

REATOR ELETRÔNICO PARA ILUMINAÇÃO FLUORESCENTE BOOST PUSH-PULL COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA EMPREGANDO UM ÚNICO INTERRUPTOR

F. E. Bisogno, A. R. Seidel, T. B. Marchesan, R. N. do Prado
GEDRE – PPGEE – NUPEDEE – UFSM
97105-900 Santa Maria - RS
Brasil

Resumo – Este artigo descreve um reator eletrônico que opera com um único estágio de conversão de potência empregando apenas um interruptor ativo, com alto fator de potência para duas lâmpadas fluorescentes T1240W. A topologia emprega um conversor boost no modo de condução descontínuo para a correção do fator de potência. O estágio inversor utiliza o conversor push-pull que faz a alimentação em alta frequência do filtro LCC ressonante e das lâmpadas. Os princípios de operação, equações de projeto e os resultados experimentais são obtidos para uma frequência de operação de 50 kHz e tensão de alimentação de 110V RMS, 60Hz.

Abstract – This paper describes a high power factor electronic ballast employing a single power converting stage and a single power switch. The converter provides a high-frequency to supply the lamp. High power factor is achieved through a boost converter operating in a discontinuous conduction mode as a pre-regulator stage. The inverter stage employs a push-pull converter that supplies the LCC filter and Lamps. Operating principles, design equations and experimental results are obtained for the following: 50kHz switching frequency, 110V RMS line voltage, two T1240W fluorescent lamps and 60Hz line frequency.

I. INTRODUÇÃO

Trabalhar com reatores eletrônicos em alta frequência é fundamental para economizar energia em função da melhor eficiência luminosa (Lm/W) [1], [2]. A alta frequência faz com que os reatores eletrônicos sejam mais leves, menores, sem ruído audível e proporcionem uma maior vida útil à lâmpada, ao contrário dos reatores eletromagnéticos convencionais operando em 60 Hz, que requerem um dispositivo de grande volume para limitar a corrente [3].

As lâmpadas fluorescentes que operam com reatores eletromagnéticos em 60 Hz apresentam ondulação de tensão a frequência de 120 Hz com 33% de decréscimo da luminosidade [4], [5] [9].

Os reatores eletrônicos com correção de fator de potência operam com dois estágios de conversão, sendo o primeiro o estágio de correção do fator de potência e o segundo o estágio de inversão.

Para a correção do fator de potência geralmente são utilizados os conversores boost, flyback e buck-boost. No estágio inversor são geralmente utilizados os conversores half-bridge e push-pull [6], [7], [8], [10]. A topologia

proposta possui um fator de potência elevado, alimentando a lâmpada fluorescente em alta frequência através de um único estágio de conversão, utilizando os conversores boost no modo de condução descontínuo e push-pull, empregando um único interruptor ativo.

II. TOPOLOGIA PROPOSTA

A configuração básica da topologia proposta é mostrada na Fig. 1, composta por uma fonte de tensão monofásica V_{in} , ponte retificadora formada pelos diodos D_1 - D_4 , um conversor boost, um inversor push-pull, dois filtros de alta frequência e duas lâmpadas fluorescentes $Lamp_1$ e $Lamp_2$.

O conversor boost empregado para correção do fator de potência é composto pelo indutor L_{Boost} , um interruptor ativo S e um capacitor C_{out} .

O estágio de inversão é constituído pelo conversor push-pull, formado pelos indutores L_{P1} , L_{P2} , o diodo D_5 e o interruptor ativo S , o qual é compartilhado com o conversor boost.

O filtro de EMI é empregado na entrada para eliminar as harmônicas de alta frequência e é formado pelo indutor L_{in} , e o capacitor C_{in} . Na saída é empregado o filtro LCC série-paralelo ressonante que faz a alimentação em alta frequência das lâmpadas, sendo constituído por L_{out} , C_{P1} , C_{P2} e C_S .

III. PRINCÍPIOS DE OPERAÇÃO

O comportamento do circuito proposto é analisado considerando duas seções: a seção de alta frequência (lado da carga) e a seção de baixa frequência (lado da fonte) que é simples e não é descrita.

A seção de alta frequência é dividida em três estágios de operação que são descritos a seguir.

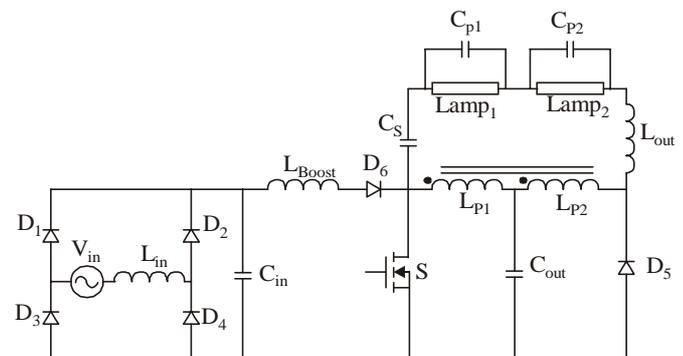


Fig. 1. Topologia proposta

A. Primeiro Estágio

O circuito e seu equivalente simplificado do primeiro estágio são mostrados na Fig. 2.(a) e (d) respectivamente. O estágio é caracterizado pela condução do interruptor ativo S e pela polarização reversa do diodo D_5 . Neste estágio a fonte de tensão V_{in} fornece energia para o indutor L_{Boost} determinando o crescimento linear da corrente $i_{L_{Boost}}$, considerando que a tensão V_{in} permanece aproximadamente constante durante um período de comutação. O capacitor C_{out} é aproximado por uma fonte de tensão constante V_o que é aplicada ao indutor L_{P1} e refletida pelo acoplamento ao indutor L_{P2} , resultando em uma tensão de valor $2 \cdot V_o$ no conjunto filtro + lâmpadas.

B. Segundo Estágio

O circuito e seu equivalente simplificado do segundo estágio são mostrados na Fig. 2.(b) e (e) respectivamente. O estágio é caracterizado pela abertura do interruptor ativo S e pela polarização direta do diodo D_5 . Neste estágio o indutor L_{Boost} fornece energia para o capacitor C_{out} . A tensão sobre o capacitor C_{out} (V_o) é aplicada ao indutor L_{P2} e refletida pelo acoplamento ao indutor L_{P1} , resultando em tensão de $-2 \cdot V_o$ no conjunto filtro + lâmpadas.

C. Terceiro Estágio

O circuito e seu equivalente simplificado do terceiro estágio são mostrados na Fig. 2.(c) e (f). No terceiro estágio o interruptor S e o diodo D_5 estão bloqueados. Neste estágio a energia armazenada no circuito ressonante do filtro continua circulando pela lâmpada, completando os estágios de operação do circuito.

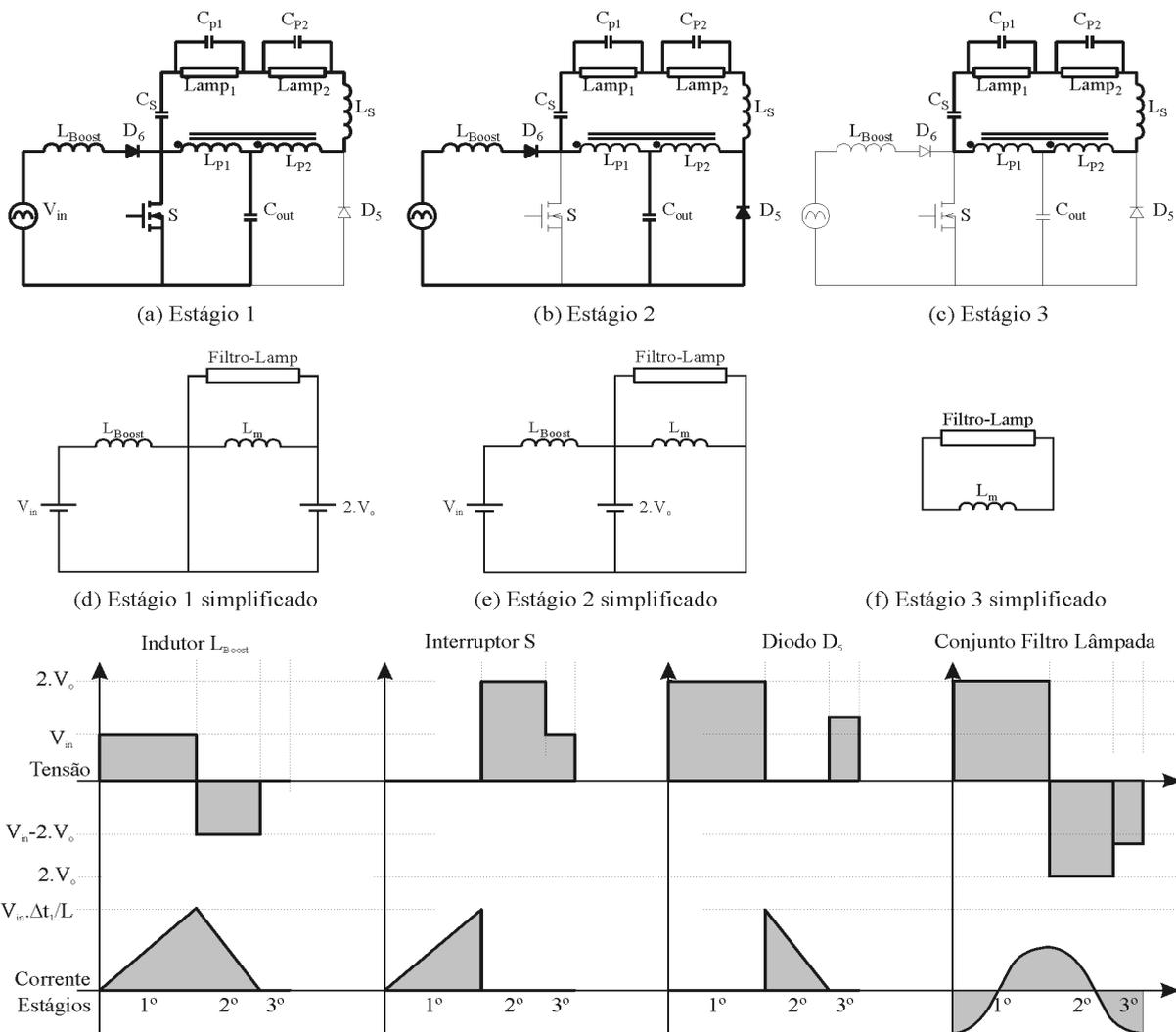
As formas de onda teóricas do indutor L_{boost} , interruptor ativo S , do diodo D_5 e tensão e corrente no conjunto filtro + lâmpadas de cada estágio da topologia proposta são mostrados na Fig. 2.(g).

IV. EQUAÇÕES RELEVANTES

Nesta seção são apresentadas as equações dos principais parâmetros de projeto da topologia proposta.

A. Filtro LCC Ressonante

A topologia proposta é composta de um filtro LCC ressonante de saída, sendo seu capacitor paralelo calculado por (1).



(g) Formas de onda teóricas

Fig. 2. Estágios de operação.

$$C_P(\theta) = \sqrt{\frac{[1 + (\tan(\theta))^2] \cdot P}{\omega^2 \cdot R \cdot V_{ac}^2} - \frac{1}{\omega^2 \cdot R^2}}, \quad (1)$$

onde:

- $C_P(\theta)$ capacitor paralelo do filtro em função de θ ;
- θ ângulo da impedância da entrada;
- P potência na lâmpada;
- ω frequência angular;
- R resistência equivalente da lâmpada;
- V_{ac} tensão RMS da componente fundamental aplicada ao filtro.

O indutor série é definido por:

$$L(\theta, C_S) = \frac{R \cdot \tan(\theta) + C_P(\theta) \cdot R^2 \cdot \omega}{\omega \cdot [1 + \omega^2 \cdot (C_P(\theta))^2 \cdot R^2]} + \frac{1}{C_S \cdot \omega^2}, \quad (2)$$

onde:

- C_S capacitor série suficientemente grande para filtrar a componente contínua da forma de onda da entrada do filtro (arbitrado);
- $L(\theta, C_S)$ indutor série do filtro em função de θ e C_S .

O valor da resistência equivalente em regime permanente para a lâmpada Osram F40W é dado por (3), determinada em [12].

$$R(P) = 25410 \cdot e^{-0,0631 \cdot P} + 10126 \cdot e^{-0,263 \cdot P}. \quad (3)$$

Considerando que a ignição da lâmpada é representada por um elevado valor de resistência equivalente (100R) e sua resistência de operação em regime permanente (R) é definida por (3).

O ângulo θ a ser utilizado nos cálculos é escolhido de acordo com o gráfico da Fig. 3, definido pela expressão:

$$P(\theta, C_S, R) = \frac{V_{ac}^2 \cdot R \cdot A_1(\theta, C_S, R)}{R^2 + \omega^2 \cdot [A_2(\theta, C_S, R) - R^2 \cdot C_P(\theta)]^2}, \quad (4)$$

onde:

$$A_1(\theta, C_S, R) = 1 + \omega^2 \cdot C_P(\theta)^2 \cdot R^2;$$

$$A_2(\theta, C_S, R) = \left[L(\theta, C_S) - \frac{1}{C_S \cdot \omega^2} \right] \cdot 1 + \omega^2 \cdot C_P(\theta)^2 \cdot R^2;$$

baseado na abordagem da defasagem angular mostrada em [11].

B. Razão Cíclica

A máxima razão cíclica limite para o modo de condução descontínua é dada por:

$$D_{max} = 1 - \alpha, \quad (5)$$

onde:

- D_{max} máxima razão cíclica;
- α $V_P / 2 \cdot V_C$;
- V_P tensão de pico da entrada;
- V_C tensão no capacitor C_{out} .

Para obter o modo de condução contínuo deve-se escolher uma razão cíclica menor que D_{max} , portanto:

$$D_d < 1 - \alpha. \quad (6)$$

C. Indutância Boost

A indutância boost é definida pela seguinte expressão

$$L_{Boost} = \frac{V_P^2}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot P} \cdot \frac{(1 - \alpha)^2}{\alpha} \cdot Y(\alpha), \quad (7)$$

onde:

$$Y(\alpha) = -2 - \frac{\pi}{\alpha} + \frac{2}{\alpha \cdot \sqrt{1 - \alpha^2}} \cdot \left[\frac{\pi}{2} + \tan^{-1} \left(\frac{\alpha}{\sqrt{1 - \alpha^2}} \right) \right]; \quad (8)$$

- P_{out} potência de saída;
- f frequência de operação.

D. Correntes de entrada

A corrente eficaz de entrada pode ser definida por:

$$I_{in,RMS} = \frac{P}{V_{in} \cdot \eta}, \quad (9)$$

onde:

- P potência de entrada;
- V_{in} tensão RMS de entrada.

A corrente de pico no indutor Boost é definida por:

$$i_{Boost,Pico} = \frac{V_{in} \cdot D}{L_{Boost} \cdot f}. \quad (10)$$

E. Corrente no Push-Pull

A corrente de pico no push-pull é dado por:

$$i_{PP,pico} = i_{L,pico} + i_{mag}, \quad (11)$$

onde:

- $i_{L,pico}$ corrente de pico na lâmpada;
- i_{mag} corrente na indutância magnetizante.

F. Avaliação dos Esforços

A máxima corrente no interruptor é dado por:

$$i_S = i_{in,pico} + i_{PP,pico} + i_{mag}. \quad (12)$$

A tensão sobre o interruptor é dada por:

$$V_S = 2 \cdot V_C. \quad (13)$$

A corrente no diodo D_5 é dada por:

$$i_{D5,RMS} = i_{mag,RMS}. \quad (14)$$

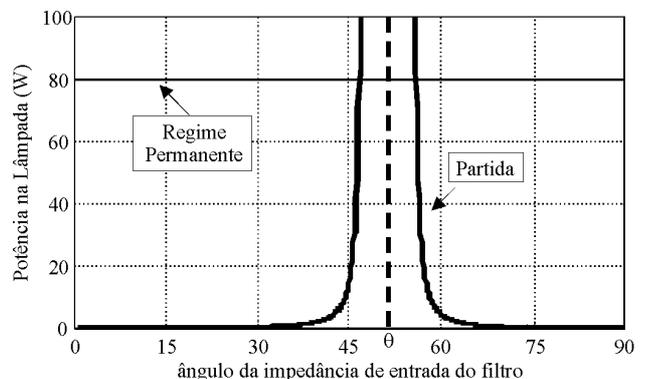


Fig. 3. Gráfico da potência na lâmpada em função do ângulo da impedância de entrada do filtro LCC ressonante

V. CÁLCULOS DO PROTÓTIPO

Os cálculos do protótipo foram feitos para os seguintes dados de entrada:

Tensão de entrada:	110V _{RMS} , 60Hz;
Carga:	2 lâmpadas "T12" de 40W;
Frequência de operação:	50kHz.

A. Filtro LCC Ressonante

Através da expressão (4) podem ser obtidos os gráficos das potências na lâmpada em regime e na ignição, mostrados na Fig. 3, considerando:

Tensão de pico a pico de entrada no filtro: 600V;

Calculando a tensão RMS da componente fundamental da tensão aplicada ao conjunto filtro lâmpada.

V_{ac} : 270 V.

Calcula-se pela equação (3) a resistência equivalente da lâmpada Osram F40W, obtendo

R : 340Ω.

Adota-se

C_S : 150nF.

A partir dos dados definidos acima é possível construir o gráfico mostrado na Fig. 3 e escolher o ângulo que possibilita um elevado ganho na partida:

θ : 49°.

Considerando o ângulo θ , determinado graficamente os valores de C_P e L que são respectivamente calculados através de (1) e (2), fornecendo os seguintes resultados:

C_P : 4nF;

L : 2,6mH.

B. Razão Cíclica Máxima

Para o cálculo da razão cíclica têm-se

V_P : 155V;

V_C : 150V,

de (5) obtém-se

α : 0,52;

D_{max} : 0,48.

C. Indutância Boost

O cálculo da indutância boost é dado por (7) e (8) que resulta

L_{Boost}

640μH.

D. Correntes de Entrada

As correntes de entrada são calculadas pelas expressões (9) e (10) obtendo-se os seguintes valores:

$I_{in,RMS}$: 808mA;

$I_{Boost,Pico}$: 2,342A.

E. Corrente no Push-Pull

A corrente no transformador push-pull é calculada pela expressão (11)

$I_{L,pico}$: 343μA;

I_{mag} : 963μA;

$I_{PP,pico}$: 1,3mA.

F. Avaliação dos Esforços

A máxima corrente no interruptor para o pior caso é dada por (12):

I_S : 3,65A.

A tensão sobre o interruptor e sobre o diodo é dada por (13):

V_S : 300V.

A corrente no diodo D_5 é dada por (14):

$I_{D5,RMS}$: 300mA.

VI. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A Fig. 4 mostra o protótipo da topologia proposta construído com base nas especificações de projeto apresentadas abaixo:

- Tensão de alimentação: $V_{in}=110$ V_{RMS}, 60 Hz;

- Potência de saída: 64 W;

- Frequência de comutação: $f=50$ kHz;

- Razão cíclica: $D=0,48$.

Os componentes utilizados para a montagem do protótipo são os seguintes:

- L_{Boost} : 500μH, 50 espiras com núcleo EE 24/12 IP6 Thornton;

- L_{P1} , L_{P2} : 3mH, 120 espiras com núcleo EE30/14 IP6-Thornton;

- D_1 - D_2 : 1N4007;

- D_5 , D_6 : UF4007;

- S : IRF740 (International Rectifier);

- C_{out} : 110μF /250V (eletrolítico).

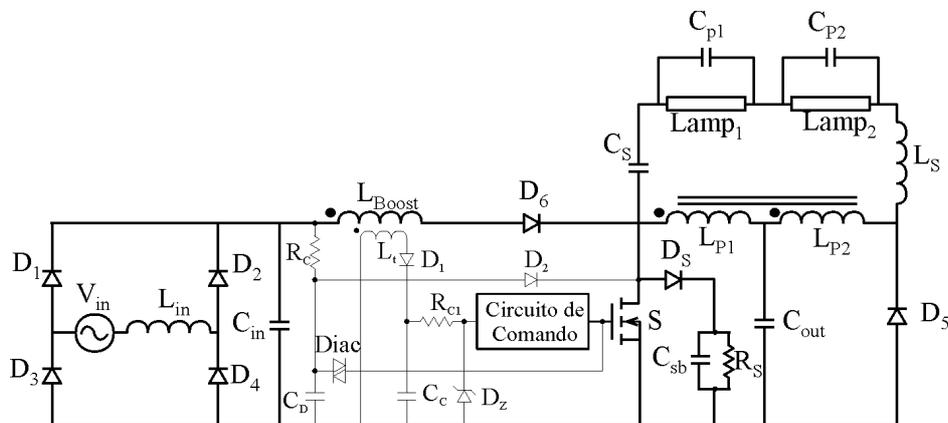


Fig. 4. Protótipo implementado

O filtro EMI possui os seguintes componentes:

- L_{in} : 1,4mH, 150 espiras com núcleo EE20/10 IP6-Thornton.

O filtro ressonante de saída tem os seguintes componentes:

- L_{out} : 2,7 mH, 150 espiras com núcleo EE20/10 IP6-Thornton;

- C_S : 150 nF/250V (polipropileno);

- C_{P1}, C_{P2} : 3,6 nF/2kV (polipropileno).

Foram utilizadas duas lâmpadas fluorescentes tubulares Osram F40W:

- D_S : UF4007;

- C_{Sb} : 10 nF;

- R_S : 12 k Ω .

As formas de onda obtidas experimentalmente estão ilustradas nas Fig. 5 a Fig. 14.

A corrente e tensão de entrada, na Fig. 5, mostram o alto fator de potência e a THD reduzido da corrente.

Nas Fig. 6 e Fig. 7 são mostrados as formas de onda da corrente no indutor L_{Boost} em diferentes escalas de tempo, comprovando o modo de condução descontínua.

A tensão e corrente na chave S e no diodo D_S são mostradas respectivamente nas Fig. 8 e Fig. 9. Na Fig. 10 pode-se observar a reduzida ondulação na tensão do capacitor C_{out} , não havendo influência considerável na variação do fluxo luminoso das lâmpadas, como pode ser concluído através da envoltória da corrente na lâmpada, Fig. 12, o que resulta em um fator de crista adequado.

A Fig. 11 mostra a forma de onda da tensão e corrente no transformador push-pull, onde pode-se verificar a forma de onda quadrada característica destes conversores.

A tensão e a corrente em alta frequência em uma das lâmpadas fluorescentes são ilustradas na Fig. 13, observando se que as mesmas se aproximam de uma forma de onda senoidal. Na Fig. 14 é mostrada a tensão de partida da lâmpada, na qual pode ser observada a partida instantânea.

Analisando-se os dados obtidos experimentalmente das formas de onda da topologia proposta, foram obtidos os seguintes resultados:

- rendimento $\eta(\%)=87\%$;

- fator de potência de $fp=0,99$;

- taxa de distorção harmônica da corrente de entrada THD=13,75 %;

- fator de crista da corrente em uma das lâmpadas de 1,5;

- potência em uma das lâmpadas $P=32W$.

A potência obtida na lâmpada em alta frequência produz um fluxo luminoso equivalente a uma lâmpada fluorescente "T12" com potência nominal de 40 W em baixa frequência.

VII. CONCLUSÃO

O artigo apresenta uma nova topologia de reator eletrônico para lâmpadas fluorescentes com alto fator de potência e baixo custo. A topologia proposta possui dois conversores operando em cascata, empregando apenas um interruptor ativo. O primeiro é o conversor boost empregado na correção do fator de potência e o segundo é o conversor push-pull, que alimenta a carga (filtro e lâmpadas) em alta frequência.

O conversor boost opera no modo de condução descontínua, dispensando o controle de corrente no indutor Boost, possibilitando a operação do circuito em malha aberta.

O conversor push-pull permite empregar a energia armazenada nos enrolamentos para viabilizar a comutação espontânea do diodo D_S , dispensando um dos interruptores seu circuito de comando.

O interruptor compartilhado (S) pelos dois conversores não requer circuito de comando isolado, simplificando ainda mais o circuito de comando, porém possui uma corrente elevada inerente ao compartilhamento.

Desta forma, esta topologia reúne simplicidade e eficiência na obtenção de um reator eletrônico com alto fator de potência, alta eficiência luminosa e custo reduzido.

Os resultados experimentais demonstram que a topologia proposta encontra-se dentro dos padrões mundiais, no que diz respeito a correção do fator de potência, rendimento, e fator de crista da corrente.

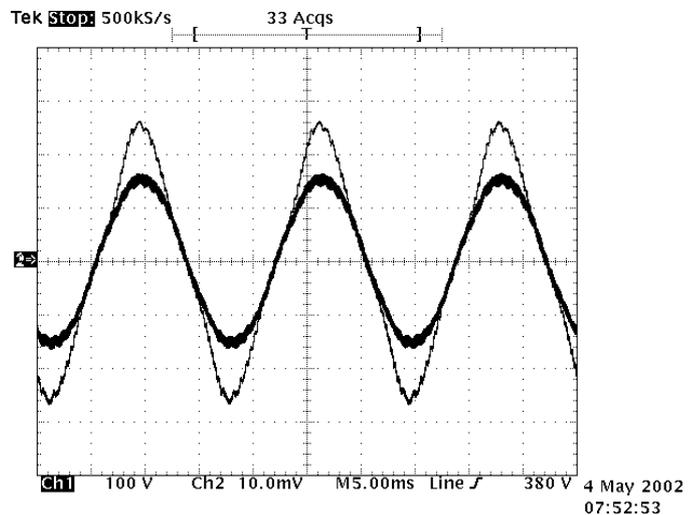


Fig. 5. Tensão e corrente na entrada (50V/div, 1A/div e 5ms/div)

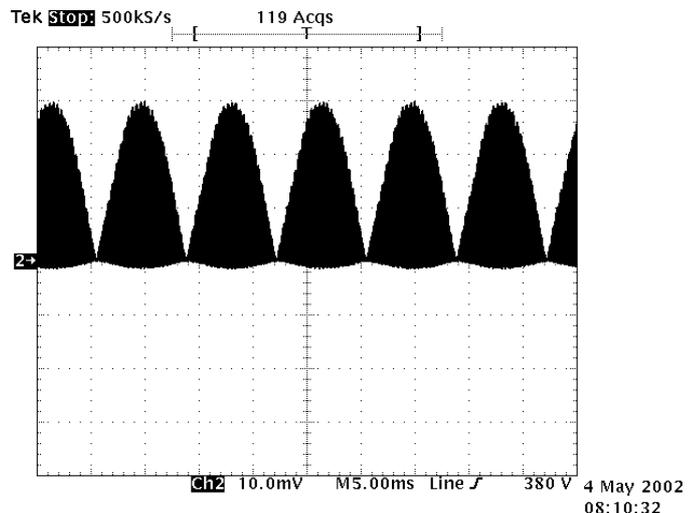


Fig. 6. Corrente no indutor boost em baixa frequência. (1A/div e 5ms/div)

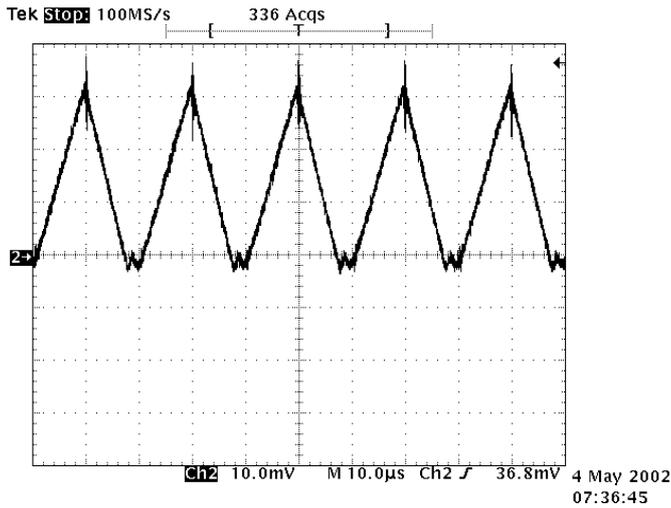


Fig. 7. Corrente no indutor boost em alta frequência (1A/div e 10 μ s/div)

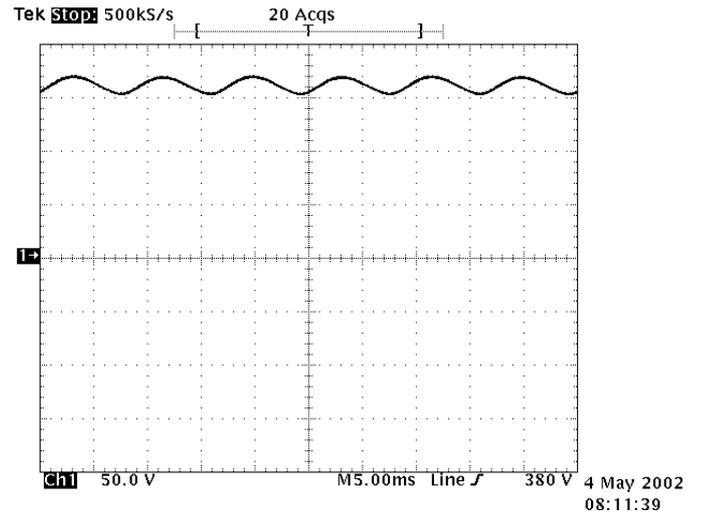


Fig. 10. Tensão no capacitor Cout (50V/div e 5ms/div)

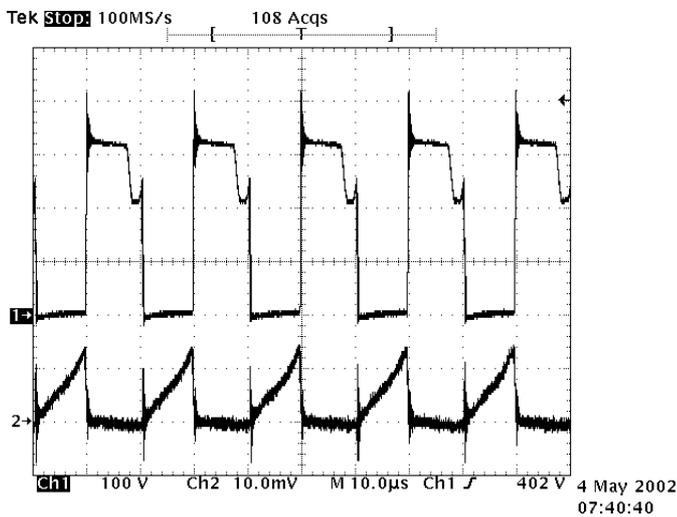


Fig. 8. Tensão e corrente no interruptor (100V/div, 5A/div e 10 μ s/div)

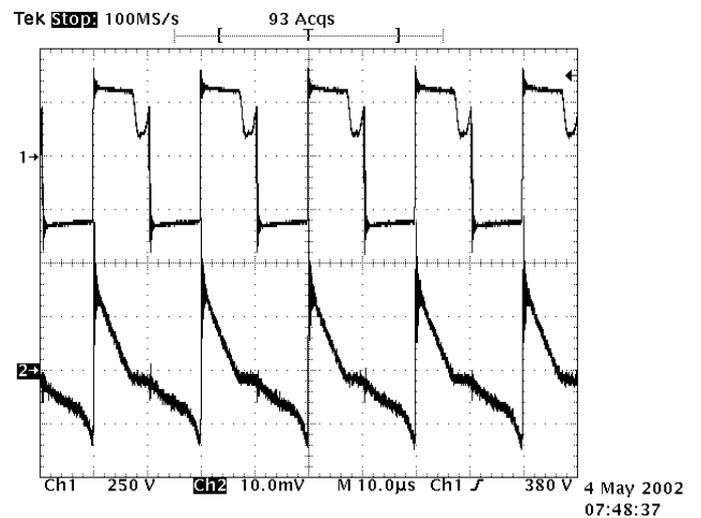


Fig. 11. Tensão e corrente no transformador Push-Pull (250V/div, 500mA/div e 10 μ s/div)

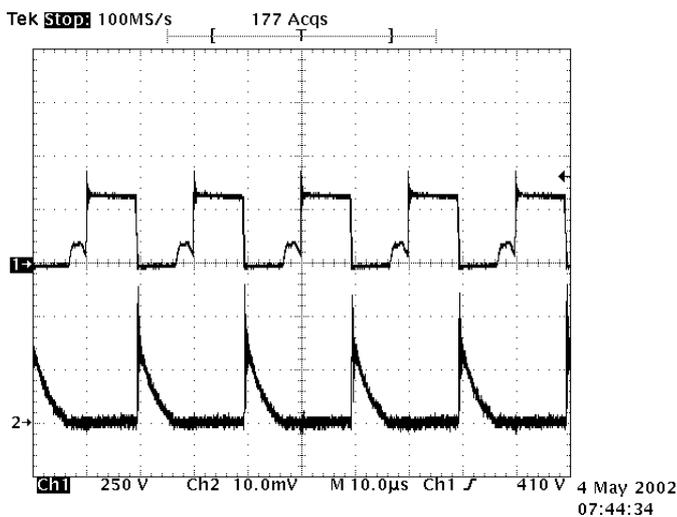


Fig. 9. Tensão e corrente no diodo D₅ (250V/div, 5A/div e 10 μ s/div)

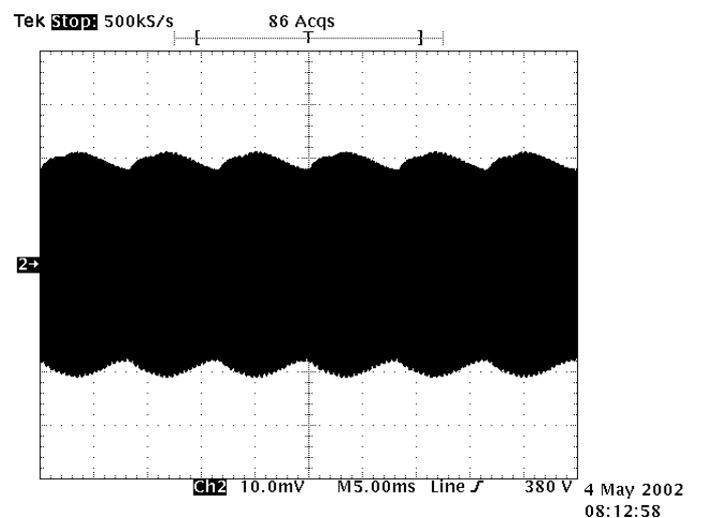


Fig. 12. Envoltória da corrente na lâmpada (200mA/div e 5ms/div)

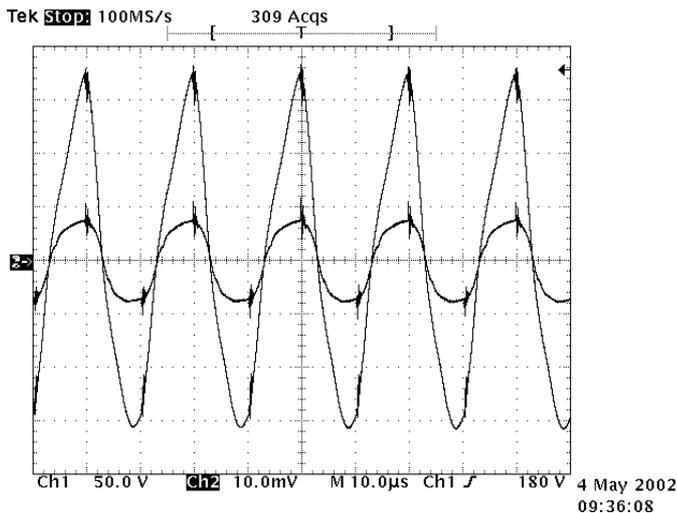


Fig. 13. Forma de onda da tensão e corrente na lâmpada em alta frequência (50V/div, 500mA/div e 10µs/div)

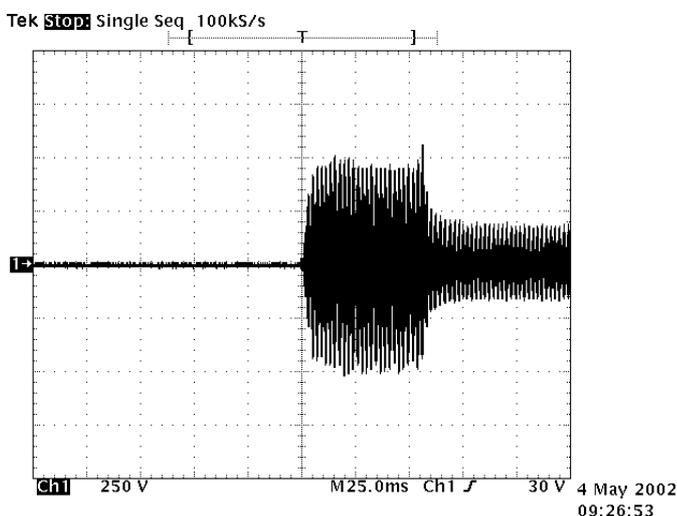


Fig. 14. Forma de onda da tensão na partida da lâmpada (250V/div e 25ms/div)

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem à THORNTON INPEC pelo apoio com núcleos utilizado nas montagens, à OSRAM do Brasil pelo fornecimento das lâmpadas utilizadas nos ensaios, à CAPES e CNPq pelo apoio financeiro.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] R. N. do Prado, S. A. Bonaldo and D. S. Greff, "A High Power Factor Flyback-Half-Bridge Electronic Ballast with Dimming Feature," *IEEE IAS'98*, record.
- [2] W. R. Alling, "Important Design Parameters for Solid-State Ballasts," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 25, no. 2, pp. 203-207, march/abril 1989.
- [3] T. H. Yu and L. M. Wu. "Comparisons Among Self-Excited Parallel Resonant, Series Resonant and Current-Fed Push-Pull Electronic Ballasts", *IEEE Applied Power Electronic Conference*, pp. 421-426, 1994.

- [4] E. E. Hammer, "High Frequency Characteristics of Fluorescent Lamps up to 500 kHz", *Journal of the Illuminating Engineering Society*, pp.56-61, Winter 1987.
- [5] E. E. Hammer and T. K. McGowan, "Characteristics of Various F40 Fluorescent Systems at 60 Hz and High Frequency," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 21, no. 1, pp. 11-16, 1985.
- [6] R. N. Prado, S. A. Bonaldo, M. C. Moreira, D. L. R. Vidor. "Eletronic Ballast with a High Power for Fluorescent Lamp". *IEEE PESC'96*, Record, pp. 1215-120.
- [7] R. N. Prado, S. A. Bonaldo, D. S. Greff, and F. E. Bisogno. "A Unity Power Factor Eletronic Ballast for Fluorescent Lighting," *IEEE IAS'97 Annual Meeting Records*, pp. 2366-2371.
- [8] J. A. Sierra and W. Kaiser. "Comparison of Fluorescent Lamp Stabilization Methods in the Current-Fed Push-Pull Inverter," *IEEE Trans. Industry Application*, vol. 36, no. 1, January/February 2000.
- [9] R. R. Verderber, O. C. Morce, and F. M. Rubinstein, "Performance of Electronic Ballast and Control with 34 and 40 watt F40 Fluorescent Lamps," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 25, no. 6, pp. 1049-1059, November/December 1989.
- [10] M. K. Kazierczuck and W. Szaraniec, "Electronic Ballast for Fluorescent Lamps," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 8, no. 4. pp. 386-395, October 1993.
- [11] Y. Takahashi, M. Kamata, K. Shimizu, "Efficiency Improvement of Electronic Ballast," *IEEE IAS'97*, Record.
- [12] M. Cervi, A. R. Seidel, F. E. Bisogno, R. N. Prado, "Fluorescent Model Based on the Equivalent Resistance Variation," *IEEE IAS'02*, record.

DADOS BIOGRÁFICOS

Fábio Ecke Bisogno, nascido em 07/04/1973 em Santa Maria (RS) é engenheiro electricista (1999) e mestre (2001) pela Universidade Federal de Santa Maria, onde é doutorando no Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica. Atualmente é pesquisador no Grupo de Estudo e Desenvolvimento de Reatores Eletrônicos (GEDRE) nesta mesma universidade. Suas áreas de interesse são lâmpadas fluorescentes, reatores eletrônicos, sistemas dimerizáveis e fontes de alimentação.

Álvsson Raniere Seidel, nascido em 01/08/1975 em São Pedro do Sul (RS) é engenheiro electricista (1999) pela Universidade Federal de Santa Maria, onde é doutorando no Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica. Atualmente é pesquisador no Grupo de Estudo e Desenvolvimento de Reatores Eletrônicos (GEDRE) nesta mesma universidade. Suas áreas de interesse são lâmpadas fluorescentes, reatores eletrônicos, sistemas dimerizáveis e eficiência luminosa.

Tiago Bandeira Marchesan, nascido em 09/12/1980 em Santa Maria (RS) estudante de Engenharia Elétrica na Universidade Federal de Santa Maria. Atualmente é pesquisador no Grupo de Estudo e Desenvolvimento de Reatores Eletrônicos (GEDRE) nesta mesma universidade. Suas áreas de interesse são lâmpadas fluorescentes, reatores eletrônicos, fontes de alimentação e sistemas dimerizáveis.

Ricardo Nederson do Prado, nascido em 22/04/1960 em Itapiranga (SC) obteve o título de engenheiro eletricista pela Universidade Federal de Santa Maria, em 1984, e os títulos de mestre e doutor em engenharia elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina em 1987 e 1993, respectivamente. Entre 1987 e 1992 foi professor assistente junto ao departamento de eletrônica da Universidade Federal de Minas Gerais. A partir de 1993 é professor adjunto no departamento de eletrônica e computação da Universidade Federal de Santa Maria. É membro do IEEE, da SBA e membro fundador da SOBRAEP. Atualmente é responsável pelo grupo de estudo e desenvolvimento de reatores eletrônicos (GEDRE) e coordenador do programa de Pós-graduação da Universidade Federal de Santa Maria. Suas áreas de interesse são sistemas dimerizáveis e reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes e de alta pressão, qualidade de energia e eficiência luminosa.