

# REATOR ELETRÔNICO PARA LÂMPADAS DE VAPOR DE SÓDIO DE ALTA PRESSÃO DE 250W COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA UTILIZANDO UM CONVERSOR CA-CA

Geraldo C. R. Sincero, André S. Franciosi e Arnaldo J. Perin  
Universidade Federal de Santa Catarina – Departamento de Engenharia Elétrica  
INEP – Instituto de Eletrônica de Potência - C.P. 5119  
CEP 88040-970, Florianópolis – SC – Brasil  
e-mail: arnaldo.perin@inep.ufsc.br

**Resumo** – Uma nova topologia para reatores eletrônicos para Lâmpadas de Vapor de Sódio de Alta Pressão (HPS) com Alto Fator de Potência (HPF) será apresentada neste trabalho. Sem a necessidade de usar um estágio de Correção de Fator de Potência (PFC), um conversor direto de frequência, CA-CA, é capaz de obter HPF e suprir corrente em alta frequência para a lâmpada. Devido a esta característica a corrente na saída apresenta-se modulada na frequência da tensão de entrada; esta característica é apresentada e discutida. Em seguida, diferentes topologias, interruptores bidirecionais e estratégias de modulação para o conversor CA-CA são apresentados. Finalmente, resultados experimentais de um protótipo para uma lâmpada HPS de 250W serão analisados.

**Palavras-Chave** – Conversor CA-CA, correção de fator de potência, estratégia de modulação, comutação suave, reator eletrônico.

## A 250W HIGH PRESSURE SODIUM LAMP HIGH POWER FACTOR ELECTRONIC BALLAST USING AN AC CHOPPER

**Abstract** – A novel high pressure sodium lamp (HPS) electronic ballast topology with high power factor (HPF) is presented. Instead of using a power factor correction (PFC) stage, an AC chopper is capable of achieving a HPF and of supplying high frequency current to the lamp. Due to its output characteristic the lamp current presents a low frequency modulation at the voltage source frequency and the consequences of this operation are discussed. Afterwards, different converter topologies, bi-directional switches and modulation strategies for the AC-AC converter are presented. Finally, experimental results of a prototype for 250W HPS lamps are discussed.

**Keywords** – AC-AC converter, electronic ballast, modulation strategy, power factor correction, soft switching.

### NOMENCLATURA

$V_e$	Tensão na entrada
$V_{ab}$	Tensão na Saída
$L_f$	Indutor do filtro de entrada

$C_f$	Capacitor do filtro de entrada
$C_s$	Capacitor série
$C_p$	Capacitor ressoante
$L_{bal}$	Indutor de saída

### I. INTRODUÇÃO

A Iluminação pública requer uma fonte de luz com alta eficiência e baixo custo de manutenção devido ao grande número de lâmpadas empregadas. Devido a esta característica as lâmpadas HPS tem-se tornado a principal fonte de luz para a iluminação de ambientes externos. A vantagem das lâmpadas HPS é a sua alta eficiência luminosa, cerca de 140lm/W, e sua longa vida útil, entre 24.000 e 32.000 horas.

Entretanto, um elemento adicional para conectar a lâmpada na rede elétrica é necessário. Esse elemento é chamado de reator, que é usado para limitar a corrente na lâmpada, porque esta apresenta a característica de impedância negativa [1]. Normalmente, reatores eletromagnéticos são usados para alimentar as lâmpadas HPS. Entretanto, esses elementos são grandes e pesados e podem apresentar ruídos audíveis, devido a sua baixa frequência de operação, além de apresentar uma má regulação e um baixo fator de potência [2].

Recentemente, uma grande atenção tem-se dado à pesquisas sobre reatores eletrônicos. Em comparação com reatores eletromagnéticos, muitas características podem ser melhoradas usando reatores eletrônicos. Isto ocorre devido à operação em alta frequência que possibilita a redução de componentes magnéticos e eliminação dos ruídos audíveis, desde que a frequência seja alta o suficiente. É possível também alcançar um alto fator de potência na entrada e controlar a potência entregue à lâmpada.

Contudo, a principal vantagem do reator eletrônico em relação à versão eletromagnética é a capacidade de economizar energia, uma vez que é possível controlar a potência entregue à lâmpada. De fato, mesmo com um custo maior no início, haverá a amortização do investimento ao longo do tempo devido à economia de energia.

Por outro lado a operação em alta frequência pode gerar a ressonância acústica. Isto é um sério problema que pode causar variação na luz emitida, instabilidade no arco e, em casos extremos, pode levar ao rompimento do tubo de descarga [1]. Além disso, o reator eletrônico deve suprir corrente CA de modo a evitar o fenômeno da cataforesse. Outro problema é a qualidade da energia na entrada do reator [3]. Há limites nas normas internacionais em relação ao valor total de distorção harmônica (THD), harmônicas individuais

e fator de potência. Dessa forma, normalmente estágios PFC são usados para alcançar estes requisitos [4-5].

Entretanto, este estágio aumenta o custo e reduz a eficiência. Com o objetivo de melhorar estas características, reatores eletrônicos sem o estágio PFC têm sido propostos [6-8], [19]. A idéia destas topologias é usar um conversor CA-CA para suprir uma corrente alternada em alta frequência para a lâmpada HPS de modo a se obter um alto fator de potência na entrada.

Este artigo irá apresentar um reator eletrônico que usa um conversor CA-CA. O conversor usado tem um alto fator de potência na entrada e supre uma corrente CA em alta frequência para a lâmpada, com comutação suave, o que aumenta a eficiência do conversor eletrônico. Circuitos grameadores para a proteção dos interruptores não são necessários, mesmo durante a partida. Também, como em outras estruturas, este reator irá aplicar uma corrente em alta frequência com modulação em baixa frequência. Os interruptores bidirecionais, estratégia de modulação, filtro de entrada e características da corrente na saída serão discutidos. Para limitar a corrente na lâmpada um filtro série ressonante é usado na saída. A Figura 1 mostra o diagrama de blocos do reator proposto. Por fim, resultados experimentais do protótipo irão ser apresentados para provar a solução proposta.

## II. CONVERSOR CA-CA

Conversores CA-CA são bem conhecidos na literatura. Muitas topologias foram propostas com o objetivo de melhorar a corrente na entrada, a regulação, a comutação e os circuitos grameadores. Em comparação com outros conversores utilizados em reatores eletrônicos, este apresenta menor número de componentes e é altamente compacto. A topologia escolhida para esta aplicação é mostrada na Figura 2.a. A capacidade de regulação e o alto fator de potência na entrada são características que tiveram bastante influência na escolha da topologia. É importante notar, também, que somente dois semicondutores irão conduzir ao mesmo tempo, o que aumenta a eficiência. O conversor usa dois interruptores bidirecionais ( $S_1$  e  $S_2$ ) compostos de um par de Mosfets ( $M_1/M_3$  e  $M_2/M_4$ ), Figura 2.a. Os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  poderiam ser compostos de um grupo de dois IGBTs convencionais e dois diodos, Figura 2.b, ou um “Reverse Blocking” IGBT (RB-IGBT), mostrado na Figura 2.c [13] [18]. Com o RB-IGBT somente um semiconductor conduz em cada modo de operação. Entretanto, os interruptores Mosfets foram usados, por causa da sua disponibilidade e também devido a possibilidade de utilização de circuitos integrados “bootstrap” de baixo custo e de obter comutação suave.

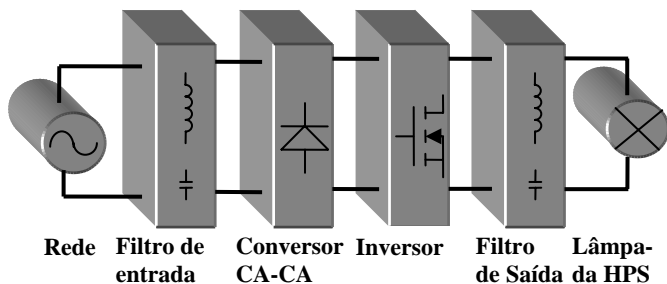


Fig. 1. Diagrama de blocos do reator eletrônico proposto.

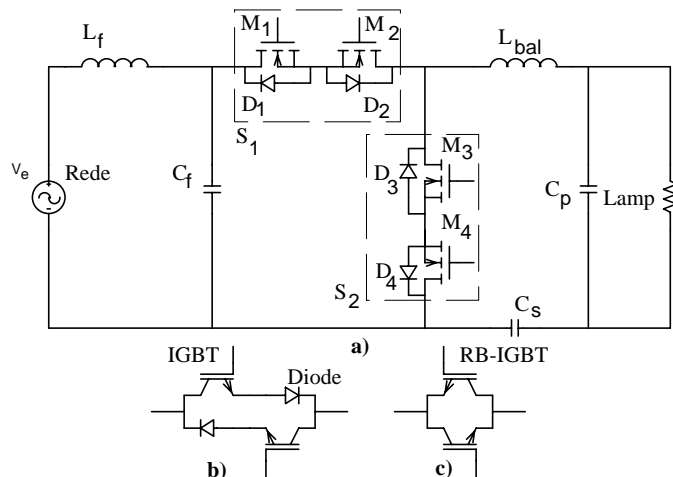


Fig. 2.a) Conversor CA-CA com MOSFETs para os interruptores; b) IGBT convencionais e diodo; c) RB-IGBT.

### A. Estratégia de Modulação

Os interruptores bi-direcionais são compostos de dois Mosfets, interruptor unidirecional em tensão, que requerem uma estratégia de modulação adequada para evitar curto-circuito na fonte de tensão de entrada ou interrupção da corrente indutiva na carga. Para resolver este problema de comutação, algumas estratégias de modulações são propostas para este conversor [11-12].

Uma solução simples e conveniente é a modulação a dois passos. Esta estratégia é baseada na técnica de Modulação por Largura de Pulso (PWM) e depende da polaridade da tensão de entrada. Esta configuração permitirá a operação com comutação suave, uso de interruptores em módulos comerciais e a utilização de circuitos de comando do tipo “bootstrap”. Entretanto, para usar este tipo de circuito é necessária uma simples modificação na configuração do conversor. A Figura 3 mostra o conversor CA-CA implementado. A modulação a dois passos e a tensão na entrada e na saída são mostradas na Figura 4. Para facilitar a compreensão é assumida uma baixa frequência de comutação. Nota-se que enquanto a tensão na entrada é positiva, os interruptores  $M_2/M_4$  apresentam sinal de comando e os interruptores  $M_1/M_3$  operam de maneira complementar, baseada na modulação PWM. Quando a tensão na entrada se torna negativa, os interruptores  $M_1/M_3$  apresentam sinal de comando durante todo o intervalo e  $M_2/M_4$  operam de modo complementar.

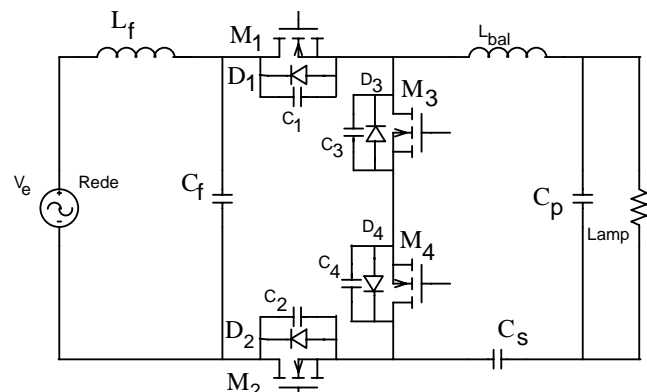


Fig. 3. Topologia do conversor CA-CA utilizado.

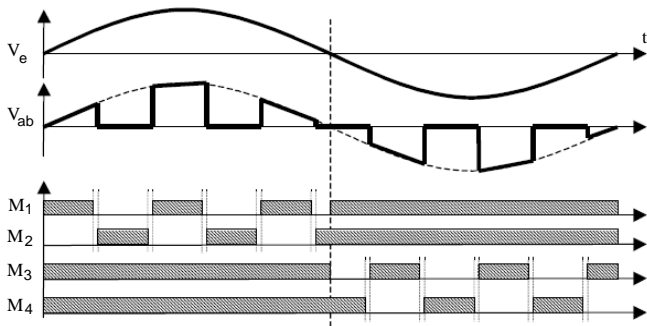


Fig. 4. Tensão na entrada e na saída e sinais no gate dos Mosfets para a modulação a dois passos.

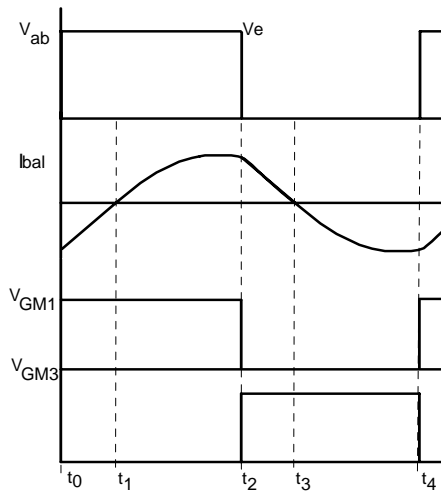


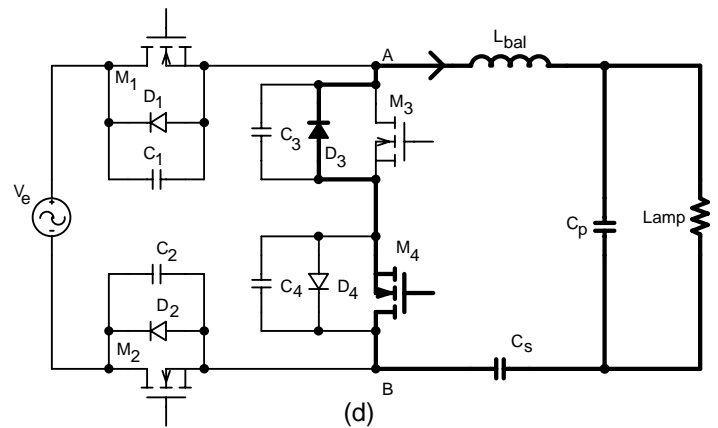
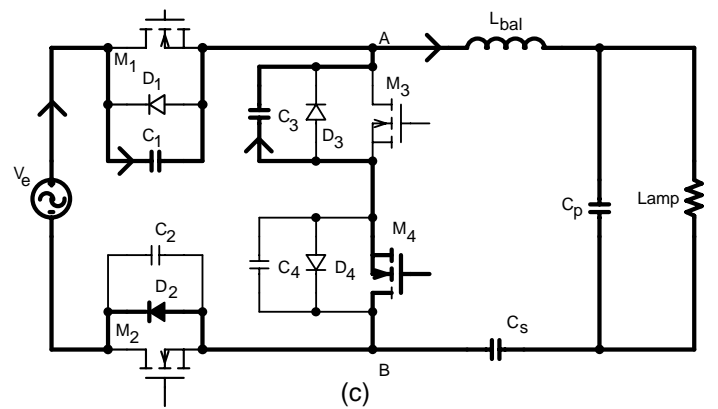
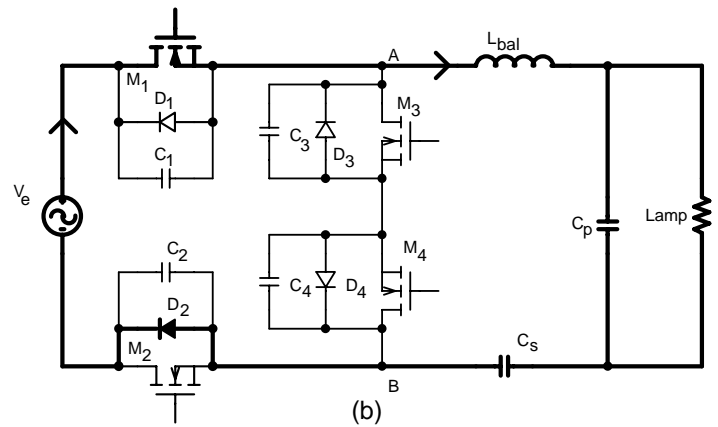
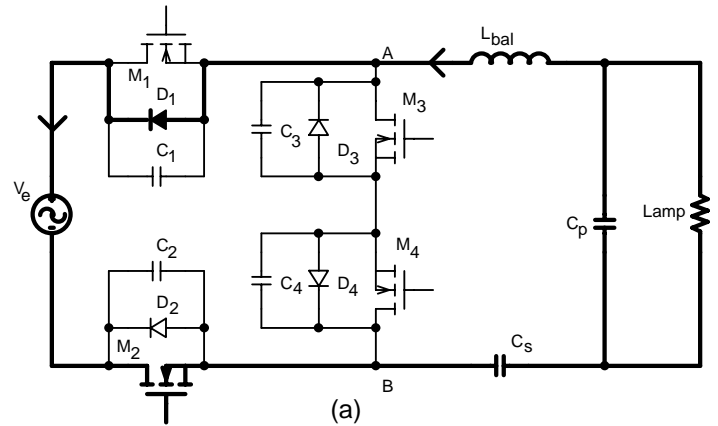
Fig. 5. Principais formas de onda para um período de comutação.

### B. Etapas de Operação

As etapas de operação são baseadas na estratégia de modulação a dois passos apresentada anteriormente. Assume-se que a frequência de comutação é suficientemente alta para considerar a tensão na saída  $V_{ab}$  constante durante todo o período de comutação. O filtro de entrada não será incluído para simplificar a análise. Também é assumido que o filtro série ressonante foi devidamente projetado, conseqüentemente a corrente no filtro de saída está atrasada em relação à fundamental de  $V_{ab}$  [21]. A análise considera que a tensão de entrada é positiva, dessa forma  $M_2$  e  $M_4$  possuem sinal de comando durante todo o ciclo.

*Primeira etapa ( $t_0, t_1$ ):* este estágio começa em  $t_0$  quando  $M_1$  é comandado a conduzir. Entretanto, a corrente no filtro de saída é negativa, portanto o diodo  $D_1$  e o interruptor  $M_2$  conduzem a corrente de carga, Figura 6.a.  $V_{ab}$  é igual a tensão de entrada  $V_e$ , conseqüentemente a magnitude da corrente no filtro de saída diminui. Esta etapa termina no tempo  $t_1$  quando a corrente na carga se anula.

*Segunda etapa ( $t_1, t_2$ ):* em  $t_1$  a corrente no filtro de saída torna-se positiva, portanto o interruptor  $M_1$  e o diodo  $D_2$  conduzem a corrente de carga, Figura 6.b. A tensão  $V_{ab}$  é igual a tensão na entrada  $V_e$  e a corrente na carga aumenta. Esta etapa termina quando o sinal de comando de  $M_1$  é retirado.



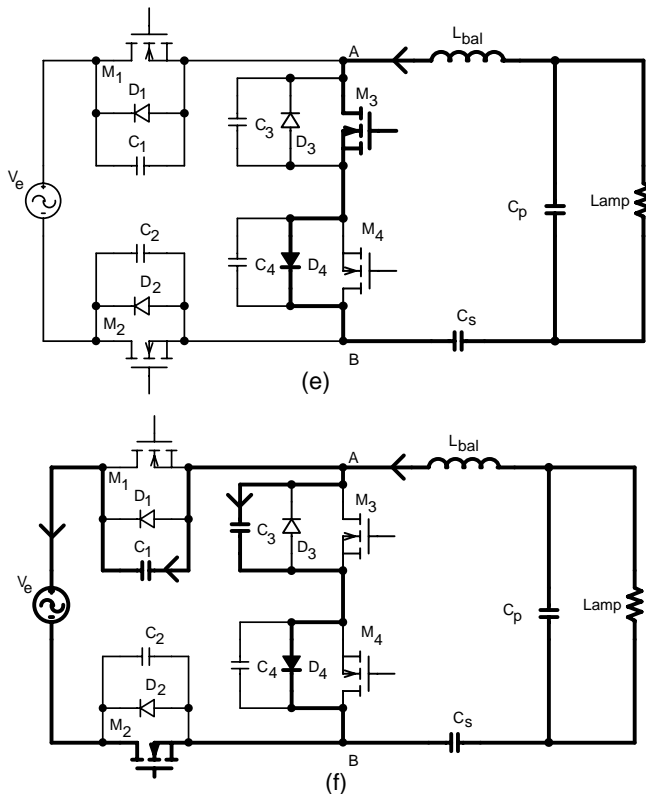


Fig. 6. Etapas de operação do conversor CA-CA. a) estágio 1; b) estágio 2; c) transição do estágio 2 para o estágio 3; d) estágio 3; e) estágio 4; f) transição do estágio 4 para o estágio 1.

*Terceira etapa ( $t_2, t_3$ ):* este estágio começa em  $t_3$ , quando o interruptor  $M_3$  é comandado a conduzir. Entretanto, a corrente no filtro de saída é positiva, portanto o diodo  $D_3$  e o interruptor  $M_4$  conduzem a corrente de carga, Figura 6.d.  $V_{ab}$  é igual a zero, conseqüentemente a magnitude da corrente no filtro de saída diminui.

*Quarta etapa ( $t_3, t_4$ ):* no instante  $t_3$  a corrente no filtro de saída torna-se negativa, portanto o interruptor  $M_3$  e o diodo  $D_4$  conduzem a corrente de carga, Figura 6.e. A tensão  $V_{ab}$  é nula e a corrente na carga aumenta. Este estágio termina quando o sinal de comando do interruptor  $M_3$  é retirado.

As principais formas de onda de um período de comutação do conversor em análise são apresentadas na Figura 5. A descrição aqui apresentada pode ser estendida para o semiperíodo negativo da rede elétrica. Neste caso as etapas seriam as mesmas, porém em relação à análise apresentada, os interruptores  $M_1$  e  $M_3$  seriam substituídos por  $M_2$  e  $M_4$ , respectivamente.

### C. Análise da Comutação

A configuração do conversor CA-CA da Figura 3 é capaz de operar com comutação suave, quando usada a modulação a dois passos. Esta característica é alcançada por meio dos capacitores em paralelo aos Mosfets ( $C_1$  a  $C_4$ ) e da característica indutiva do filtro de saída. Note que no intervalo de tempo  $t_1$  e  $t_3$  a corrente na carga torna-se nula (Figura 5) o que conseqüentemente produz comutação suave da primeira para a segunda e da terceira para a quarta etapa de operação. Na transição das outras etapas, a comutação suave é obtida através da carga e descarga dos capacitores

$C_1$ - $C_4$ . A Figura 6.c e a Figura 6.f mostram estas transições, onde a comutação sob tensão nula (ZVS) é evidente.

### III. REATOR ELETRÔNICO USANDO AC CHOPPER

Apresentadas as principais características do conversor CA-CA, é necessário agora ajustar o conversor para a aplicação proposta. Quando a lâmpada HPS é alimentada, algumas características devem ser observadas, é necessário um filtro na saída para limitar a corrente na lâmpada, um filtro na entrada para ajustar os níveis de conteúdo harmônico na corrente de entrada e um circuito de ignição para prover uma elevada tensão para a partida da lâmpada. A metodologia de projeto do reator eletrônico será apresentada neste tópico e na Tabela I apresenta-se suas especificações.

TABELA I - Especificações do Reator Eletrônico

Tensão de entrada (RMS)	Frequência da tensão de entrada	Potência da Lâmpada	Tensão na Lâmpada (RMS)	Frequência de Comutação
220 V	60 Hz	250 W	110 V	60 KHz

#### A. Filtro de Entrada

O estágio de entrada é composto por um simples filtro passa-baixa,  $L_f$  e  $C_f$ , como mostrado na Figura 3. O filtro de entrada tem a função de ajustar o nível das harmônicas da corrente na fonte de tensão de entrada, produzidas pela operação em alta frequência do conversor CA-CA. A tensão no capacitor  $C_f$  determina o nível de máxima tensão nos interruptores do conversor CA-CA. Conseqüentemente é necessário especificar no projeto do filtro de entrada, um baixo valor da ondulação da tensão no capacitor pois, durante a ignição, quando é gerada a alta tensão necessária para romper a inércia do plasma da lâmpada HPS, a tensão nos interruptores pode alcançar valores de até 1.000V. Isto ocorre se o valor da capacitância  $C_f$  for pequeno e o valor da indutância  $L_f$  for alto. Então, o projeto do filtro passa-baixa deve apresentar um valor da capacitância  $C_f$  grande o bastante para evitar altas tensões nos interruptores. A metodologia de projeto do filtro de entrada está presente em [21]. Para o reator eletrônico especificado, os parâmetros são:  $L_f = 1\text{mH}$  e  $C_f = 2,66\mu\text{F}$ .

#### B. Filtro de Saída

As lâmpadas HPS têm a característica de impedância negativa, portanto um elemento para limitar a corrente é necessário. O filtro utilizado na saída deve estabilizar a tensão e a corrente na lâmpada, controlar a corrente na passagem da tensão da entrada por zero, suprir a alta tensão para a ignição da lâmpada e prover a operação em comutação suave. Para obter todas essas características, um filtro série ressonante (Figura 3) é usado na saída. O filtro é composto do  $L_{bal}$ , que limita a corrente na lâmpada, o capacitor  $C_s$ , que filtra a componente CC da tensão e o capacitor  $C_p$ , responsável por aplicar a alta tensão para a ignição da lâmpada. A metodologia de projeto do filtro de saída é bem conhecida na literatura técnica e está presente em [20] e [21]. Para as especificações do reator eletrônico proposto os

parâmetros do filtro de saída são:  $L_{bal} = 127,8\mu H$ ,  $C_s = 195nF$ ,  $C_p = 106,8nF$ .

### C. Ignição da Lâmpada

Observa-se que no circuito da Figura 3 não há circuito auxiliar para a ignição da lâmpada. O filtro série ressonante é responsável por aplicar a alta tensão de ignição quando a frequência de comutação é modificada para um valor próximo da frequência de ressonância. No entanto, a metodologia de controle da ignição da lâmpada deve ser utilizada de modo a proteger a estrutura em caso de falha na ignição da lâmpada.

O primeiro passo é detectar a passagem por zero da tensão de entrada. Então, 3,5ms depois, a frequência de comutação é alterada para um valor próximo ao da frequência de ressonância. A detecção do zero e o atraso são necessários para a aplicação do pulso de alta tensão que deve ser feito com tensão de valor no mínimo maior que 90% da tensão eficaz de entrada. A frequência de ressonância é aplicada durante o intervalo de 1 ms. Este é um valor seguro que será suficiente para iniciar a ignição da lâmpada e, ao mesmo tempo, não danificar a estrutura. Após esta etapa, a frequência de comutação é modificada para o seu valor nominal.

### D. Simulação Numérica

A simulação numérica foi feita para comprovar o estudo descrito. O circuito da Figura 3 foi usado na simulação. A lâmpada HPS foi modelada como uma resistência. A Figura 7.a mostra a tensão de saída  $V_{ab}$ , a corrente no filtro de saída e o sinal de comando no gate dos interruptores  $M_1$  e  $M_2$ . Esta figura apresenta a modulação a dois passos. Já a Figura 7.b mostra a tensão e a corrente na entrada; nota-se que o conversor opera com alto fator de potência na entrada. Entretanto, é necessário lembrar que na simulação a lâmpada foi modelada como uma resistência, portanto, o comportamento em baixa frequência da lâmpada não foi analisado.

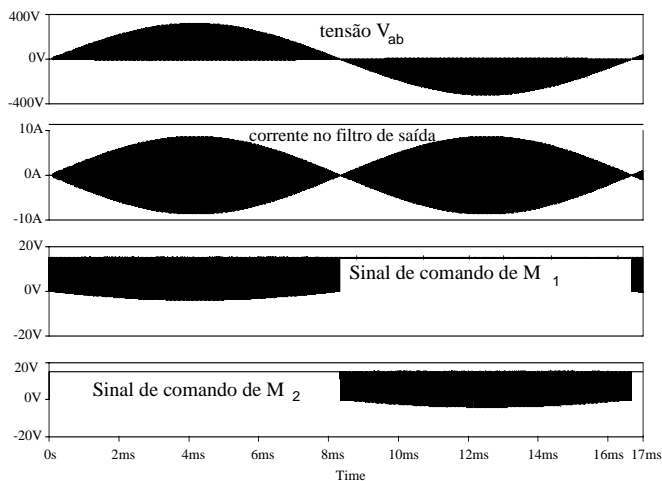


Fig. 7.a. Tensão de saída  $V_{ab}$ , a corrente no filtro de saída e o sinal de comando no gate dos interruptores  $M_1$  e  $M_2$ .

As formas de onda da tensão e da corrente na lâmpada em alta frequência são mostradas na Figura 8.a. Para provar a

eficiência do filtro de entrada para grampear a tensão nos interruptores, foi realizada uma simulação no momento da ignição. A Figura 8.b. mostra a tensão na lâmpada e a tensão sobre o interruptor  $M_3$ . Observa-se que a tensão sobre  $M_3$  não excede 500V.

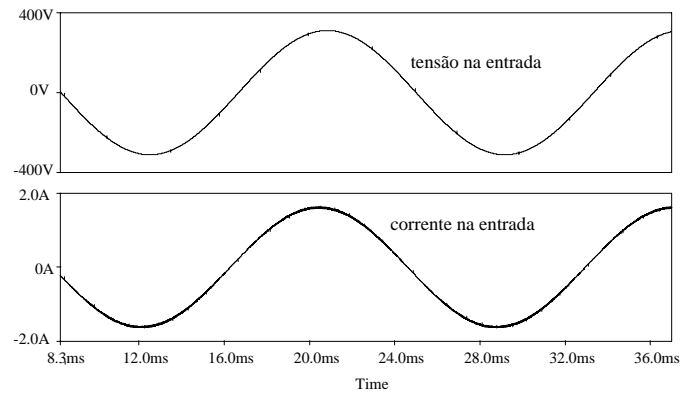


Fig. 7.b. Tensão e corrente na entrada.

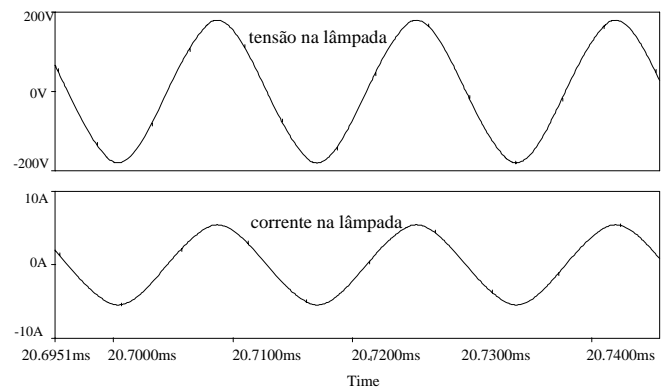


Fig. 8.a. Tensão e corrente na lâmpada em alta frequência.

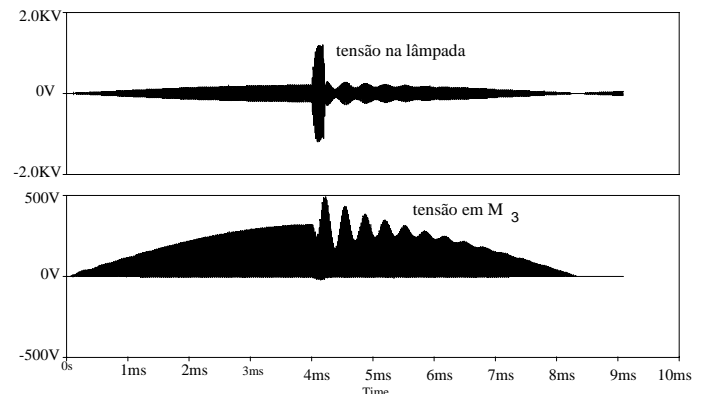


Fig. 8.b. Tensão na lâmpada e tensão sobre o interruptor  $M_3$  durante a ignição.

## IV. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Um protótipo do reator eletrônico apresentado na Figura 3 foi desenvolvido em laboratório. O protótipo foi projetado para uma lâmpada HPS de 250W de acordo com as especificações apresentadas na Tabela I. Para gerar a modulação a dois passos, foi utilizado um microcontrolador 16F716 da Microchip e quatro portas lógicas OU obtidas no circuito integrado 7432.

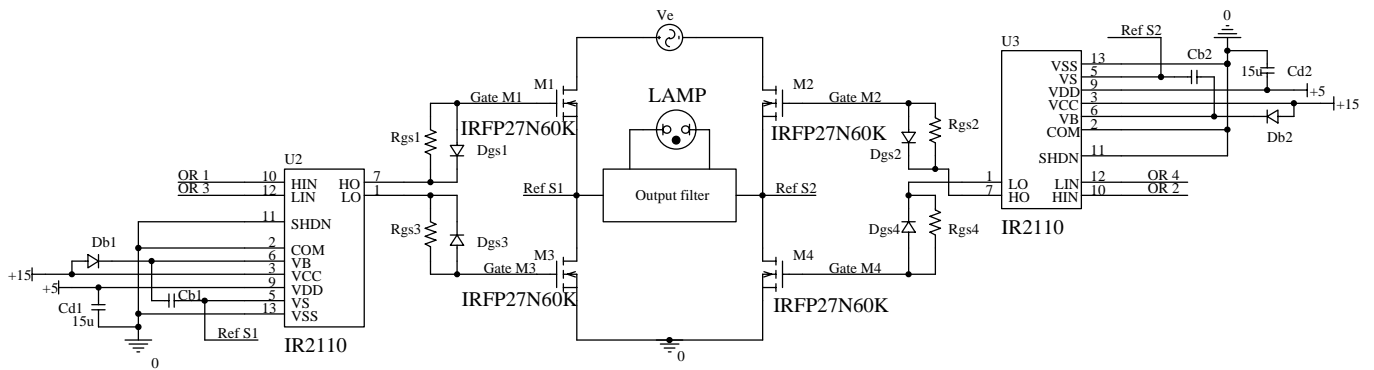


Fig. 9. Reator eletrônico implementado.

A Figura 9 mostra o reator eletrônico implementado destacando o circuito bootstrap utilizado. Os interruptores Mosfets empregados foram o IRPF27N60K.

A Figura 10 mostra o microcontrolador e as portas lógicas onde  $C_1$  e  $C_2$  são as saídas do PWM gerado pelo microcontrolador sendo uma saída complementar a outra, e  $C_3$  e  $C_4$  são sinais de controle determinados de acordo com a polaridade da tensão de entrada. A Figura 11 mostra os sinais na saída do microcontrolador e a lógica gerada para a modulação a dois passos.

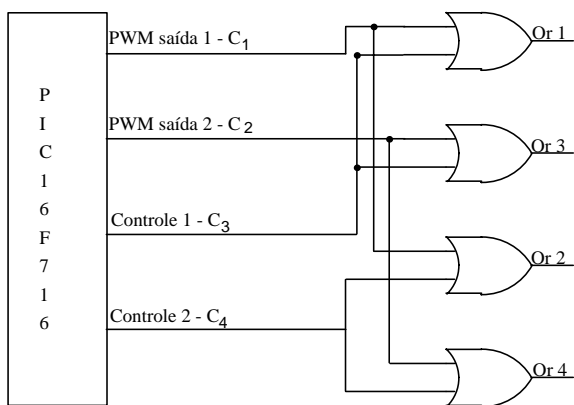


Fig. 10. Saída do microcontrolador e portas lógica OU.

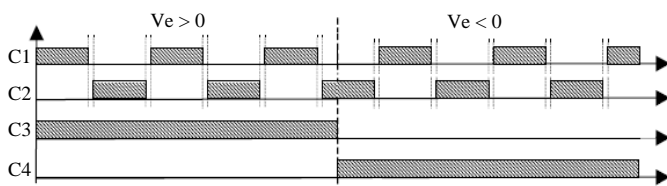


Fig. 11. Sinais de saída do microcontrolador.

A topologia do conversor CA-CA usa um circuito bootstrap de baixo custo. O circuito bootstrap é necessário para gerar uma referência de tensão virtual para os interruptores. O circuito integrado utilizado foi o IR2110.

A Figura 12.a mostra os sinais de comando no gate dos Mosfets  $M_1$  e  $M_2$ . Nota-se que a modulação a dois passos é utilizada. A corrente e a tensão na lâmpada e a tensão no interruptor  $M_3$  durante a ignição, são mostradas na Figura 12.b. É importante notar que a tensão sobre o interruptor  $M_3$  não excede 500V. Isto prova a eficiência do filtro de entrada para grampear a tensão no interruptor  $M_3$  durante a ignição.

A corrente e a tensão na lâmpada em baixa frequência são mostradas na Figura 13.a e em alta frequência na Figura 13.b. Em alta frequência o comportamento resistivo da

lâmpada é observado. Em baixa frequência a corrente e a tensão na lâmpada apresentam comportamento parecido com o de reatores eletromagnéticos. A característica era esperada devido à modulação em baixa frequência na saída do conversor CA-CA. Observa-se que a corrente na lâmpada apresenta um fator de crista na ordem de 2, o que na lâmpada fluorescente poderia ser um problema.

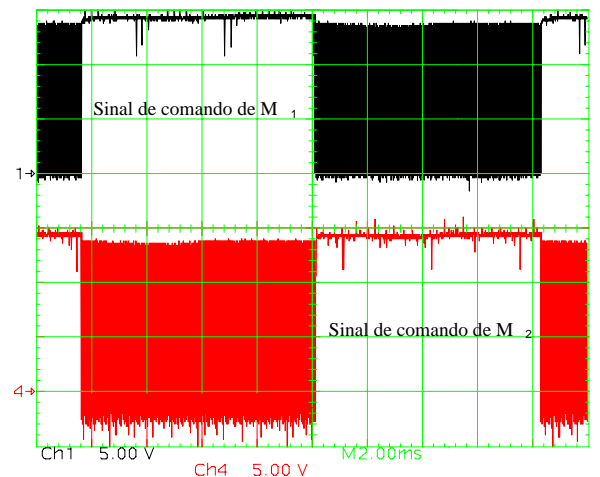


Fig. 12.a. Sinais de comando no gate dos Mosfets  $M_1$  e  $M_2$ .

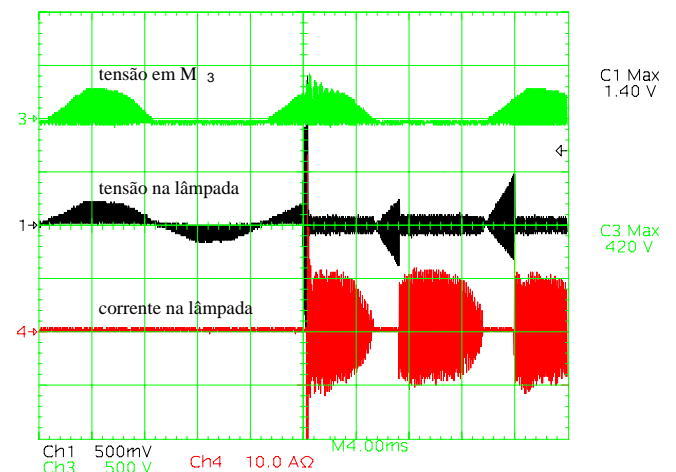


Fig. 12.b. Corrente e tensão na lâmpada e tensão no interruptor  $M_3$  durante a ignição.

Entretanto, recentes pesquisas mostram que um fator de crista maior que 1,7 não é um problema para a lâmpada HPS operando em alta frequência [14]. De fato, a erosão dos eletrodos é menor sobre estas condições do que na operação na frequência da rede. Para lâmpadas de baixa potência, há

uma estratégia que pode ser usada para melhorar o fator de crista na lâmpada [15]. No entanto, esta estratégia não pode ser aplicada para lâmpadas de 250W, porque a energia armazenada nos componentes é muito elevada.

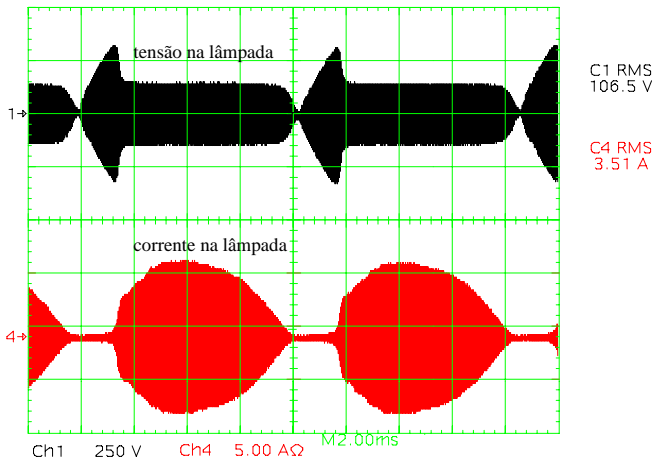


Fig. 13.a. Corrente e tensão na lâmpada em baixa frequência.

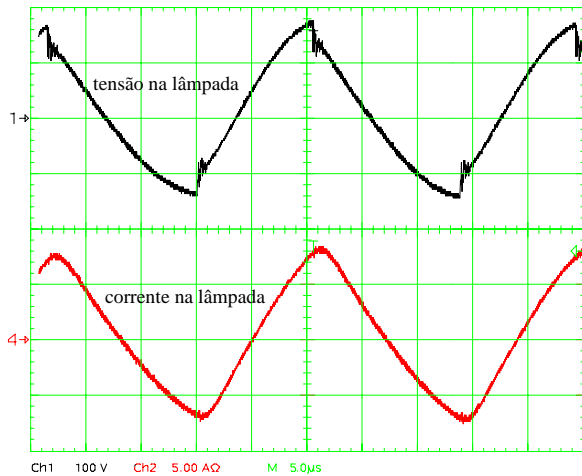


Fig. 13.b. Corrente e tensão na lâmpada em alta frequência.

A corrente e a tensão na entrada são apresentadas na Figura 14.a. Note que o pico da corrente ocorre durante a re-ignição da lâmpada. A análise das harmônicas da corrente de entrada é mostrada na Figura 14.b. A Tabela II apresenta os principais parâmetros obtidos para o protótipo. O rendimento da estrutura é de 94%. O fator de potência é 0,965. Durante os testes experimentais a ressonância acústica não foi observada. A utilização da modulação proposta em [6] permite o espalhamento das harmônicas de potência, conseqüentemente, se o valor das harmônicas é inferior a 10% do valor da fundamental, o fenômeno da ressonância acústica pode ser evitado [16-17]. Não foi observado efeito estroboscópico na lâmpada devido à característica da corrente de saída. A Regulação da potência na lâmpada também pode ser implementada.

**TABELA II - Dados de Entrada e Saída**

	Potência ativa	Tensão (RMS)	Corrente (RMS)	Fator de Potência
Entrada	270W	220V	1,24A	0,965
Saída	250W	106.5	3,51A	

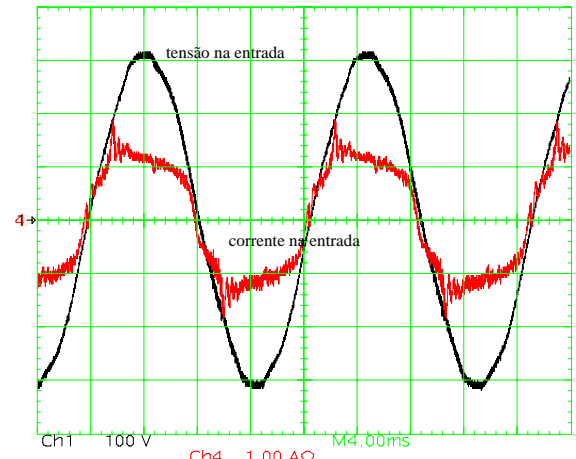


Fig. 14.a. Corrente e tensão na entrada.

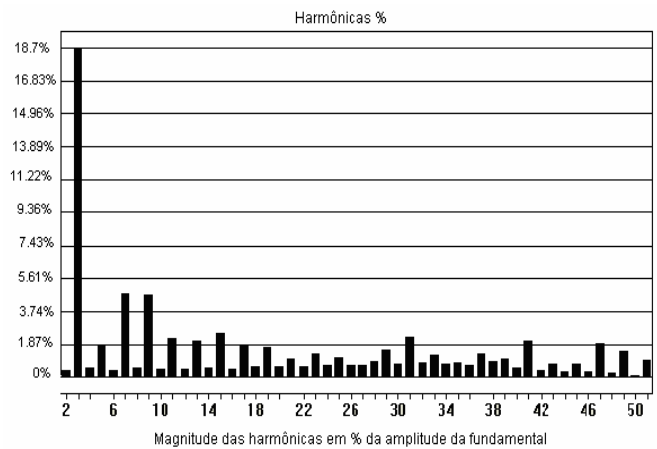


Fig. 14.b. Análise harmônica da corrente na entrada.

## V. CONCLUSÕES

Um reator eletrônico usando um conversor CA-CA foi proposto. Foram apresentadas as topologias possíveis e os interruptores bi-direcionais foram analisados. Em seguida foi apresentada a modulação a dois passos, os estágios de operação e a operação em comutação suave. Algumas considerações sobre o projeto dos filtros de entrada e de saída foram feitas para o uso na aplicação proposta. O procedimento da ignição da lâmpada foi detalhado e o circuito usado para gerar a modulação foi apresentado.

O reator proposto apresenta vantagens quanto ao reduzido volume graças ao modo de correção do fator de potência através de um único estágio. Além disso, há um aumento no rendimento da estrutura devido à comutação suave.

Simulações e resultados experimentais foram mostrados para um protótipo de laboratório de um reator eletrônico para uma lâmpada HPS de 250W. O reator apresentou alto fator de potência e baixa distorção harmônica na entrada. A ressonância acústica não foi observada. A corrente na saída foi discutida e não se apresentou como um problema para a lâmpada HPS. A Regulação da potência também é possível.

## VI. AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem a International Retifier pelo apoio técnico e o Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) pelo suporte financeiro.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Groot, J. J. and Vliet, J. A. J. M., "The high pressure sodium lamp", London, U.K., Mac Millan Educational, 1986.
- [2] Blanco, C., Alonso, M., López, E., Calleja, A. and Rico, M., "A single stage fluorescent lamp ballast with high power factor", *IEEE-APEC*, 1996, pp. 616-627.
- [3] European Standard EN 61000-3-2, "Limits for harmonic current emissions", April 1999.
- [4] Brañas, C., Azcondo, F. J. and Bracho, S., "Evaluation of an electronic ballast for HID lamps with passive power factor correction", *IECON 02*, Vol. 1, pp. 317-376, 2002.
- [5] Ferrero, F. J., Rico, M., Alonso, J. M., Blanco, C. and Ribas, J., "Analysis and design of an AC/AC resonant converter as a high pressure sodium lamp ballast", *IECON'98*, Vol. 2, pp. 947-952, 1998.
- [6] Sincero, G. C. R., Wuerges, S. A., Perin, J. A., "A 250W high pressure sodium lamp high power factor electronic ballast using an indirect frequency changer", *Brazilian Power Electronics Conference – COBEP'05*, June 2005.
- [7] Reis, F. S. dos, Canalli, V. M. et al., "Low Cost High Power Factor Electronic Ballast For High Pressure Sodium Lamps", Joinville – Brazil. *Induscon'04*, October 2004, pp. 1000 – 1005.
- [8] Licitra, C., Malesani, L., Spiazzi, G., Tenti. P. and Testa, A., "Single-ended soft-switching electronic ballast with unity power factor", *Proc. of IEEE-IAS Ann. Meet.*, 1991, pp. 953-958.
- [9] Bowers, J. C., Garret, S. J. and Nienhaus, H. A., "A Solid State Transformer", *Power Conversion International*, May/June, 1980, pp. 56-65.
- [10] Marjanovic, N., "Semiconductor Auto-Transformer with Continuous Voltage Transformation Ratio Variation", *PCI Proceedings*, September 1982, pp. 262-267.
- [11] Enjeti, P. N. and Choi, S., "An Approach to Realize Higher Power PWM AC Controller", *APEC '93. Conference Proceedings 1993*, 7-11 March 1993, pp. 323 – 327.
- [12] Kim, J. H. and Kwon, B. H., "Three-Phase Ideal Phase Shifter Using AC Choppers", *IEE Proc. Electr. Power Appl.* Vol. 147, nº147, July 2000, pp. 329-335.
- [13] Takei, M., Naito, T. and Ueno, K., "The reverse blocking IGBT for matrix converter with ultra-thin wafer technology", *ISPSD 03*, pp. 156-159, 2003.
- [14] Kaiser, W., Correa, A. F. and Marques, R. P., "Electrode Erosion in Pulse Operated High-Pressure-Sodium Lamps", *Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting*. Vol. 2, pp. 1362 – 1367.
- [15] Malesani, L., Rossetto, L., Spiazzi, G. and Tenti, P., "High efficiency electronic lamp ballast with unity power factor", *Conference Record of the 1992 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Vol. 1, pp. 681-688.
- [16] Faehnrich, H. and Rasch, E., "Electronic Ballast for Metal Halide Lamps", *Journal of Illuminating Engineering Society*, Summer 1988, pp. 191-140.
- [17] Laskai, L., Enjeti, P. N. and Pitel, I. J., "White-noise modulation of high-frequency high-intensity discharge lamp ballast", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 34, pp. 597 – 605.
- [18] Odaka, A., Fujimoto, H. et al., "An Application Technique of a Novel IGBT with Reverse Blocking

Capability for a Direct Linked Type Converter", *EPE2003*, September 2003.

- [19] Sincero, G. C. R., Franciosi, A. S., Perin, A. J., "A 250W High Pressure Sodium Lamp High Power Factor Electronic Ballast Using an AC Chopper", *European Conference on Power Electronics and Applications – EPE'05*, September 2005.
- [20] Kazimierczuk, M. K., Szaraniec, W., "Electronic ballast for fluorescent lamps", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 8, pp. 386 – 395, 1993.
- [21] Sincero, G. C. R., "Reator Eletrônico para Lâmpadas de Vapor de Sódio de Alta pressão de 250W com Alto Fator de Potência Utilizando um Conversor CA-CA" (Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica), Florianópolis, 2005, UFSC.

## DADOS BIOGRÁFICOS

**Arnaldo J. Perin** nascido em Nova Prata-RS em 18/12/53. Formado em Engenharia Eletrônica em 1977 na PUC-RS, Mestrado em Engenharia Elétrica em 1980 na UFSC e Doutorado em Eng. Elétrica em 1984 no Institut National Polytechnique - Toulouse - França. Desde 1980 é Professor do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina com o cargo de Professor Titular. Atua junto ao grupo de pesquisadores do INEP – Instituto de Eletrônica de Potência, onde já participou em projetos em conjunto com a indústria, orientou 37 dissertações de Mestrado e cinco teses de doutorado e publicou em torno de 90 trabalhos em congressos no país e no exterior e é co-autor de um livro. Sua área de atuação é Eletrônica de Potência com interesse em sistemas de iluminação, em conversores estáticos de frequência e técnicas de modulação em corrente alternada.

**Geraldo C. R. Sincero** nascido em Maringá-PR em 29/10/1980. Formado em Engenharia Elétrica em 2003 na UFSC onde recebeu o prêmio como melhor aluno da turma, Mestrado em Engenharia Elétrica em 2005 na UFSC. Desenvolveu sistemas em eletrônica de potência junto ao INEP/UFSC como engenheiro de desenvolvimento entre 2005 e 2006. Atualmente cursa o doutorado em engenharia elétrica pela Université Laval, Quebec, Canadá. Sua área de atuação é Eletrônica de Potência com interesse em sistemas de iluminação, em conversores estáticos de frequência, conversores para fontes de energia alternativas e acionamento de máquinas elétricas.

**André Santos Franciosi** nascido em Vacaria-RS em 26/01/84. Atualmente cursa graduação em Engenharia Elétrica na Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC). Atua junto ao grupo de pesquisadores do INEP – Instituto de Eletrônica de Potência onde é bolsista de Iniciação Científica do CNPq desde 2004. Sua área de atuação é Eletrônica de Potência, controle digital, microcontroladores e DSP's.