Sistemas Eletrônicos de Baixo Custo e Alto Fator de Potência para Lâmpadas Fluorescentes Compactas

Ricardo N. do Prado, Marcelo F. da Silva, Mario Jungbeck, Álysson R. Seidel

Universidade Federal de Santa Maria
PPGEE – DELC – NUPEDEE
97105-900 - Santa Maria - RS - Brazil
E-mail: rnprado@ctlab.ufsm.br

***Abstract* – This paper presents the analysis, design and practical considerations of several low cost high power factor ballast for compact fluorescent lamps. The proposed topologies are a combination of a boost converter and a half-bridge parallel resonant converter. The high frequency supply to the lamp is made by self oscillating half-bridge converter and self oscillating half-bridge converter using integrated circuits IR2151 and IR51HD420. The high power factor is guaranteed by the use of a boost converter operating in discontinuous conduction mode. This topology have been developed for 20W compact fluorescent lamps for 110V, 60Hz utility line.**

I. Introdução

Os sistemas eletrônicos para lâmpadas fluorescentes estão se tornando populares devido a sua alta eficiência luminosa, pequena relação peso/volume e vida útil da lâmpada elevada. Os sistemas eletrônicos convencionais, com correção do fator de potência, requerem dois estágios em cascata, um de conversão em alta freqüência e outro para correção do fator de potência. Esta solução resulta em uma configuração de um sistema mais complexo, baixa eficiência, alto custo e maior volume.

Sistemas eletrônicos com um único estágio tornaram-se mais atrativos, desde que tenham um bom desempenho, alta eficiência luminosa, baixo nível de cintilamento e alto fator de potência, quando comparados com os sistemas eletrônicos convencionais de dois estágios em cascata.

Este artigo apresenta a análise, projeto e considerações práticas de vários reatores eletrônicos, para lâmpadas fluorescentes compactas, com alto fator de potência e baixo custo. O fator de potência unitário é garantido pelo conversor *"boost"* operando em modo de condução descontínua. A alimentação em alta freqüência é realizada por um conversor *"half-bridge"*. A topologia proposta encontra um fator de potência próximo ao unitário, com corrente na lâmpada de alta freqüência num único estágio de conversão de potência. O alto fator de potência conseguido através do estágio *"boost"* diminui o valor eficaz da corrente na entrada bem como sua taxa de distorção harmônica, tal que a rede possa ser utilizada com maior eficiência. Como o conversor *"half-bridge"* trabalha com uma razão cíclica de 0.50, formas de onda simétricas de tensão e corrente são alcançadas.

II. Topologias

A configuração básica da topologia empregada está representada na Fig. 1. A topologia inclui uma tensão de entrada monofásica, uma ponte retificadora, $D_1 - D_4$, um conversor *"boost"* o qual é constituído por L_{boost}, M_2, D_{M1}, C_1 e C_2 , um conversor *"half-bridge"* constituído por M_1, M_2, C_1 e C_2, uma lâmpada fluorescente compacta e um circuito de comando dos chaves.

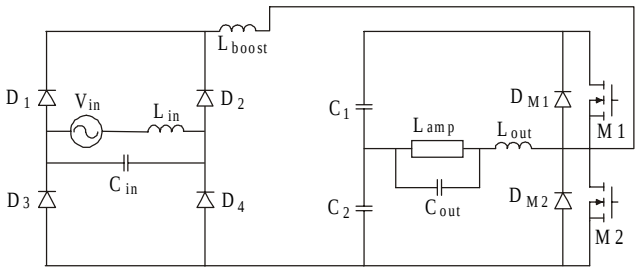


Fig.1. Topologia empregada

Dois filtros de alta freqüência foram utilizados. Um filtro de entrada foi usado para eliminar as harmônicas de alta freqüência da corrente de entrada. O outro foi empregado no estágio ressonante de saída, para que o fator de crista da corrente na lâmpada fique dentro das especificações.

Como este conversor opera em modo de condução descontínuo, a corrente de entrada segue naturalmente a tensão de entrada, conseguindo assim um fator de potência quase unitário.

III. Princípios de Operação

O comportamento do circuito proposto pode ser estudado separadamente, considerando a alta freqüência (lado da carga) e a baixa freqüência (lado da rede comercial). A operação em baixa freqüência não será descrita por ser relativamente simples.

A. Operação em Alta Freqüência

Este modo de operação pode ser dividido em dois estágios. Estes dois estágios da topologia simplificada são mostrados na Fig. 2 e descritos a seguir

Primeiro Estágio:

Este estágio inicia quando a chave M_2 entra em condução. A tensão de entrada retificada, V_{in} , aparece nos terminais cc do retificador. Esta tensão é diretamente aplicada no indutor L_{boost}, e a corrente retificada i_{Lboost} cresce. Desde que V_{in} permaneça aproximadamente constante durante o período de comutação i_{Lboost} cresce linearmente. Neste estágio uma

tensão positiva é aplicada ao circuito paralelo ressonante.

Segundo Estágio:

A chave M_2 é aberta. A corrente do indutor "boost", L_{boost}, carrega os capacitores C_1 e C_2 . A chave M_1 entra em condução e uma tensão negativa é aplicada ao circuito paralelo ressonante.

IV. Equações Relevantes

As principais características da topologias proposta são definidas por: corrente de entrada, potência de saída, razão cíclica, fator de potência e a taxa de distorção harmônica.

A. Corrente de Entrada

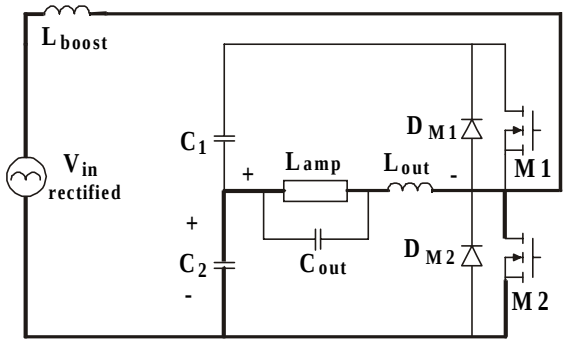
O pico da corrente de entrada segue uma envoltória senoidal, da tensão de entrada, conforme (1):

$$i_{in,\ pico} = \frac{V_{in} D}{L_{boost}\, f_s} \tag{1}$$

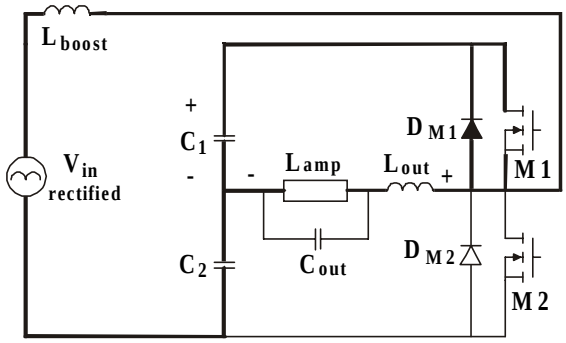
Onde:

$V_{in} = V_{max}.sin2ft$	tensão de entrada
$D = t_{on} / T$	razão cíclica
f	freqüência da rede
f_s	freqüência de chaveamento
L_{boost}	indutância Boost

Considerando o valor médio da corrente de entrada para um período de chaveamento, (1) toma a forma:



(a)



(b)

Fig. 2. Estágios topológicos. (a) Primeiro estágio. (b) Segundo estágio

$$i_{in} = \frac{V_{\max} D^2}{2 L_{boost}\, f_s} \sin 2\pi ft \tag{2}$$

Esta equação mostra que a corrente de entrada é senoidal e em fase com a tensão da rede. O fator de deslocamento (cos ¯) é igual a 1.

B. Potência de Saída

A potência de saída pode ser definida por:

$$P_{out} = P_{in}\, \eta \tag{3}$$

Como o fator de deslocamento igual a 1, a potência de entrada pode ser dada por:

$$P_{in} = v_{in,rms} . i_{in,rms} = \frac{v_{in,rms}^2 . D^2}{2 L_{boost} . f_s} \tag{4}$$

C. Indutância Boost

A indutância boost é obtida pelas equações a seguir:

$$D = 1 - \alpha \tag{5}$$

$$\alpha = \frac{V_{\max}}{V_o} \tag{6}$$

$$Y_1(\alpha) = -2 - \frac{\pi}{\alpha} + \frac{2}{\alpha\sqrt{1-\alpha^2}}\left[\frac{\pi}{2} + \tan^{-1}\left(\frac{\alpha}{\sqrt{1-\alpha^2}}\right)\right] \tag{7}$$

$$L_{boost} = \frac{V_{\max}^2}{\omega_s . P_{out}} . \frac{(1-\alpha)^2 . Y_1(\alpha)}{\alpha} \tag{8}$$

D. Fator de Potência

O fator de potência é definido por:

$$fp = \frac{\cos\theta}{\sqrt{1 + THD^2}} \tag{9}$$

onde:

cos θ	fator de deslocamento
THD	taxa de distorção harmônica

E. Circuito Ressonante

O circuito ressonante é calculado por (10) e (11):

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_{out} . C_{out}}} \tag{10}$$

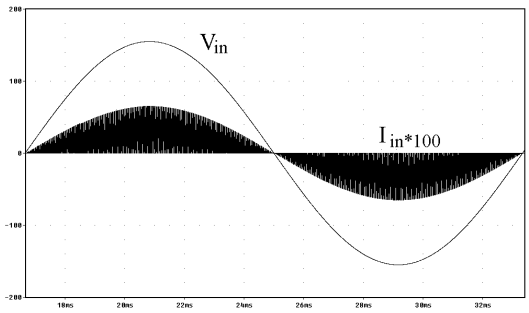
$$P_{out} = \left(\frac{\sqrt{2}V_o}{\pi}\right)^2 \frac{R\left(1+\omega_s^2 C_{out}^2 R^2\right)}{R^2+\omega_s^2\left(L_{out}+\omega_s^2 L_{out} C_{out}^2 R^2 - C_{out} R^2\right)} \qquad (11)$$

Onde:

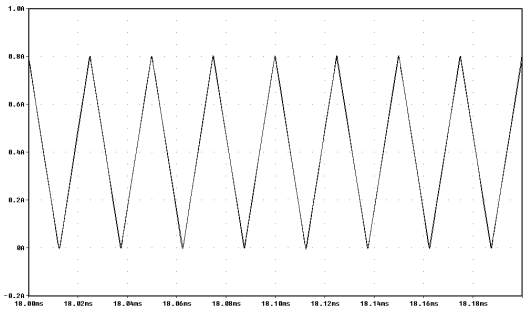
L_{out}	indutância ressonante
C_{out}	capacitância Ressonante
R	resistência equivalente da lâmpada

V. Resultados de Simulações

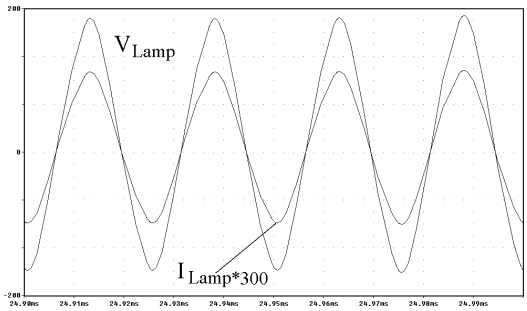
Para ilustração adicional, algumas simulações foram realizadas. Os parâmetros empregados na simulação foram obtidos através das equações anteriormente apresentadas. Os dados inicias para o conversor são os seguintes:



(a)



(b)



(c)

Fig 3. Resultados de simulação: (a) operação em baixa freqüência: (b) Corrente no indutor Boost: (c) Corrente e tensão na lâmpada

As Figs. 3.a, 3.b e 3.c mostram as formas de onda obtidas em simulações. Pode ser visto nesta simulação que o conversor opera com fator de potência praticamente unitário. A THD obtida da simulação ficou em 5%, assim da equação (9) obtem-se fp=1.0.

VI. Resultados Experimentais

Três reatores eletrônicos foram construídos para encontrar as especificações de entrada. Os parâmetros dos componentes foram obtidos através das equações anteriormente apresentadas. Os dados de entrada para os conversores são os seguintes:

Tensão de entrada:	V_{in} = 110V rms, 60 Hz
Potência de saída	P_o = 20W
Freqüência de chaveamento	f_s = 40kHz
Resistor equiv. da lâmpada	R = 280

A partir das equações (5), (6), (7) e (8) obtém-se L_{boost} e das equações (10) e (11) C_{out} e L_{out} .

Os parâmetros e os componentes obtidos são os seguintes:

- L_{in},:1.6mH, 160 voltas com núcleo EE20/10 IP6-Thornton;
- L_{out}:1.6mH, 160 voltas com núcleo EE20/10 IP6-Thornton;
- L_{boost}: 2.2mH, 160 voltas com núcleo EE20/10 IP6-Thornton;
- Diodos retificadores, D_1-D_4: 1N4007
- M_1, M_2: IRF830 (International Rectifier)
- C_{in}: 220nF/400V (polipropileno).
- C_1 , C_2 : 22uF/250V (eletrolítico).
- C_{out}: 10nF/1600V (polipropileno).

Figura 4 mostra o diagrama completo do sistema eletrônico usando a configuração auto-oscilante, e as Figs. 6 e 8 mostram o diagrama completo do sistema eletrônico usando os circuitos integrados auto-oscilantes IR2151 IR51HD420, respectivamente.

As formas de onda obtidas experimentalmente, com estes circuitos, são apresentadas nas Figs. 5, 7 e 9. Figura 5 mostra as principais formas de onda para o sistema eletrônico usando a configuração auto-oscilante, e as Figs. 7 e 9 os sistemas eletrônicos com os circuitos de comando IR2151 e IR51HD420. A tensão e corrente de entrada, para o circuito da Fig. 4, são mostrados na Fig. 5.a. A tensão e corrente de entrada para os circuitos das Figs. 6 e 8 são apresentadas nas Figs. 7.a e 9.a. Estas formas de onda mostram um alto fator de potência para os três sistemas eletrônicos apresentados. A alimentação em alta-freqüência da lâmpada é mostrada através das formas de onda de tensão e corrente na lâmpada. A tensão e corrente na lâmpada, para o circuito da Fig. 4, são mostrados na Fig. 5.b. A tensão e corrente de entrada para os circuitos das Figs. 6 e 8 são apresentadas nas Figs. 7.b e 9.b.

A forma de onda da corrente no indutor boost, em alta freqüência, é mostrada, para o circuito da Fig. 4, na Fig. 5.c, e para os circuitos das Figs. 6 e 8 é apresentada nas Figs. 7.c e 9.c. A corrente no indutor boost, na parte de baixa

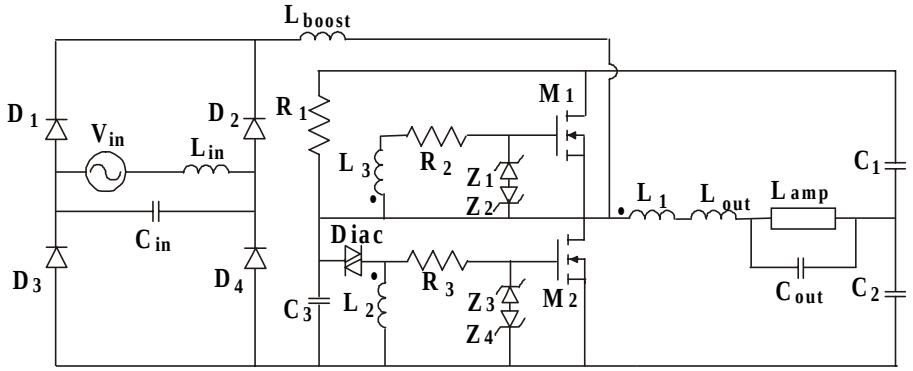
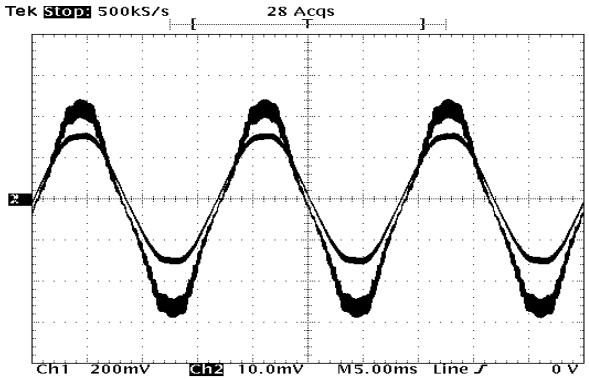
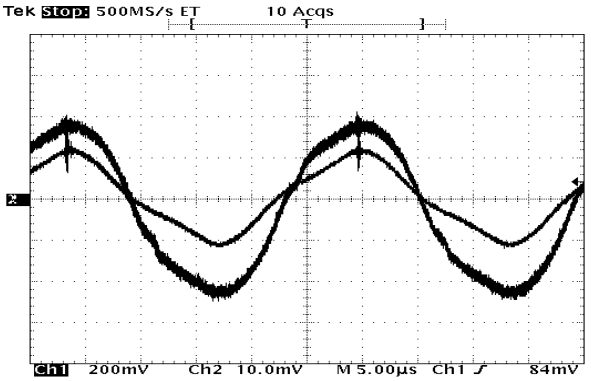


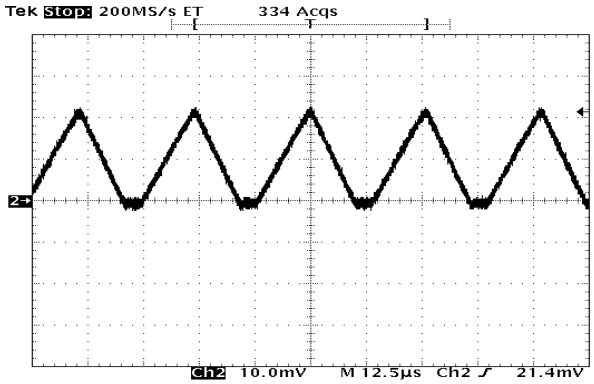
Fig. 4. Diagrama completo do conversor boost half-bridge auto oscilante



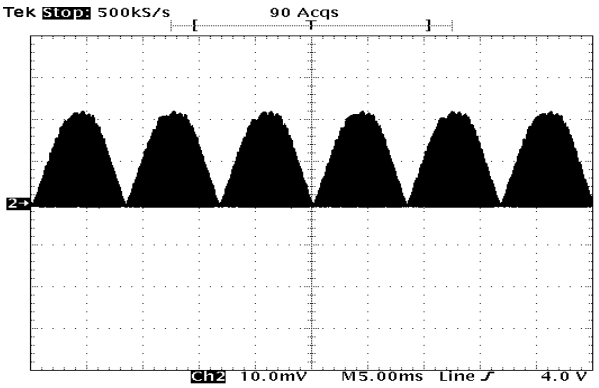
(a)



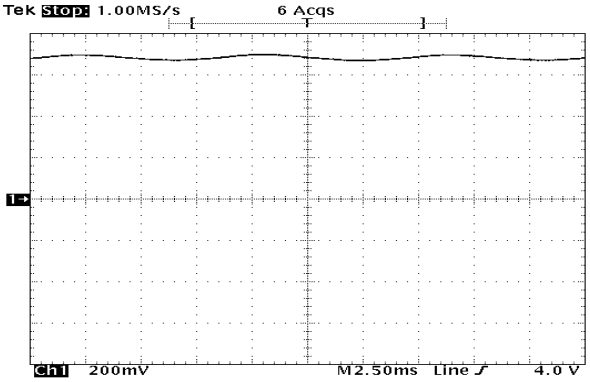
(b)



(c)



(d)



(e)

Fig. 5.Formas de onda principais obtidas do conversor boost half-bridge auto oscilante: (a) Tensão de entrada (100V/div.), corrente de entrada 200mA/div.),escala de tempo: 5ms/div.: (b) Tensão na lâmpada (100V/div.), corrente na lâmpada 200mA/div.),escala de tempo: 5µs/div.: (c) Corrente no indutor boost em alta freqüência, no pico da tensão (500mA/div.), escala de tempo: 12,5µs/div.: (e) Tensão no barramento cc do conversor half-bridge (100V/div.), escala de tempo: 2,5ms/div.

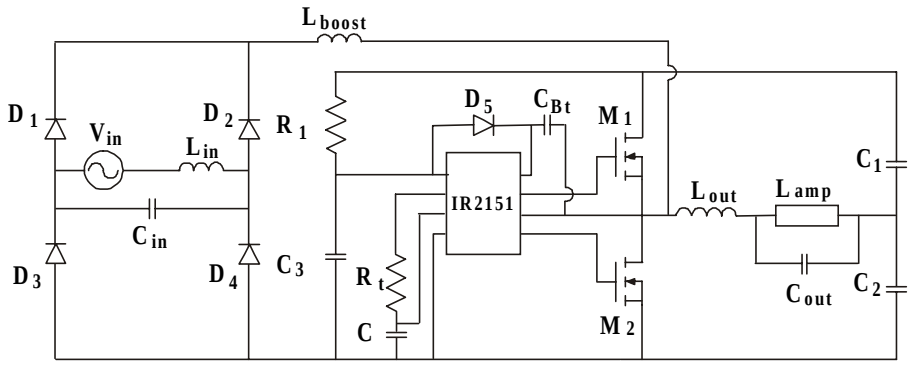
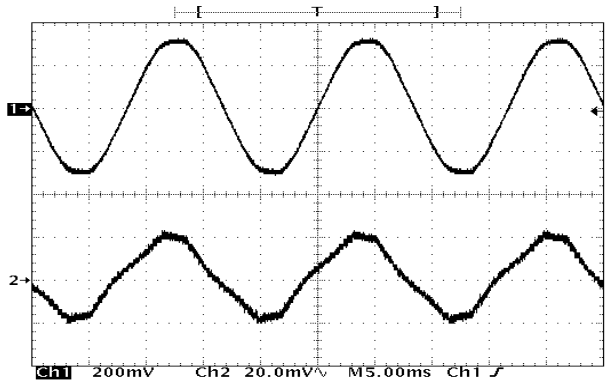
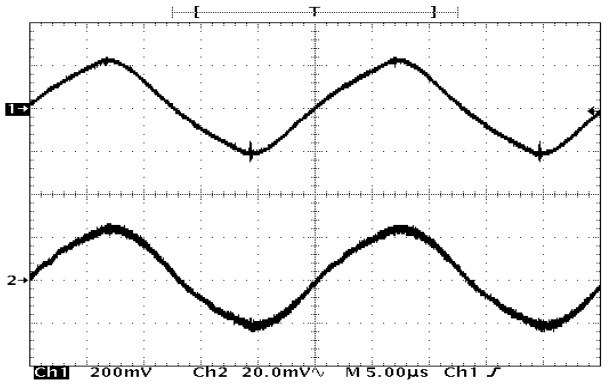


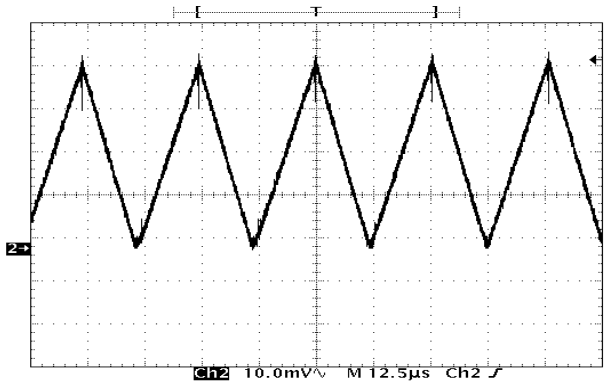
Fig. 6 Diagrama completo do conversor boost half-bridge auto oscilante empregando o circuito de comando IR2151



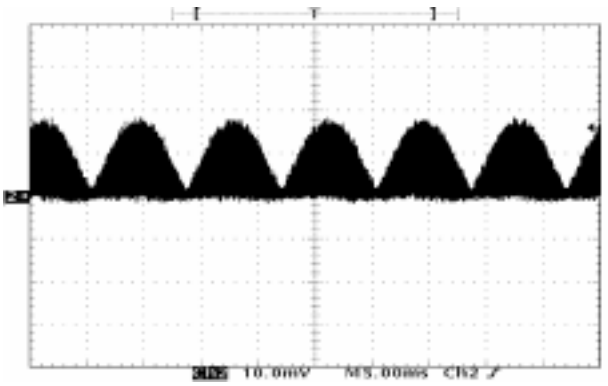
(a)



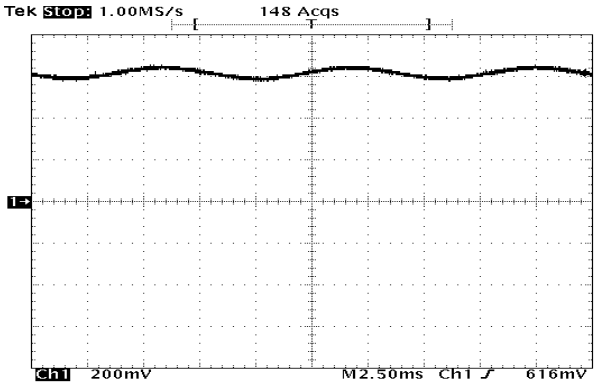
(b)



(c)



(d)



(e)

Fig. 7.Formas de onda principais obtidas do conversor boost half-bridge auto oscilante empregando o circuito de comando IR2151: (a) Tensão de entrada (100V/div.), corrente de entrada 400mA/div.).: (b) Tensão na lâmpada (100V/div.), corrente na lâmpada (400mA/div..: (c) Corrente no indutor boost em alta freqüência, no pico da tensão (200mA/div.): (c) Corrente no indutor boost em baixa freqüência, no pico da tensão (500mA/div.) (e) Tensão no barramento cc do conversor half-bridge (100V/div.).

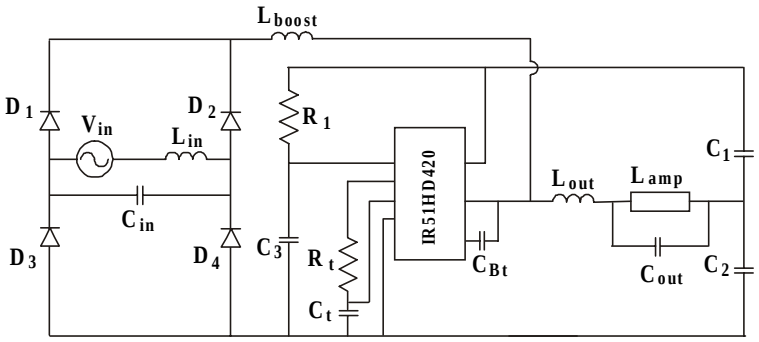
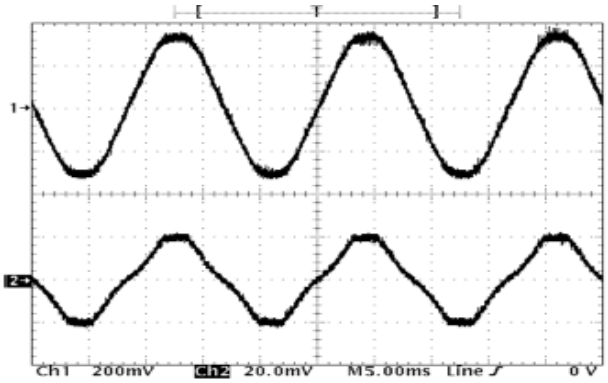
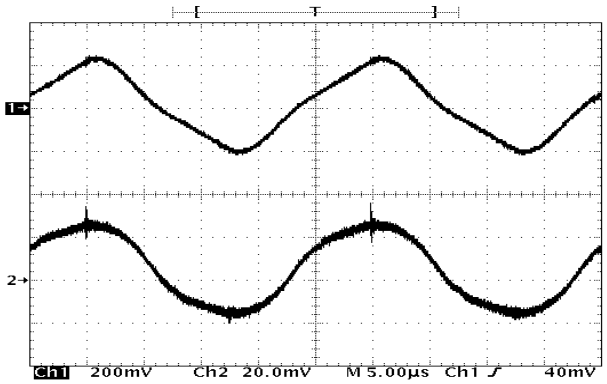


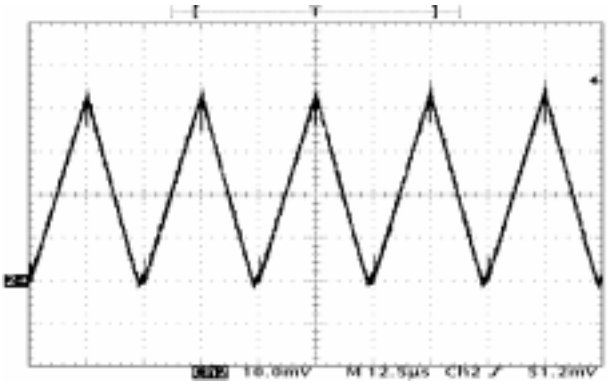
Fig. 8 Diagrama completo do conversor boost half-bridge auto oscilante empregando o circuito de comando IR51HD420



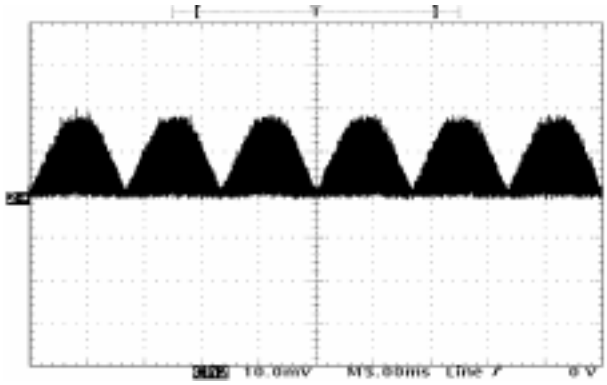
(a)



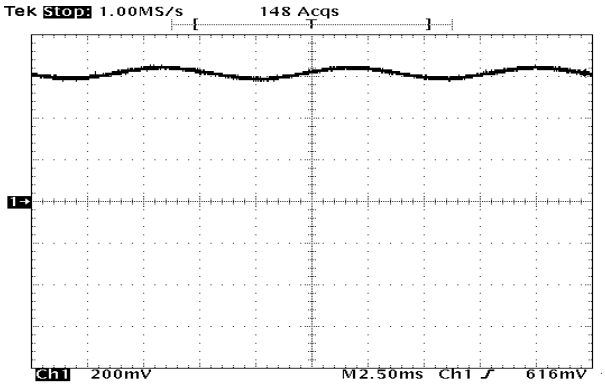
(b)



(c)



(d)



(e)

Fig. 9. Formas de onda principais obtidas do conversor boost half-bridge auto oscilante empregando o circuito de comando IR51HD420: (a) Tensão de entrada (100V/div.), corrente de entrada 400mA/div.).: (b) Tensão na lâmpada (100V/div.), corrente na lâmpada (400mA/div..: (c) Corrente no indutor boost em alta freqüência, no pico da tensão (200mA/div.): (c) Corrente no indutor boost em baixa freqüência, no pico da tensão (500mA/div.) (e) Tensão no barramento cc do conversor half-bridge (100V/div.).

A forma de onda da ondulação da tensão que alimenta o conversor *"half-bridge"* , na baixa freqüência, está na Fig. 5.e, para o circuito da Fig. 4, e para os circuitos das Figs. 6 e 8 é apresentada nas Figs. 7.e e 9.e.

Experimentalmente foram obtidos os dados através do Tektronix TDS 430A e foram analisados através de software MathCad, suas características são a seguinte:

Conversor boost half-bridge auto oscilante:
rendimento: 87%
fator de potência: 0.99
taxa de disrtorção harmônica: 8.7%
fator de crista: 1.50

Conversor boost half-bridge auto oscilante empregando o IR2151:
rendimento: 90,2%
fator de potência: 0.99
taxa de disrtorção harmônica: 5.6%
fator de crista: 1.62

Conversor boost half-bridge auto oscilante empregando o IR51HD420:
rendimento: 91.5%
fator de potência: 0.99
taxa de disrtorção harmônica: 5.9%
fator de crista: 1.68

%)=90.2, F.P=0.99 e THD(%) = 5,6.

- Através do conversor com CI IR51HD420:
%)=91.5, F.P=0.99 e THD(%) = 5,9.

VII. Conclusão

Este artigo apresenta um sistema eletrônico com baixo custo e alto fator de potência num único estágio. Esta topologia opera com dois tipos de conversores em cascata, compartilhando a mesma chave de potência. O primeiro é um conversor *"boost"* operando em modo de condução descontínua. Este modo de operação faz com que a corrente siga a forma senoidal da tensão de entrada, conseguindo assim um alto fator de potência. O segundo é um conversor "half-bridge". Foram apresentados e analisados os resultados obtidos empregando a estrutura auto oscilante, auto oscilante com o circuito de comando IR2151 e com o circuito de comando IR51HD420. Os resultados práticos confirmam que os sistemas eletrônicos apresentados possuim um alto fator de potência, uma alta eficiência, uma baixa distorção harmônica e um fator de crista que atende as especificações das normas.

A topologia apresentada somente foi implementado em 110V devido a características impostas pela própria topologia Boost.

Referencias

[1] R. N. Prado, S. A Bonaldo, M. C. Moreira, D. L. R. Vidor. "Electronic ballast with a high-power-factor for fluorescent lamps." *IEEE PESC'96 Records*, pp 1215-1220.

[2] E. Deng, S. Cuk. "Single stage, high-power-factor, lamp ballast." *IEEE APEC'94 Record*, pp. 441-449

[3] J. Spangler, A. K. Behera. "Power-factor correction techniques used for fluorescent lamp ballast". *IEEE IAS'91 Record*, pp 1831-1841.

[4] E. E. Hammer. "Fluorescent Lamp Starting Voltage Relationships at 60 Hz and High Frequency". *Journal of the Illuminating Engineering Society*, Oct. 1983, pp 36-46.

[5] Y. Takahashi , M. Kamata, K. Shimizu. "Efficiency Improvement of Electronic Ballast". *IEEE IAS'97 Record*.

[6] R. N. Prado, S. A. Bonaldo "A High-Power-Factor Electronic Ballast Using a Flyback Push-Pull Integrated Converter," IEEE Trans.On Industrial Electronics, vol. 46, nº 4, August 1999, in press

[7] R. N. Prado, S. A Bonaldo, D. S. Greff, F. E. Bisogno. *"A Unity Power-factor Electronic Ballast for Fluorescent Lighting."* IEEE IAS'97 Record.

[8] International Rectifier. "Electronic Ballast's Using the Cost-Saving IR215X Drivers"., Application Note AN-995A.