

# ESTUDO COMPARATIVO ENTRE TOPOLOGIAS INTEGRADAS PARA ALIMENTAÇÃO DE LÂMPADAS A VAPOR DE SÓDIO DE ALTA PRESSÃO

Marco A. Dalla Costa<sup>1</sup>, Tiago B. Marchesan<sup>1</sup>, Jeferson S. da Silveira<sup>1</sup>, Ricardo N. Prado<sup>1</sup>, J. Marcos Alonso<sup>2</sup>

1 – Universidade Federal de Santa Maria – Grupo de Inteligência em Iluminação (GEDRE)

CEP: 97105-900, Santa Maria – RS – Brasil

2 – Universidad de Oviedo – Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica, de Computadores y Sistemas

CP 33204, Gijón - España

e-mail: marcodc@ieee.org

**Resumo** – Este artigo apresenta uma metodologia de integração de conversores CC/CC para alimentação de lâmpadas a vapor de sódio de alta pressão. Todos os circuitos propostos apresentam correção do fator de potência e alimentam as lâmpadas a partir de uma forma de onda quadrada de baixa frequência, com o objetivo de evitar a ocorrência de ressonâncias acústicas. Os conversores propostos para efetuar a etapa de correção do fator de potência são buck, boost, buck-boost, flyback, sepic e zeta. A etapa de controle da corrente da lâmpada é efetuada por um conversor flyback composto de um enrolamento primário e dois secundários, os quais comutam em baixa frequência de modo a aplicar a forma de onda adequada na lâmpada. As etapas de correção do fator de potência e de controle da corrente da lâmpada são integradas e compartilham um mesmo interruptor, de modo a reduzir custo e complexidade do reator. Uma técnica de integração de conversores, denominada *grafted switches*, é utilizada como metodologia de integração dos conversores propostos. São apresentados os parâmetros de projeto e, a partir destes, um procedimento de projeto dos circuitos propostos é desenvolvido. Resultados experimentais de todas as topologias propostas e uma análise comparativa entre as mesmas são apresentados.

**Palavras-Chave** – correção do fator de potência, lâmpadas a vapor de sódio, ressonâncias acústicas, topologias integradas.

## INTEGRATED TOPOLOGIES TO SUPPLY HPS LAMPS: A COMPARATIVE STUDY

**Abstract** – This paper presents an integration methodology for DC/DC converters used to supply high-pressure-sodium (HPS) lamps with low-frequency-square-waveform (LSFW). The proposed electronic ballasts present high-power-factor (HPF), provided by the following input topologies: buck, boost, buck-boost, flyback, sepic, and zeta. These topologies are integrated with an output flyback converter, which controls the lamp current. This flyback converter is composed of one primary and two secondary windings, which are switched at low frequency, thus supplying the lamp with a LFSW current so that the acoustic resonances (AR) can be

avoided. The proposed analysis applies the grafted switches technique to obtain the integrated topologies. The ballasts' design parameters and design procedure are also presented. Experimental results are shown, in order to validate the theoretical analysis, and a comparison among the proposed topologies is performed.

**Keywords** - Integrated topologies, low frequency square waveform, high power factor, HPS lamps.

## I. INTRODUÇÃO

O sistema de iluminação pública atual é baseado em reatores eletromagnéticos alimentando lâmpadas a vapor de sódio de alta pressão (HPS). As lâmpadas HPS são largamente utilizadas devido a seus méritos de elevada vida útil (acima de 24000 horas) e elevado rendimento luminoso (acima de 70 lm/W). As principais vantagens dos reatores eletromagnéticos são o baixo custo, robustez e confiabilidade [1].

Reatores eletrônicos alimentando lâmpadas HPS apresentam características muito interessantes para o mercado atual, como reduzidos volume e peso, rendimento elevado, ausência de ruído audível e cintilamento (flicker), e imunidade a variações na tensão de alimentação. O principal empecilho para a popularização de reatores eletrônicos na alimentação de lâmpadas HPS é a ocorrência do fenômeno conhecido como ressonância acústica (RA) [2]. A RA é causada pelo aparecimento de ondas de pressão estacionárias no plasma, o que resulta em uma oscilação no arco de descarga, podendo causar cintilamento na luz, extinção do arco ou, no pior caso, explosão do tubo de descarga [3].

Deste modo, diferentes soluções têm sido desenvolvidas para contornar este problema. Dentre as diferentes alternativas apresentadas, destacam-se: alimentação a partir de onda quadrada de tensão e corrente [5]; aplicação de onda senoidal de altíssima frequência (acima de 1MHz) [6]; alimentação em uma zona livre de RA [7]; modulação da forma de onda aplicada à lâmpada [8] [9]; aplicação de onda senoidal com terceira harmônica superposta [10].

A literatura recente tem confirmado que a melhor solução para evitar o fenômeno da RA é através da aplicação de uma forma de onda quadrada de baixa frequência (OQBF) de corrente. Como o comportamento da lâmpada nesta condição é resistivo, a tensão possui a mesma forma de onda da corrente e, conseqüentemente, a potência instantânea na lâmpada é constante. Não havendo variação da potência na lâmpada, não há ocorrência de RA [4], [5] e [8]. Deste modo, este artigo é focado na alimentação de lâmpadas HPS através de reatores que aplicam OQBF.

Artigo submetido em 22/01/2010. Revisões em 14/03/2010 e 24/05/2010. Aceito para publicação em 26/05/2010 por recomendação do editor João Onofre Pereira Pinto.

O principal problema apresentado por este tipo de solução é sua complexidade e custo elevado. Convencionalmente, utiliza-se um reator composto de 3 etapas de operação, as quais podem ser classificadas como: 1) Etapa de correção do fator de potência (CFP), 2) Etapa de controle de potência (CP), e 3) Etapa inversora. Deste modo, tem-se uma solução de custo elevado, devido à grande quantidade de componentes necessários para implementá-la. O diagrama de blocos deste reator é apresentado na Figura 1.

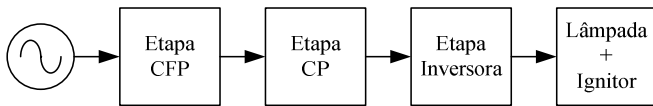


Fig. 1. Diagrama de blocos de um reator OQBF convencional.

A solução proposta na literatura, para resolver os problemas de complexidade e custo elevado dos reatores de OQBF convencionais, é a integração de etapas de potência [5], [11], [12], [13] e [14]. No entanto, sabe-se que a integração de etapas de potência tem como resultado esforços elevados de tensão e/ou corrente no interruptor compartilhado.

Com relação à etapa de controle de potência da lâmpada (CP), o conversor flyback tem-se mostrado como uma excelente alternativa [12], [13], [14], [15] e [16]. A principal vantagem deste conversor reside na implementação da etapa inversora, que convencionalmente é composta de um inversor ponte-completa. Com o conversor flyback, tem-se a possibilidade de acrescentar um enrolamento secundário extra, com relação ao circuito original. Assim, pode-se aplicar a OQBF na lâmpada através de um inversor meia-ponte, que utiliza apenas dois interruptores, ao invés da solução convencional, composta de um inversor ponte-completa.

A implementação da etapa CFP pode ser realizada por todas as topologias de conversores CC/CC existentes na literatura. Deste modo, o propósito deste trabalho é realizar uma análise comparativa entre os conversores buck, boost, buck-boost, flyback, sepic e zeta, utilizados na etapa CFP e integrados com o conversor flyback na etapa CP, alimentando lâmpadas HPS.

## II. CONVERSOR FLYBACK COMO ETAPA CP

O comportamento dinâmico das lâmpadas de descarga pode ser descrito a partir de sua impedância incremental, a qual é definida como a razão entre as perturbações de tensão e corrente na lâmpada [17], [18] e [19]. O modelo típico utilizado para representar esta impedância incremental é composto de uma função de transferência contendo um zero e um pólo, estando o zero à direita do eixo imaginário. Isto significa que este tipo de lâmpada não pode se alimentado através de uma fonte de tensão, pois o resultado seria um comportamento instável do sistema [14]. Deste modo, as lâmpadas de descarga, e em particular as HPS, devem ser alimentadas por um conversor que tenha característica de fonte de corrente.

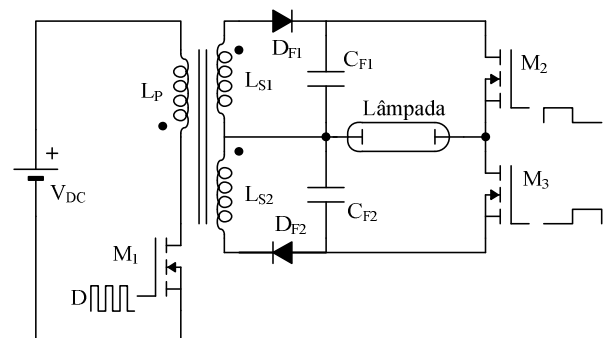
A operação do conversor flyback como etapa CP é bem conhecida, e pode ser consultada na literatura [12], [14], [15], [16] e [20]. Este conversor possuirá uma característica de fonte de corrente se o capacitor de saída for minimizado, o que é possível, pois a única função deste capacitor é filtrar as

componentes de alta frequência impostas pela operação em modo de condução descontínuo (MCD) do conversor flyback. Além disso, com a inclusão de um enrolamento secundário extra, é possível aplicar a OQBF à lâmpada com a utilização de um inversor meia-ponte. A Figura 2.a apresenta o circuito mencionado alimentado a partir de uma fonte CC ( $V_{DC}$ ), e a forma de onda teórica da corrente da lâmpada pode ser observada na Figura 2.b. O conversor flyback operando em MCD comporta-se como uma resistência pura ( $R_F$ ), cujo valor é expresso em (1). O valor máximo de relação de espiras ( $n_{max}$ ), o qual garante a operação do conversor flyback em MCD, é definido em (2).

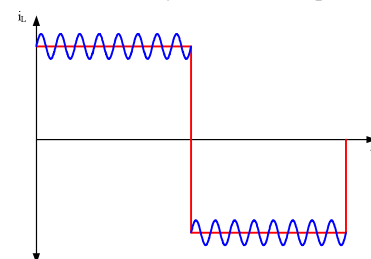
$$R_F = \frac{2 \cdot L_P}{D^2 \cdot T_S} \quad (1)$$

$$n_{max} = \frac{(1 - D) \cdot V_L}{D \cdot V_{DC}} \quad (2)$$

onde  $L_P$  – indutância do enrolamento primário do conversor flyback,  $D$  – razão cíclica,  $T_S$  – período de comutação,  $V_L$  – tensão da lâmpada e  $V_{DC}$  – tensão da fonte CC.



(a) Conversor flyback como etapa CP.



(b) Forma de onda teórica da corrente na lâmpada.

Fig. 2. Etapa CP.

## III. TOPOLOGIAS PARA CFP E METODOLOGIA DE INTEGRAÇÃO

A integração de topologias foi um tema exaustivamente estudado na década de noventa [21], [22] e [23]. No entanto, este tema ainda está em foco por vários pesquisadores [24], [25] e [26]. Neste artigo serão comparadas varias topologias integradas utilizando um conversor para a CFP e o conversor flyback na etapa CP. Os conversores utilizados na etapa CFP são: buck, boost, buck-boost, flyback, sepic e zeta. De acordo com [27], quando os interruptores ativos de um conversor com duas etapas de potência compartilham um ponto em comum, estes podem ser substituídos por um interruptor ativo mais dois diodos, o que é denominado de “grafted switch” (interruptor compartilhado). De acordo com as conexões originais dos interruptores (mosfet), as quais

incluem source-source (S-S), dreno-dreno (D-D), D-S e S-D, resultam quatro tipos de interruptores compartilhados, denominados tipo T, tipo T invertido, tipo  $\Pi$  (pi) e tipo  $\Pi$  invertido, respectivamente. A desvantagem originada da integração de etapas reside no fato de que o interruptor compartilhado resultante deverá suportar a soma das correntes das duas etapas (tipos T e T invertido), ou a soma das tensões das duas etapas (tipos  $\Pi$  e  $\Pi$  invertido).

Deste modo, originam-se as seguintes topologias integradas: buck-flyback-half-bridge (BUFIB), boost-flyback-half-bridge (BOFIB), buck-boost-flyback-half-bridge (BBFIB), bi-flyback-half-bridge (BFIB), sepic-flyback-half-bridge (SFIB) e zeta-flyback-half-bridge (ZFIB). Nestes circuitos, o primeiro conversor corresponde à etapa CFP, o segundo conversor (flyback) corresponde à etapa CP e o terceiro conversor (half-bridge) corresponde à etapa inversora. Os conversores das etapas CFP e CP operam em MCD. Alguns dos circuitos analisados já foram

apresentados previamente, ex.: BUFIB [12], BOFIB [13], BFIB [16], e ZFIB [28].

Os sete circuitos propostos são obtidos através de duas células de integração básicas, mostradas na Figura 3, na qual o conversor de saída (half-bridge) foi removido por simplicidade. Estas células de integração são denominadas célula de sobre-tensão (ST), que é composta pelo interruptor tipo  $\Pi$ , e célula de sobre-corrente (SC), a qual é composta de um interruptor do tipo T. Os circuitos de CFP são obtidos através do arranjo correto de diodos, indutores e capacitores entre os pontos 1 a 5 da Figura 3. Dependendo da conexão dos interruptores no circuito original (sem integração), o reator resultante será obtido através da célula ST ou SC. A Figura 4 mostra o arranjo de componentes e a correspondente célula de integração utilizada para obterem-se os circuitos propostos. Por exemplo, utilizando-se a combinação de componentes mostrada na Figura 4.a na célula ST da Figura 3.a, obtêm-se o conversor BUFIB. A única exceção é o conversor BFIB, que pode ser obtido através das duas células de integração.

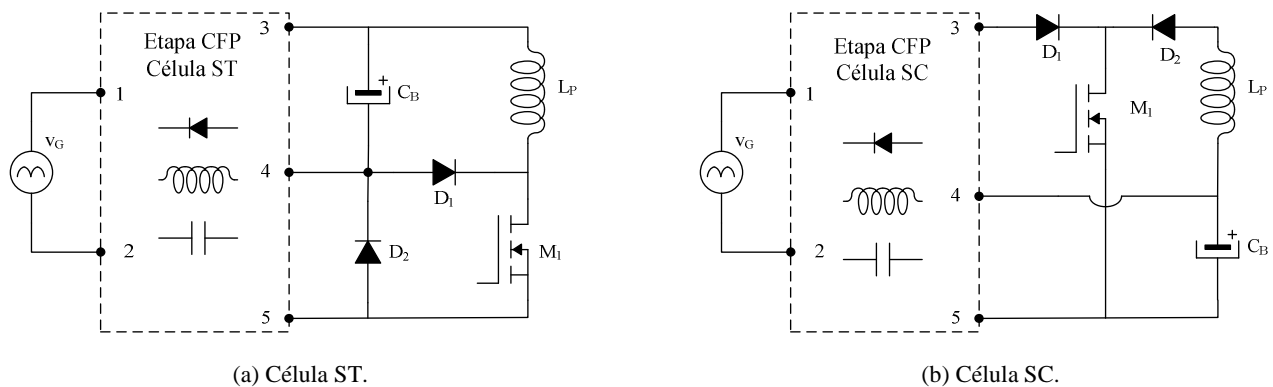


Fig. 3. Células de integração.

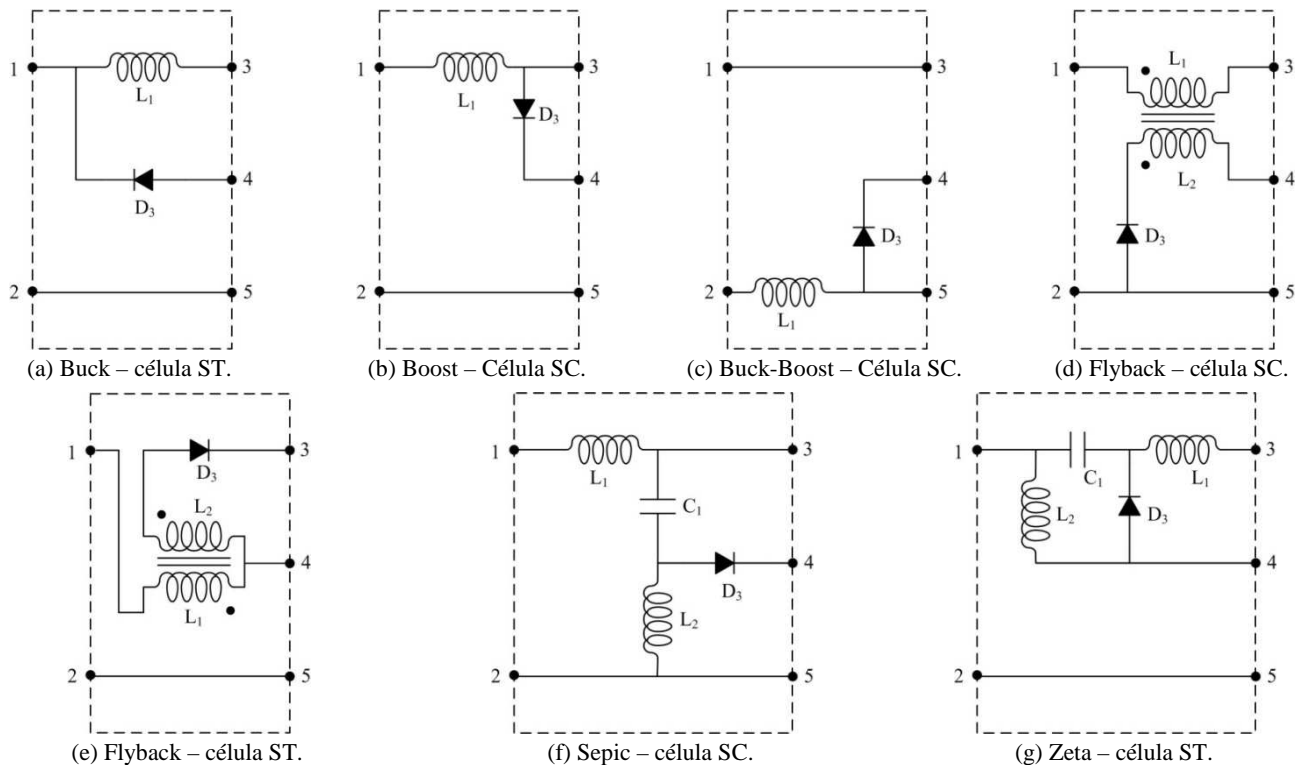


Fig. 4. Arranjos de componentes para obter os circuitos CFP propostos.

#### IV. PROJETO DAS TOPOLOGIAS INTEGRADAS

Esta seção apresenta a análise e o projeto das sete topologias propostas. Os principais objetivos deste projeto são garantir a operação em MCD dos conversores, definir a tensão de barramento e aplicar a potência nominal à lâmpada. Esta metodologia foi apresentada previamente em [29] e será transcrita resumidamente a seguir.

##### A. Etapa CP

Esta etapa é composta pelo conversor flyback operando em MCD. Primeiramente, de modo a simplificar a análise, são definidos os seguintes parâmetros:

$$\frac{V_g}{V_{DC}} = m \quad (3)$$

$$\frac{L_X}{L_P} = \alpha \quad (4)$$

onde  $V_g$  é o valor de pico da tensão da rede,  $V_{DC}$  é o valor da tensão de barramento,  $L_P$  é o valor da indutância do enrolamento primário do conversor flyback da etapa CP e  $L_X$  é o valor de indutância da etapa CFP (para os conversores SBIF e ZBIF esta indutância corresponde à conexão paralela dos indutores  $L_1$  e  $L_2$ ).

As topologias integradas utilizam a mesma razão cíclica ( $D$ ) para as etapas CP e CFP, uma vez que as mesmas compartilham o mesmo interruptor ativo. A indutância  $L_P$  é projetada para garantir a potência nominal da lâmpada em regime permanente, a qual é definida em (5).

$$L_P = \frac{D^2 \cdot V_{DC}^2 \cdot \eta}{2 \cdot P_{lamp} \cdot f_S} \quad (5)$$

onde  $P_{lamp}$  representa a potência da lâmpada,  $f_S$  a frequência de comutação do conversor e  $\eta$  o rendimento do circuito.

A condição para que o conversor flyback da etapa CP opere em MCD é apresentada em (6), onde  $n_2$  representa a relação de espiras do indutor acoplado ( $n_2 = \sqrt{L_S/L_P}$ ).

$$n_2 \leq \frac{V_{lamp} \cdot m}{V_g} \cdot \frac{(1-D)}{D} \quad (6)$$

Uma vez que o conversor flyback opera em MCD, ele se comporta como uma resistência equivalente ( $R_F$ ), a qual foi previamente definida em (1).

##### B. Etapa CFP

A definição do valor da tensão de barramento,  $V_{DC}$ , é realizada a partir da análise do circuito equivalente mostrado na Figura 5. A etapa CFP pode ser representada por uma resistência equivalente,  $R_G$ , em série com uma fonte de tensão contínua,  $V_X$ ; onde, para o conversor BUFIB  $V_X = V_{DC}$ , e para os demais  $V_X = 0$ . A fonte de corrente  $i_B$  representa a corrente de saída da etapa CFP, a qual se divide entre o capacitor de barramento,  $C_B$ , e a resistência equivalente do conversor flyback,  $R_F$ , definida em (1).

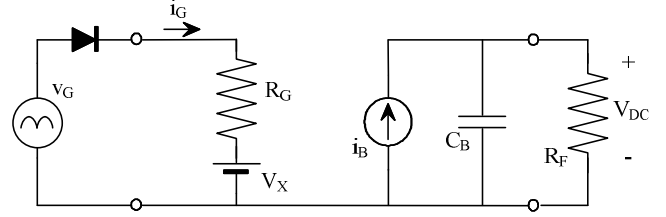


Fig. 5. Circuito equivalente das topologias estudadas.

A corrente  $i_B(t)$  é composta de uma componente CC ( $I_B$ ), uma componente de baixa frequência (dobro da frequência da rede), e uma componente de alta frequência (frequência de comutação  $f_S$ ). Pode-se assumir que as componentes CA da corrente  $i_B(t)$  circulam somente pelo capacitor de barramento,  $C_B$ , e que sua componente CC,  $I_B$ , circula somente pela resistência equivalente  $R_F$ . Deste modo, a tensão de barramento,  $V_{DC}$ , é obtida através da multiplicação da corrente  $I_B$  pela resistência  $R_F$ , como mostrado em (7). A componente de baixa frequência de  $i_B(t)$  é utilizada para calcular-se a ondulação da tensão de barramento. Finalmente, a componente de alta frequência de  $i_B(t)$  pode ser desprezada, uma vez que a mesma é muito bem filtrada.

$$V_{DC} = R_F \cdot I_B \quad (7)$$

Calculando-se o valor da corrente  $I_B$  para cada topologia e utilizando (1), (3), (4) e (7), a relação entre  $\alpha$  e  $m$  pode ser definida. Esta relação, para todas as topologias propostas, é mostrada na Tabela I, a qual é mostrada sob forma de ábaco na Figura 6.

TABELA I  
Relação  $\alpha$  x  $m$

BOFIB	$\alpha = \frac{m}{\pi} \left[ -2 - \frac{\pi}{m} + \frac{2}{m\sqrt{1-m^2}} \cdot \left( \frac{\pi}{2} + \sin^{-1}(m) \right) \right]$
BBFIB SFIB BFIB-SC BFIB-ST ZFIB	$\alpha = \frac{m^2}{2}$
BUFIB	$\alpha = \frac{m}{\pi} \left[ \frac{\pi \cdot m}{2} - \sqrt{1 - \frac{1}{m^2}} - m \cdot \sin^{-1} \left( \frac{1}{m} \right) \right]$

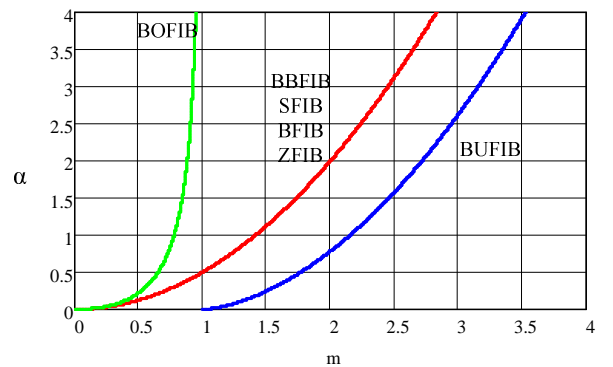


Fig. 6. Ábaco  $\alpha$  x  $m$ .

Este ábaco mostra que a tensão de barramento,  $V_{DC}$ , de todas as topologias, quando operando em MCD, depende somente da relação de indutâncias  $\alpha$ . Pode-se observar também que, para o reator BOFIB,  $m$  não pode ser maior do que 1, pois a tensão de saída deve ser maior do que a tensão de entrada. Da mesma forma, para o reator BUFIB,  $m$  nunca será menor do que 1, pois a tensão de saída sempre será inferior à tensão de entrada. Os demais conversores podem operar com qualquer valor de  $m$ , pois possuem característica redutor-elevadora.

### C. Razão Cíclica Máxima ( $D_{max}$ )

A razão cíclica máxima,  $D_{max}$ , é o valor que define a fronteira entre a operação no modo de condução contínuo (MCC) e descontínuo (MCD). Este parâmetro deve ser projetado para a etapa CFP, uma vez que o modo de condução da etapa CP pode ser controlado através da relação de espiras  $n_2$ , como mostrado em (6).

O valor de  $D_{max}$  para todas as topologias propostas, desprezando-se a ondulação da tensão de barramento, é mostrado na **Tabela II**, onde  $n_{fly}$  representa a relação de espiras do conversor flyback da etapa CFP ( $n_{fly} = \sqrt{L_2/L_1}$ ). Portanto, se as condições apresentadas na **Tabela II** e em (6) são obedecidas, ambas as etapas CP e CFP operam em MCD.

**TABELA II**  
Razão Cíclica Máxima

BUFIB	$\frac{1}{m}$
BOFIB	$1 - m$
BFIB	$\frac{1}{1 + m \cdot n_{fly}}$
BBFIB	$\frac{1}{1 + m}$
SFIB	
ZFIB	

## V. EXEMPLO DE PROJETO

Esta seção apresenta os projetos dos circuitos propostos, baseando-se nas equações e ábacos apresentados na seção anterior. Os parâmetros de projeto foram escolhidos os mais similares possíveis, de modo a proporcionar uma análise comparativa entre as topologias propostas. Estes parâmetros são mostrados na **Tabela III**. Os critérios adotados para a escolha das tensões de barramento dos conversores propostos são os seguintes: Boost – para possibilitar a correção do fator de potência em MCD, deve-se utilizar uma tensão de barramento superior a 400V, portanto escolheu-se o valor de 410V; Buck – conforme [12], para que a corrente de entrada deste conversor esteja dentro dos limites impostos pela norma IEC 61000-3-2, a tensão de barramento deve ser inferior à 127V, portanto escolheu-se o valor de 95V; demais conversores – como não há restrição de tensão de barramento em função do fator de potência para estas topologias, selecionou-se o valor de 140V para a tensão de barramento pois é um valor um pouco superior à tensão da lâmpada e, desta maneira, pode-se implementar o conversor flyback da etapa CP com menor dispersão e maior rendimento.

**TABELA III**  
Parâmetros de Projeto

Tensão da Rede	220 V RMS, 60 Hz ( $V_g = 311V$ )	
Lâmpada	70 W OSRAM VIALOX® NAV® E LONGLIFE	
Frequência de comutação ( $f_s$ )	60 kHz	
Frequência do Inversor	150 Hz	
Tensão de Barramento ( $V_{DC}$ )	Boost	410 V
	Buck-Boost Sepic Flyback Zeta	140 V
	Buck	95 V
	Rendimento Estimado ( $\eta$ )	85%

Os valores de tensão de rede e tensão de barramento, indicados na **Tabela III**, permitem definir o valor de  $m$  para cada configuração de reator eletrônico, de acordo com (3). Assim, utilizando-se o ábaco apresentado na Figura 6, ou então as equações apresentadas na **Tabela I**, é possível definir o valor de  $\alpha$  para cada circuito. O valor da razão cíclica,  $D$ , é calculado através das equações mostradas na **Tabela II**, o que permite definir os valores de  $L_p$ , utilizando-se (5). Assim, uma vez que os valores de  $L_p$  e  $\alpha$  estão definidos, podem-se determinar os valores das indutâncias da etapa CFP,  $L_X$ . Todos os valores de indutância calculados são apresentados na **Tabela IV**.

**TABELA IV**  
Valores de Indutâncias Projetados

Topologia	Etapa CFP	Etapa CP
BOFIB	$L_1 = 609 \mu H$	$L_p = 680 \mu H$ $L_{S,2,3} = 364 \mu H$
BBFIB	$L_1 = 440 \mu H$	
SFIB	$L_1 = 3,258 mH$ $L_2 = 508 \mu H$	
BFIB - SC	$L_{1,2} = 440 \mu H$	$L_p = 178 \mu H$ $L_{S,2,3} = 278 \mu H$
BFIB - ST	$L_{1,2} = 440 \mu H$	
ZFIB	$L_1 = 603 \mu H$ $L_2 = 1,44 mH$	
BUFIB	$L_1 = 272 \mu H$	$L_p = 82 \mu H$ $L_{S,2,3} = 280 \mu H$

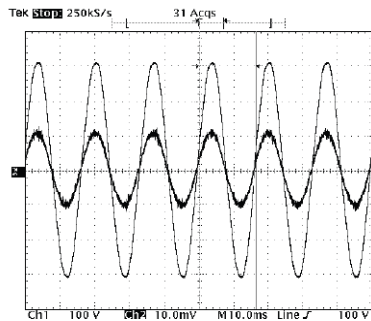
## VI. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Esta seção apresenta alguns dos principais resultados experimentais, incluindo formas de onda e resultados numéricos, obtidos dos protótipos implementados em laboratório. A lista de componentes utilizados nos protótipos está mostrada na **Tabela V**. Como a ignição da lâmpada não é o foco deste trabalho, foi utilizado um ignitor externo baseado em um transformador elevador. Este circuito auxiliar aplica um pulso de 3kV durante 1 $\mu s$  e, depois que a lâmpada entra em regime permanente, o mesmo é curto-circuitado, de modo a não influenciar no funcionamento das topologias. No entanto, no caso da implementação de um circuito de ignição, a topologia mais adequada aos conversores propostos é através da solução clássica, utilizando um circuito de disparo baseado em um Spark-Gap e transformador elevador de tensão, como mostrado em [30].

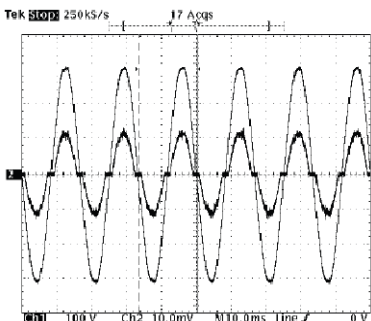
**TABELA V**  
Componentes Utilizados

Descrição	Símbolo	Componente
Interruptor Compartilhado	$M_1$	CoolMos SPW17N80C2
Interruptores do Inversor	$M_2, M_3$	IRF740
Diodos de Alta Frequência	$D_1, D_2, D_3, D_{F1}, D_{F2}$	MUR160
Ponte Retificadora	-	1N4007
Capacitores de Saída	$C_{F1}, C_{F2}$	2.2 $\mu$ F / 1kV

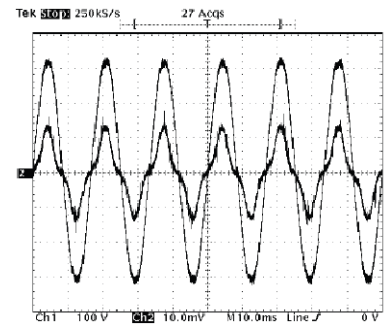
Com relação à etapa CFP, como esperado, todos os circuitos apresentaram um elevado fator de potência, sendo que os conteúdos harmônicos da corrente de entrada dos mesmos obedeceram à norma internacional IEC 61000-3-2, classe C. A forma de onda da corrente de entrada de todos os circuitos implementados é praticamente senoidal, conforme pode ser observado para o reator BFIB-ST, mostrada na Figura 7.a. As únicas exceções são o reator BUFIB, no qual a corrente de entrada é senoidal quando o valor instantâneo da tensão da rede é maior que a tensão de barramento, conforme pode ser observado na Figura 7.b. A outra exceção é o circuito BOFIB, no qual a corrente de entrada apresenta uma parcela de terceira harmônica superposta à fundamental, como mostrado na Figura 7.c. Este comportamento era esperado, devido ao fato de o conversor boost operar em MCD com frequência fixa.



(a) Resultado do reator BFIB-SC



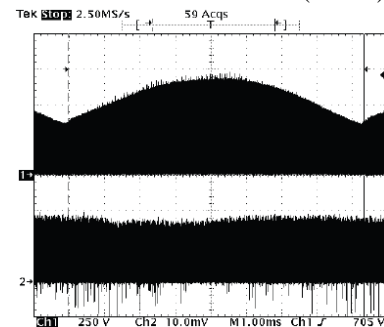
(b) Resultado do reator BUFIB.



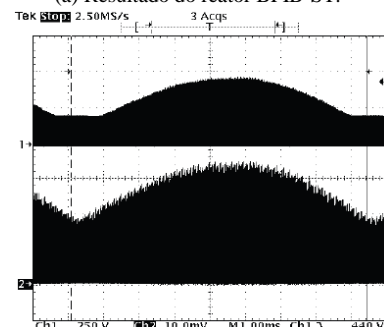
(c) Resultado do reator BOFIB.

Fig. 7. Tensão e corrente da rede (100V/div; 500mA/div; 10ms/div).

A diferença entre a operação dos conversores utilizando as células de integração ST e SC pode ser observada na Figura 8. Estas formas de onda apresentam os resultados da envoltória de tensão e corrente no interruptor compartilhado,  $M_1$ , para o conversor BFIB implementado na célula ST (Figura 8.a) e na célula SC (Figura 8.b). Como pode ser observado, para o reator BFIB-ST o valor eficaz da corrente no interruptor compartilhado é menor (1,196 A) do que para o reator BFIB-SC (1,9 A). Por outro lado, a tensão sobre o interruptor compartilhado no caso do reator BFIB-ST é maior (665 V) que no caso do reator BFIB-SC (450 V).



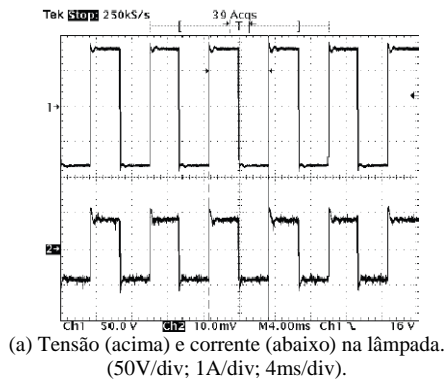
(a) Resultado do reator BFIB-ST.



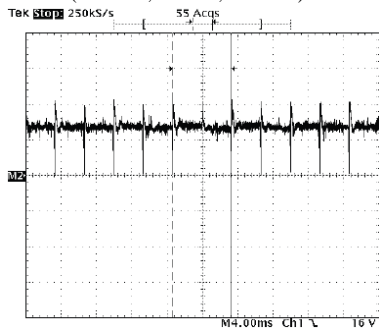
(b) Resultado do reator BFIB-SC.

Fig. 8. Tensão (acima) e corrente (abaixo) em  $M_1$  (250 V/div, 2 A/div, 1 ms/div).

A etapa inversora, composta pelo conversor meia-ponte, é utilizada para aplicar uma forma de onda de corrente quadrada de baixa frequência, o que previne a ocorrência de ressonâncias acústicas. As formas de onda de tensão e corrente da lâmpada, para o conversor BBFIB, são mostradas na Figura 9.a. A correspondente potência instantânea da lâmpada é mostrada na Figura 9.b. Os resultados para os demais reatores são similares aos apresentados na Figura 9.



(a) Tensão (acima) e corrente (abaixo) na lâmpada. (50V/div; 1A/div; 4ms/div).



(b) Potência instantânea na lâmpada (50W/div; 4ms/div).

Fig. 9. Formas de onda na lâmpada para o reator BBFIB.

Os resultados de corrente eficaz e tensão máxima no interruptor compartilhado,  $M_1$ , para todas as topologias estudadas, são mostrados na **Tabela VI**.

**TABELA VI**  
Tensão de Pico e Corrente Eficaz em  $M_1$

Topologia	Corrente RMS	Tensão Dreno-Fonte
BOFIB	0,810 A	510 V
BBFIB	1,912 A	465 V
SFIB	1,912 A	460 V
BFIB-SC	1,900 A	450 V
BFIB-ST	1,196 A	665 V
ZFIB	1,224 A	655 V
BUFIB	1,792 A	450 V

Os resultados relativos aos valores de fator de potência e rendimento de todos os circuitos estudados são mostrados na **Tabela VII**. Como pode ser observado, para os parâmetros de projeto adotados, o reator que apresentou o melhor resultado de rendimento foi o BFIB-ST (91,6%). É importante ressaltar que todos reatores implementados atenderam aos requisitos da norma internacional IEC-61000-3-2, classe C.

**TABELA VII**  
Fator de Potência e Rendimento dos Reatores Implementados

Topologia	Potência de Entrada	Fator de Potência	Potência de Saída	$\eta$ (%)
BOFIB	80,70 W	0,958	70,50 W	87,36
BBFIB	82,47 W	0,993	69,70 W	84,52
SFIB	88,08 W	0,985	72,02 W	81,75
BFIB-SC	83,29 W	0,994	70,40 W	84,53
BFIB-ST	74,21 W	0,991	68,00 W	91,63
ZFIB	82,59 W	0,992	70,90 W	85,84
BUFIB	80,46 W	0,978	70,40 W	87,50

Com relação ao controle utilizado nas topologias estudadas, apesar de as mesmas poderem funcionar em malha aberta, esta operação não é recomendada. A operação em malha fechada é necessária devido às mudanças nas características da lâmpada durante suas fases de ignição, aquecimento e regime permanente. Basicamente, o controle deve garantir que a etapa CP funcione em MCD durante todas as etapas de operação da lâmpada. Além disso, as características de regime permanente da lâmpada também modificam com o envelhecimento da mesma e, a operação em malha fechada é necessária para garantir que será aplicada a potência nominal na lâmpada. O controle utilizado neste trabalho é similar ao apresentado em [31].

## VII. DISCUSSÃO

Esta seção apresenta uma discussão a respeito dos resultados obtidos nas seções anteriores, baseada nos resultados experimentais obtidos na seção VI, relacionando-os com a análise teórica apresentada nas seções II, III e IV.

Apesar de o reator BOFIB ter sido obtido utilizando a célula de integração SC, a corrente eficaz no interruptor compartilhado é menor do que as topologias que utilizaram a célula ST. Isto ocorre porque este conversor deve obedecer à condição elevadora ( $V_{DC} > V_g$ ) fazendo com que o valor da tensão de barramento seja elevado e, conseqüentemente, a corrente no interruptor compartilhado é reduzida. Este conversor não é indicado para aplicações em 220Vrms, pois a tensão de barramento deve ser superior à 400 V e o rendimento do conversor flyback da etapa CP é deteriorado quando há uma diferença elevada entre a tensão de barramento e a tensão da lâmpada. Este conversor apresenta melhores resultados em 110Vrms.

Por outro lado, apesar de o reator BUFIB ter sido obtido através de uma célula de integração ST, a corrente no interruptor compartilhado é elevada, aumentando as perdas em condução no mesmo. Nesta topologia, o fator de potência é diretamente influenciado pelo valor da tensão de barramento, pois quanto maior o valor de  $V_{DC}$ , maior será o conteúdo harmônico da corrente de entrada. Para atender à norma IEC-61000-3-2, o valor de  $m$  deve ser superior a 1,83. Este circuito é mais apropriado para aplicações em 220Vrms.

Para os reatores BBFIB, SFIB e BFIB-ST, os quais foram obtidos a partir da célula de integração SC, a corrente eficaz

sobre o interruptor compartilhado é cerca de 740 mA maior do que as topologias que utilizaram a célula ST, que foram BFIB-ST e ZFIB. No entanto, o valor da tensão aplicada sobre o interruptor compartilhado foi cerca de 200 V menor.

O reator BFIB-ST apresentou o melhor resultado de rendimento, apesar de o reator BOFIB apresentar o menor valor de perdas em condução no interruptor compartilhado, como pode ser observado na **Tabela V**. Isto ocorre porque a corrente média nos diodos  $D_1$  e  $D_2$  é maior para o caso do reator BOFIB. Outro fator que deteriora o rendimento do reator BOFIB é a grande diferença entre o valor da tensão de barramento e a tensão da lâmpada, aumentando as perdas no acoplamento magnético dos indutores acoplados do conversor flyback da etapa CP.

O pior resultado com relação ao rendimento foi apresentado pelo reator SFIB. A principal desvantagem desta topologia é o fato de utilizar dois indutores na etapa CFP. O outro reator com esta característica é o ZFIB, que também possui dois indutores na etapa CFP. No entanto, o reator ZFIB apresenta um melhor rendimento devido ao fato de ser obtido através da célula ST e, deste modo, as perdas em condução no interruptor compartilhado são menores.

Os resultados de tensão e corrente no interruptor compartilhado, apresentados na **Tabela VI**, são muito importantes na escolha de uma dada topologia em função de suas características e também na escolha do semicondutor adequado para obter  $M_1$ . Estes resultados são relativos a uma tensão eficaz da rede de 220V e, para os mesmos, nota-se que para os conversores BFIB-ST e ZFIB a tensão drenofonte no interruptor compartilhado é muito elevada, tornando complicada a implementação com MOSFETs convencionais, os quais apresentam elevada resistência em condução. Deve-se optar, nestes casos, por Cool-MOS, como o utilizado na implementação das topologias estudadas, ou IGBTs. Enfim, os resultados apresentados nesta seção visam auxiliar o projetista na escolha de uma dada topologia, em função de suas características.

## VIII. CONCLUSÃO

Este artigo apresentou uma análise comparativa entre várias topologias integradas para obter-se uma família de reatores eletrônicos para lâmpadas a vapor de sódio, com elevado fator de potência. As lâmpadas foram alimentadas com uma forma de onda de corrente quadrada de baixa frequência, de maneira a evitar o fenômeno das ressonâncias acústicas. Para obterem-se as configurações de reatores propostas foi utilizada a técnica de integração denominada “grafted switch”, com a qual se gerou duas células de integração, ST e SC, a partir das quais se obtêm todos os reatores propostos. Uma característica interessante das topologias integradas é que o valor da tensão de barramento depende apenas do fator  $m$  ( $V_g/V_{DC}$ ) e da relação de indutâncias  $\alpha$ , sendo independente da razão cíclica do interruptor compartilhado.

Finalmente, este trabalho apresentou uma série de topologias para se confeccionar um reator eletrônico para lâmpadas HPS. Além disso, uma análise generalizada foi realizada, de modo a facilitar a escolha do circuito adequado para cada situação específica. Deste modo, a escolha da solução mais adequada para cada situação sempre dependerá

de uma análise detalhada de todos os parâmetros envolvidos, dependendo principalmente das especificações de projeto.

## AGRADECIMENTOS

Este projeto foi financiado pelo governo brasileiro, CAPES (processo BEX 12-100/68) e CNPq (Processo nº 479046/2008-5), e pelo governo espanhol, processo DPI2007-61267.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] H. S. H. Chung, N. M. Ho, W. Yan, P. W. Tam, and S. Y. Hui, “Comparison of Dimmable Electromagnetic and Electronic Ballast Systems - An Assessment on Energy Efficiency and Lifetime.” *IEEE Trans on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 6, December 2007.
- [2] W. Yan, S. Y. R. Hui, and Y. K. E. Ho, “Stability Study and Control Methods for Small-Wattage High-Intensity-Discharge (HID) Lamps.” *IEEE Trans. on Industry Applications*, pp. 1522-1530, vol. 37, no. 5, September/October 2001.
- [3] J. J. de Groot and J. A. J. M. van Vliet, *THE HIGH-PRESSURE SODIUM LAMP*. Philips technical library. MacMillan Education, 1986.
- [4] M. A. Dalla Costa, J. M. Alonso, J. Cardesín, J. M. Ramos, and J. García-García, “Small-Signal Modeling of Discharge Lamps Through Step Response and Its Application to Low-Frequency Square-Waveform Electronic Ballasts.” *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol 22, no. 3, pp. 744-752, May 2007.
- [5] M. Shen, Z. Qian, and F. Z. Peng, “Design of a Two-Stage Low-Frequency Square-Wave Electronic Ballast for HID Lamps.” *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 39, no. 2, March/April 2003.
- [6] H. Ohguchi, T. Shimizu, H. Takagi, M. H. Ohsato, Q. Mao, and G. Kimura, “Megahertz operation of voltage-fed inverter for HID lamps using distributed constant line,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 34, no. 4, pp. 747-751, Jul./Aug. 1998.
- [7] Y. Koshimura, N. Aoike, H. Kobayashi, and O. Nomura, “Several ways for stabilizing HID lamps operation on high frequency power,” *J. Illum. Eng. Inst. Jpn.*, vol. 67, no. 2, pp. 55-61, 1983.
- [8] D. Rodovalho, F. V. R. da Silva, E. A. A. Coelho, L. C. de Freitas, e J. B. Vieira Jr, “Proposta de uma Topologia de Reator Eletrônico Utilizado para Acionar Uma ou Mais Lâmpadas HPS com Forma de Onda de Tensão Sintetizada.” *Revista Eletrônica de Potência*, vol. 14, no. 2, Maio de 2009, pp. 55-62.
- [9] L. M. F. Morais et al., “Reator eletrônico para lâmpada de vapor de sódio de alta pressão com alto fator de potência utilizando formas de onda de tensão sintetizadas via PWM”, *Eletrônica de Potência - SOBRAEP*, vol. 13, no. 1, pp. 15-23, Fevereiro, 2008.
- [10] L. M. F. Morais et al., “Acoustic resonance avoidance in high pressure sodium lamps via third harmonic injection in a PWM inverter - Based electronic ballast.”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 3, pp. 912-918, May 2007.
- [11] H. Li, M. Shen, Y. Jiang, and Z. Qian, “A Novel Low-Frequency Electronic Ballast for HID Lamps.” *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 41, no. 5, September/October 2005.
- [12] M. A. Dalla Costa, J. M. Alonso, J. Cardesin, J. García, and D. G. Lamar, “A Single-Stage High-Power-Factor Electronic Ballast Based on Integrated Buck Flyback Converter to Supply



- Metal Halide Lamps." *IEEE Trans. On Industrial Electronics*, vol 55, no. 3, pp. 1112-1122, March 2008.
- [13] T. B. Marchesan, M. Cervi, A. Campos, and R. N. do Prado, "A Family of Electronic Ballasts Integrating Power Factor Correction and Power Control Stages to Supply HPS Lamps." Industry Application Conference (IAS), vol. 3, pp. 1107-1112, 2006.
- [14] Y. Yang, Z. Qian, and X. Wu, "A Novel Single-Stage Low-Frequency Square-Wave Electronic Ballast for Low-Wattage HID Lamps," IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC) proc., vol. 1, 2005, pp. 1048-1052.
- [15] M. A. Dalla Costa, J. M. Alonso, J. Cardesín, and J. García, "Low-Cost Electronic Ballast to Supply MH Lamps Based on Flyback Converter." *IEE Electronic Letters*, vol. 10, pp. 615-616, May 2005.
- [16] T. B. Marchesan, M. A. Dalla Costa, M. Perdigão, J. M. Alonso, and R. N. Prado, "Analysis and Design of Two Flyback-Based Integrated Converters for the Implementation of LFSW Electronic Ballasts." *Revista Eletrônica de Potência*, vol. 13, no. 4, Novembro de 2008, pp. 267-275.
- [17] E. Deng and S. Cuk, "Negative incremental impedance and stability of fluorescent lamps," in Proc. Appl. Power Electron. Conf., Vancouver, BC, Canada, 1997, pp. 1050-1056.
- [18] S. Ben-Yaakov, M. Shvartsas, and S. Glozman, "Statics and dynamics of fluorescent lamps operating at high frequency: Modelling and simulation," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 38, no. 6, pp. 1486-1492, Nov./Dec. 2002.
- [19] J. M. Alonso, M. A. Dalla Costa, J. Cardesín, J. A. Martin Ramos and J. García; "Small-signal modelling of discharge lamps through step response and its application to low-frequency square-waveform electronic ballasts," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 22, No. 3, may 2007, pp. 744-752.
- [20] M. A. Dalla Costa, J. M. Alonso, T. B. Marchesan, M. Cervi, and R. N. do Prado, "Generalized Analysis and Comparison of High-Power-Factor Integrated Topologies to Supply Metal Halide Lamps with Low Frequency Square Waveform." 42nd IAS Annual Meeting, pp. 484-489, September 2007.
- [21] R. Redl, L. Balogh, and N. O. Sokal, "A New Family of Single-Stage Isolated Power-Factor Correctors with Fast Regulation of the Output Voltage," in Proc. IEEE PESC'94, June 1994, pp.1137-1144.
- [22] J. Qian, Q. Zhao, and F. C. Lee, "Single-Stage Single-Switch Power-Factor-Correction AC/DC Converters with DC-bus Voltage Feedback for Universal Line Applications." *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, no. 6, November 1998.
- [23] T. F. Wu, and Y. K. Chen, "Modeling of Single-Stage Converters With High Power Factor and Fast Regulation." *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, no. 3, June 1999, pp. 585-593.
- [24] J. F. Dums, C. B. Nascimento, and A. J. Perin, "Single-Stage Charge-Pump Voltage-Source Electronic Ballast for a 70W HPS Lamp." *Revista Eletrônica de Potência*, vol. 12, no. 1, Março de 2007, pp. 43-51.
- [25] J. M. Alonso, M. A. Dalla Costa, C. Ordiz, "Integrated Buck-Flyback Converter as a High-Power-Factor Off-Line Power Supply." *IEEE Trans. On Industrial Electronics*, vol. 55, no. 3, pp. 1090-1100, March 2008.
- [26] L. Schuch, e J. R. Pinheiro, "Novo Princípio de Integração de Circuitos de Auxílio à Comutação: O Estudo do Caso ZVT." *Revista Eletrônica de Potência*, vol. 13, no. 1, Fevereiro de 2008, pp. 1-14.
- [27] T. F. Wu, and Y. K. Chen, "A Systematic and Unified Approach to Modeling PWM DC/DC Converters Based on the Graft Scheme." *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 45, no. 1, February 1998, pp. 88-98.
- [28] T. B. Marchesan, M. A. Dalla Costa, J. M. Alonso, and R. N. do Prado, "Integrated Zeta-Flyback Electronic Ballast to Supply HID Lamps." *Revista Eletrônica de Potência*, vol. 13, no. 4, Novembro de 2008, pp. 259-265.
- [29] M. A. Dalla Costa, J. M. Alonso, T. B. Marchesan, M. Cervi, and R. N. do Prado, "Generalized Analysis and Comparison of High-Power-Factor Integrated Topologies to Supply Metal Halide Lamps with Low Frequency Square Waveform." Proceedings of Industry Applications Conference, 2007, pp. 484-489.
- [30] J. G. García, J. Cardesín, J. A. M. Ramos, M. A. Dalla Costa, J. M. Lopera, and A. J. Calleja, "Series Igniters Effects in Metal Halide Lamps Operation With High Frequency Ballasts: Study and Minimization." *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 3, May 2007.
- [31] M. A. Dalla Costa, D. A. Álvarez, J. M. Alonso, J. García, and J. Cardesín, "Design and Implementation of a Microcontroller-Based High Power Factor Electronic Ballast to Supply Metal Halide Lamps." IECON 2006, Paris.

#### DADOS BIOGRÁFICOS

**Marco Antonio Dalla Costa**, nascido em 03/10/1978 em Santa Maria – RS, possui graduação em Engenharia Elétrica e Mestrado em Eletrônica de Potência pela Universidade Federal de Santa Maria (2002 e 2004, respectivamente). Finalizou o curso de doutorado na Universidad de Oviedo - Espanha em fevereiro de 2008, obtendo as qualificações de "Sobresaliente Cum Laude", "Doctorado Europeo" e também recebendo o título de "Premio Extraordinario de Doctorado".

Atualmente, é Professor Adjunto na Universidade Federal de Santa Maria. É autor de mais de 20 artigos completos publicados em periódicos internacionais Qualis A1, e mais de 60 artigos científicos publicados em congressos internacionais e nacionais. É revisor dos seguintes periódicos: Electronics Letters, IEEE Transactions on Plasma Science, IEEE Transactions on Industrial Electronics, IEEE Transactions on Power Electronics e Revista Eletrônica de Potência (SOBRAEP). Tem experiência na área de Engenharia Elétrica, com ênfase em Circuitos Eletrônicos, atuando principalmente nos seguintes temas: LED drivers, electronic ballasts (reatores eletrônicos), self-oscillating drivers, dimming de lâmpadas de descarga de alta e baixa pressão, ressonâncias acústicas e eficiência de circuitos eletrônicos.

**Tiago Bandeira Marchesan**, nascido em Santa Maria – RS, em 1980, possui graduação em Engenharia Elétrica e Doutorado em Eletrônica de Potência pela Universidade Federal de Santa Maria (2003 e 2008, respectivamente).

Trabalhou como pesquisador junto ao grupo GEDRE de 2000 a 2008. Em 2008 ingressou como professor na Universidade Regional do Noroeste do Rio Grande do Sul (UNIJUI). Desde 2009 está trabalhando como pesquisador junto ao grupo WEG e como professor na Universidade do Vale do Rio dos Sinos (UNISINOS). Seus interesses incluem: reatores eletrônicos, lâmpadas de descarga, diodos emissores de luz (LEDs) e conversores de potência.

**Jeferson Scheffer da Silveira**, nascido em Santo Ângelo em 1986, possui graduação em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria em 2009. Trabalhou como pesquisador junto ao grupo GEDRE de 2005 a 2009. Seus tópicos de interesse incluem: reatores eletrônicos, lâmpadas de descarga, conversores estáticos e proteção de sistemas de potência.

**Ricardo Nederson do Prado**, nascido em Itapiranga – RS em 1961. Possui graduação em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria em 1984. Realizou os cursos de Mestrado e Doutorado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC) em 1987 e 1993, respectivamente. De 1987 a 1992 trabalhou como Professor Assistente na Universidade Federal de Minas Gerais (UFMG). Desde 1993 está trabalhando na Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), onde atualmente é Professor Associado junto ao Departamento de Processamento de Energia Elétrica.

Em 1997 fundou o grupo GEDRE (Grupo de Estudo e Desenvolvimento de Reatores Eletrônicos). De 2005 a 2006 realizou estágio pós-doutoral junto ao Fraunhofer Institute, Sankt Augustin, Alemanha. É autor de mais de 150 artigos técnicos publicados em congressos internacionais e revistas. Seus tópicos de interesse incluem: conversores estáticos, lâmpadas de descarga de alta e baixa pressão, eficiência luminosa, reatores eletrônicos, LEDs como fontes de luz e correção do fator de potência.

Dr. Prado é membro fundador da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência, membro da Sociedade Brasileira de Automática e de várias sociedades da IEEE. Também é revisor da Revista Eletrônica de Potência, Revista Brasileira de Automática e de várias revistas da IEEE.

**José Marcos Alonso Álvarez**, nascido em 27/09/1967 em Gijón – Espanha, possui graduação em Engenharia Industrial e Doutorado pela Universidad de Oviedo, em 1990 e 1994, respectivamente. De 1990 a 1994 trabalhou como Professor Assistente no Departamento de Eletrônica da Universidade de Oviedo. De 1997 a 2007 trabalhou como Professor Associado no mesmo departamento, onde desde 2007 é Professor Catedrático.

Prof. Alonso é primeiro autor de mais de setenta artigos publicados em congressos internacionais e revistas de eletrônica de potência; e é co-autor de mais de duzentos artigos. Seus tópicos de interesse incluem: reatores eletrônicos de alta frequência, modelagem de lâmpadas de descarga, conversores eletrônicos para geração de ozônio, conversores eletrônicos para aplicações eletrostáticas, topologias para correção do fator de potência, e conversores estáticos de alta frequência em geral. Prof. Alonso é orientador de seis teses de doutorado na área de eletrônica de potência e possui seis patentes espanholas concedidas.

Prof. Alonso foi premiado pelo governo espanhol no Programa de Intensificação de Atividades de Pesquisa, no período de 2008-2012. Também recebeu o prêmio intitulado Early Career Award, do IEEE Industrial Electronics Society em 2006. Recebeu o prêmio best paper award em 2009 no congresso IEEE International Symposium on Industrial Electronics, também o second prize paper award em 2005 no

congresso IEEE Industry Applications Society Meeting, Production and Application of Light Committee, e também o prêmio IEEE Industrial Electronics Society Meritorious Paper Award, em 1996.

Dr. Alonso é membro ativo do Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), onde colabora como revisor de periódicos, chairman em congressos, organizador de sessões especiais, entre outras atividades. Desde outubro de 2002 colabora como Editor Associado no IEEE Transactions on Power Electronics no tema de Aplicações de Iluminação. Também colaborou como Guest Editor no Special Issue on Lighting Applications, publicado na IEEE Transactions on Power Electronics, em maio de 2007. Também é membro do European Power Electronics Association e pertence ao International Steering Committee of the European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), onde normalmente colabora como topic co-chair. Também é membro do International Ozone Association (IOA).