB}(t)$ na frequência de comutação f_s .

2.3.4 Capacitor C_L

A Figura 8 apresenta as principais formas de onda teóricas do retificador de saída que alimenta os LEDs. Através desta figura é possível observar as formas de onda das correntes $i_{LLR}(t)$, $i_{CL}(t)$ e a ondulação da tensão do capacitor C_L , Δv_{CL} .

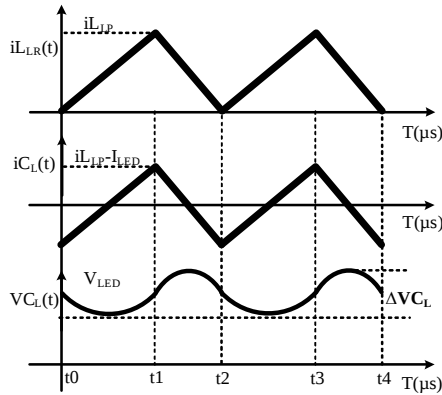


Figura 8. Formas de onda do retificador de saída que alimenta os LEDs.

Sabendo que a corrente $i_{LLR}(t)$ é igual a corrente $i_{LL}(t)$ retificada, encontra-se (8).

$$I_{C_L}(t) = I_{L_R}(t) - I_{LED} \quad (8)$$

Integrando a equação (8) de $t_1/2$ a t_1 , se obtém C_L apresentado na equação (9).

$$C_L = \frac{2P_{out} + V_B I_{LED}}{16V_B f_s \Delta v_{C_L}} \quad (9)$$

2.3.5 Capacitores C_{in1} e C_{in2}

Os capacitores C_{in1} e C_{in2} operam com metade da tensão entregue pela rede elétrica, pois estão posicionados como um divisor de tensão na entrada do conversor. Desta forma para ocorrer o equilíbrio de carga entre eles, seus valores de capacitâncias são

iguais. Para se obter o cálculo dos capacitores de entrada C_{in1} e C_{in2} , se utiliza a equação (10).

$$\alpha = \frac{1}{2\pi f_s \sqrt{L_B C_{in}}} \quad (10)$$

Onde:

α - Relação entre a frequência de ressonância entre o capacitor C_{in} e o indutor L_B com a frequência de comutação.

De acordo com (DO, 2003), para topologias de estágio único se $\alpha=0,3$, obtém-se tensão de barramento elevada o suficiente para que o fator de potência seja próximo da unidade.

Pode-se observar que a equação (10) é dependente de L_B , deste modo Inserindo a equação (5) em (10) e isolando C_{ins} , encontra-se a equação (11).

$$C_{in} = \frac{64V_B P_{out} f_s}{4\pi^2 \alpha^2 f_s^2 \eta |v(t)|^2 (2V_B - |v(t)|)} \quad (11)$$

2.3.6 Capacitor C_R

Sabendo que a corrente sobre o capacitor C_R é a mesma que circula sobre o indutor L_L , e que a função deste capacitor no conversor é de impedir a circulação de componentes CC, desta forma não é desejável ressonância série entre L_L e C_R . Então é possível calcular seu valor através da equação (12).

$$C_R = \frac{I_{LED}}{2f_s \Delta v_{C_R}} \quad (12)$$

3 Resultados Experimentais

Para verificar a metodologia de projeto apresentada, são apresentados resultados experimentais para alimentar 35 LEDs, conectados em série. A tabela 1 apresenta os dados de projeto do conversor.

Tabela 1. Dados de projeto

Parâmetros	Valor
V_P	311 V
f_s	50 kHz
V_B	370 V
I_{LED}	750 mA
V_{LED}	120 V
P_{OUT}	90W
Δv_{C_B}	10%
Δv_{C_L}	5%
Δv_{C_R}	20%
η	95%

A tabela 2 apresenta os valores dos parâmetros utilizados no conversor. Resolvendo as equações (5), (6), (7), (9), (11) e (13), encontra-se os valores de 370uH, 357uH, 21uF, 250nF e 200nF. A tabela 2 apresenta os parâmetros e valores comerciais dos componentes utilizados.

Tabela 2. Parâmetros utilizados

Parâmetros	Valor
L_f	300 μ H
C_{in1}, C_{in2}	220 nF
D_1, D_2, D_3 e D_4	MUR 160
D_5, D_6, D_7 e D_8	BYV28-200
S_1 e S_2	IRF 640
L_B	370 μ H
L_L	357 μ H
C_B	25 μ F/600 V polipropileno
C_R	220 nF/250 V
C_L	330 nF/250 V
LEDs	LXK2-PWC4-0200

A Figura 9 apresenta a tensão e a corrente fornecida pela fonte de entrada e corrente e tensão aplicadas aos LEDs. A ondulação da corrente sobre os LEDs é de aproximadamente 20% e pode ser reduzida com o aumento do capacitor C_B , e seu valor médio é em torno de 750 mA. De acordo com Almeida (2015a) esse valor de ondulação está em conformidade com os limites de ondulação para um sistema de iluminação de estado sólido. A Figura 10 apresenta resultados de THD e fator de potência da estrutura proposta, seus valores de distorção harmônica e fator de potência são 20% e 0,979 respectivamente. Pode-se observar que todas as harmônicas individuais estão em conformidade com a norma IEC 61000-3-2 classe C, para sistemas de iluminação.

As Figuras 10 e 11 apresentam as correntes nos indutores L_L e L_B em alta frequência, pode-se observar através destas figuras que o sistema proposto mesmo com frequência fixa opera em modo de condução crítica. Através da Figura 10 observar-se que quase não existe efeito da ressonância do capacitor C_R sobre a corrente I_{LL} , mesmo assim essa pequena ressonância ajuda na comutação dos interruptores. A Figura 12 apresenta tensão e corrente sobre o interruptor S_1 , demonstrando a existência de comutação suave do tipo ZVS (Zero Voltage Switching) em S_1 , como o sistema opera de forma simétrica não são apresentados os esforços sobre o interruptor S_2 . A Figura 13 apresenta tensão de barramento do conversor, através desta encontra-se um valor médio de 388V.

A eficiência do sistema foi medida utilizando um analisador de energia de precisão YOKOGAWA WT3000, o resultado dado pelo sistema operando em potência nominal é de 94,4% de rendimento.

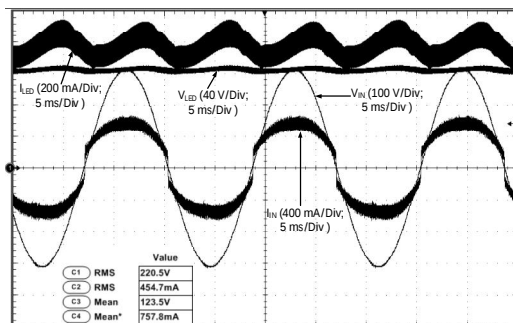


Figura 9. Formas de onda da tensão e corrente de entrada.

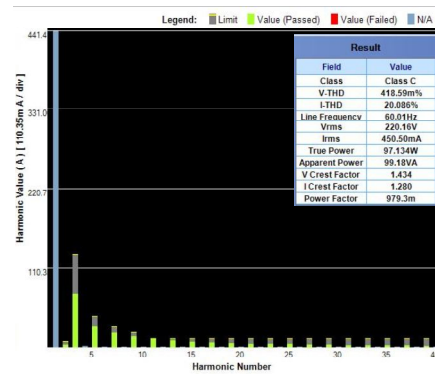


Figura 10. THD total e fator de potência.

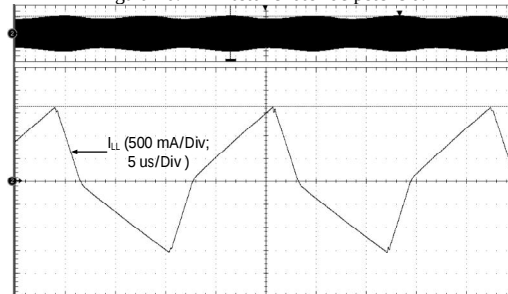


Figura 10. Corrente sobre o indutor L_L .

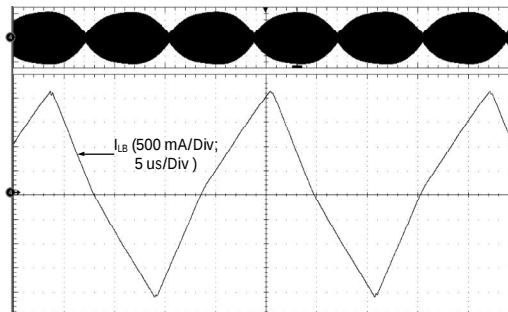


Figura 11. Corrente sobre o indutor L_B .

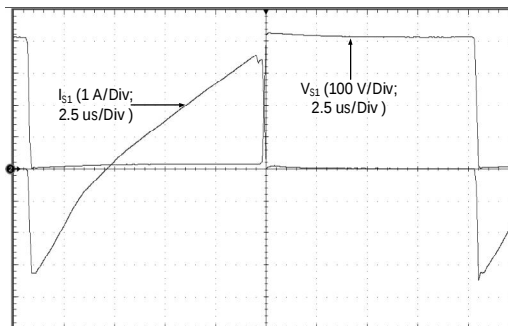


Figura 12. Tensão e corrente sobre o Interruptor S_1 .

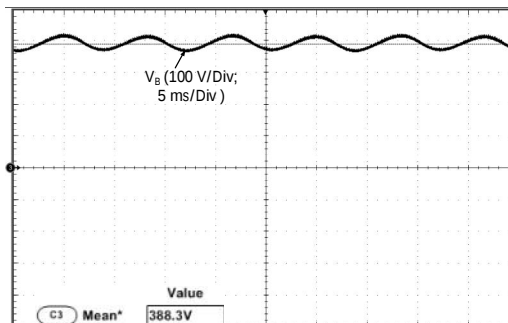


Figura 13. Tensão de barramento.

4 Conclusão

Este trabalho apresentou um conversor de estágio único com indutor *Boost* operando em modo de condução crítica com correção de correção de fator de potência para acionar e controlar LEDs de potência sem capacitores eletrolíticos e com elevada vida útil. Os resultados experimentais apresentados validam a metodologia de projeto proposta. Mesmo o conversor apresentado um número maior de semicondutores quando comparado a conversores clássico, seu elevado rendimento, pequeno capacitor de barramento CC, pequeno filtro de entrada e taxa de distorção harmônica em conformidade com a norma IEC 61000-3-2 classe C, tornam a topologia proposta uma boa alternativa para as aplicações em sistemas de iluminação de estado sólido. No entanto essa topologia não é adequada para aplicações que exigem dimerização e entrada universal, devido sua operação com frequência de comutação e razão cíclica fixas.

Referências Bibliográficas

- Crawford, H. M., (2009). LEDs for Solid-State Lighting: Performance Challenges and Recent Advances, in IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, vol. 15, no. 4, pp. 1028-1040.
- USDOE (2014). Solid-State Lighting Research and Development: Multi-Year Program Plan: Abril 2014 [Online]. Disponível em: <<http://www1.eere.energy.gov/buildings/ssl/techroadmaps.html>>
- Almeida, P. S.; et al (2015a), Static and Dynamic Photoelectrothermal Modeling of LED Lamps Including Low-Frequency Current Ripple Effects, in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 7, pp. 3841-3851.
- Demian, A. E.; et al (2007). Micromicrocontroller-Based Quadratic Buck Converter Used as Led Lamp Driver, Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on. vol., no., p.2640,2644.
- Chiu, H.-J.; et al (2010). A High Efficiency Dimmable LED Driver for Low-Power Lighting Application, IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 57, no. 2, p. 735-743.
- Maddula, S. K., Balda, J. C (2005). Life time of electrolytic capacitor in regenerative induction motor drives, in Proc. IEEE Power Electron Spec. Conf., 2005, pp. 153-159.
- Wang, B., Ruan, X., Yao, K., and Xu, M. (2010). A method of reducing the peak-to-average ratio of LED current for electrolytic capacitor-less ac-dc drivers. IEEE Trans. Power Electron., vol. 25, no. 3, p. 592-601.
- Nascimento, C. B., Perin, A. J. (2008). High Power Factor Electronic Ballast for Fluorescent Lamps with Reduced Input Filter and Low Cost of Implementation, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, No. 2, p. 711 -721.
- Pereira, E. I., Nascimento, C. B., Perin, A. J. (2004). Electronic ballast for fluorescent lamps with the PFC stage integrated with the resonant inverter, 35th Annual IEEE Power Electronic Specialists Conference, p. 4050 - 4056.
- Qian, J., Lee, F. C. (2000). Charge Pump Power-Factor-Correction Technologies Part I: Concept and Principle, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 15, no. 1, p. 121 - 129.
- Do, H. L.; Kwon, B. H. (2003). Single-Stage Line-Coupled Half-Bridge Ballast With Unity Power Factor and Ripple-Free Input Current Using a Coupled Inductor, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 50, NO. 6, p 1259-1266.
- Cheng, C.; Cheng, H.; Chung, T. (2014). A Novel Single-Stage High-Power-Factor LED Street-Lighting Driver with Coupled Inductors, Industry Applications, IEEE Transactions on, vol.P, no.99, p.1,1.
- Ma, H; et al. (2016). A High-Efficiency Quasi-Single-Stage Bridgeless Electrolytic Capacitor-Free High-Power AC-DC Driver for Supplying Multiple LED Strings in Parallel, in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, no. 8, pp. 5825-5836.
- Wang, Y; et al. (2015). A Single-Stage LED Driver Based on BCM Boost Circuit and LLC Converter for Street Lighting System, in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 62, no. 9, pp. 5446-5457.
- Ou, S. Y e Hsiao, H. P. (2011). Analysis and Design of a Novel Single-Stage Switching Power Supply With Half-Bridge Topology, in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 26, no. 11, pp. 3230-3241.
- Chuan, T. Y., et al. (2015). Design and implementation of single-stage LED driver with high frequency pulse, Future Energy Electronics Conference (IFEEEC), 2015 IEEE 2nd International, Taipei, pp. 1-6
- Almeida, P. S, et al. (2015b). Offline Soft-Switched LED Driver Based on an Integrated Bridgeless Boost-Asymmetrical Half-Bridge Converter, in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 51, no. 1, pp. 761-769.
- Fonseca, Z. P, et al. (2016). Single-Stage High Power Factor Converters Requiring Low DC-Link Capacitance to Drive Power LEDs, in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.PP, no.99, pp.1-1