

REATOR ELETRÔNICO AUTO-OSCILANTE PARA LÂMPADAS FLUORESCENTES COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA UTILIZANDO BUCK-BOOST INTEGRADO

INEP – Instituto de Eletrônica de Potência (www.inep.ufsc.br)
Departamento de Engenharia Elétrica – Centro Tecnológico
Universidade Federal de Santa Catarina
Caixa Postal – 5119
88.040-970 – Florianópolis – SC – Brasil

ANDERSON S. ANDRÉ, MARCUS V. A. ARAUJO, ARNALDO J. PERIN, IVO BARBI

Resumo— Neste trabalho apresenta-se o estudo para desenvolvimento da metodologia de projeto de um reator eletrônico para lâmpadas fluorescentes com correção do fator de potência, em estágio único, integrado a partir das topologias Buck-Boost e inversor meia-ponte ressonante. A técnica de comando auto-oscilante é utilizada, o que traz robustez e simplicidade ao circuito. As prescrições das novas normas da ABNT para reatores eletrônicos, que entrarão brevemente em vigor, são utilizadas como parâmetros para o desenvolvimento do reator.

Abstract— In this paper a study is presented to develop a methodology design of an electronic ballast used with fluorescent lamps, which presents high power factor, in a single stage, derived from the Buck-Boost and resonant half-bridge inverter. The self-oscillating driver technique is used to give reliability and simplicity to the circuit. The requirements of the new Brazilian standards for electronic ballast are observed as parameters for its development.

Keywords— electronic ballast; high power factor; fluorescent lamp; buck-boost; self-oscillating.

1 Introdução

Neste trabalho apresentar-se-á um reator eletrônico cuja correção do fator de potência é obtida através da integração de um conversor Buck-Boost ao estágio inversor. A fim de garantir simplicidade, robustez e baixo custo de produção, utiliza-se a técnica de comando auto-oscilante.

Quando se opera em redes de alimentação de 220V, a utilização do conversor boost com razão cíclica igual a 0,5, frequência fixa de comutação e condução descontínua, resulta em uma tensão no barramento CC muito elevada.

A utilização de um estágio de correção do fator de potência do tipo Buck-Boost consegue trazer a grande vantagem de permitir que a tensão do barramento CC seja menor em comparação aos estágios do tipo Boost. Isto permite a utilização de interruptores de menor tensão. Alonso (1998) e Wu (1998) propuseram soluções para esta integração, onde o enfoque é a diminuição do número de interruptores, porém fazendo uso de circuitos integrados para o comando, o que elevou a complexidade do equipamento.

Neste trabalho desenvolve-se o estudo analítico e prático de uma nova proposta (Barbi, 1999) que objetiva o uso de comando auto-oscilante para todos os interruptores.

2 O Conversor Buck-Boost

O conversor Buck-Boost é um conversor que apresenta um estágio intermediário de acumulação do tipo indutivo permitindo, desta forma, alimentar uma carga com característica de fonte de tensão a partir de uma fonte de tensão de entrada. A Fig. 1 ilustra o conversor que se constitui como sendo a base do sistema de correção de fator de potência da estrutura.

A característica de saída deste conversor é apresentada na Fig. 2. As curvas representam o ganho estático

para variações na resistência de carga parametrizada, onde D é a razão cíclica e \bar{R}_C é a resistência de carga parametrizada em função do indutor e do período. Estudos detalhados sobre esta estrutura aplicada à correção do fator de potência de retificadores já foram apresentados por Araujo (1999) e Barbi (1995), por isso, não será aqui abordada com profundidade.

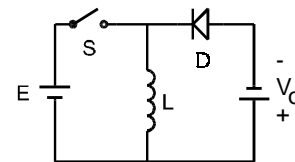


Fig. 1. Topologia do Conversor Buck-Boost.

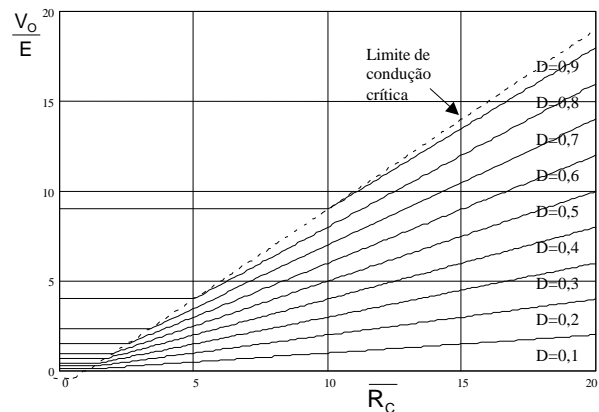


Fig. 2. Característica de Saída do Conversor Buck-Boost.

3 O inversor Ressonante Auto-oscilante

O inversor de tensão em meia-ponte auto-oscilante com carga ressonante e comutação suave é uma estrutura consagrada nesta aplicação. Tal conversor, em sua configuração pode ser observado na Fig. 3.

Esta estrutura foi exaustivamente estudada em muitos trabalhos, como Araujo (1999), Caballero (1992) e Kaiser (1988), o que torna desnecessária a apresentação

de maiores detalhes da estrutura neste trabalho.

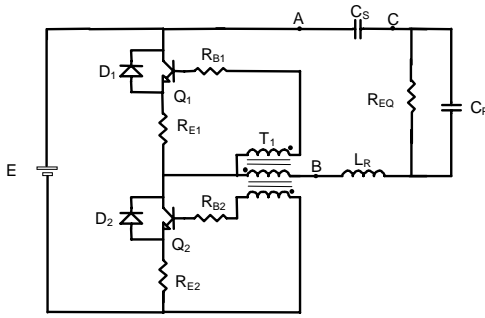


Fig. 3. Topologia básica do inversor auto-oscilante.

4 Integração dos Conversores Buck-Boost e Inversor Ressonante Meia-Ponte

Neste item apresenta-se uma técnica de integração do conversor Buck-Boost a um inversor ressonante meia-ponte. Esta estrutura tem seu estudo realizado privilegiando-se o uso de comando auto-oscilante de forma a tornar o reator eletrônico robusto e com baixo custo.

4.1 Princípio de Funcionamento

O processo de integração das estruturas baseia-se na sincronização entre etapas de funcionamento dos dois conversores. A Fig. 4 apresenta o reator em estágio único e caracteriza os dois conversores que compõe a integração

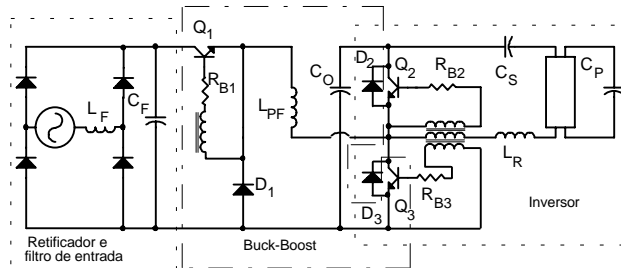


Fig. 4. Estrutura Completa em Integração.

Os interruptores Q_1 e Q_3 são sincronizados, sendo acionados mediante o uso de circuitos de comando isolados com razão cíclica fixa de 0,5 e frequência constante. Na estrutura apresentada, utiliza-se comando auto-oscilante que permite a realimentação dos sinais de comando a partir da própria corrente do circuito ressonante através de um transformador de corrente, eliminando a necessidade do uso de circuitos integrados e fontes auxiliares de alimentação.

4.2 Etapas de Operação

Na primeira etapa de funcionamento os interruptores Q_1 e Q_3 encontram-se conduzindo (Fig. 5), drenando corrente da rede via L_{PF} . O inversor, por sua vez, entrega energia ao circuito ressonante através do interruptor Q_3 . Verifica-se que o transistor Q_3 por acumular as correntes dos dois conversores, opera com maiores níveis de corrente eficaz que todos os demais interruptores.

Quando Q_1 e Q_3 são bloqueados, inicia-se a segunda etapa (Fig. 6). A energia armazenada no indutor L_{PF} é entregue ao capacitor do barramento C_0 através de D_1 e D_2 . O inversor opera em roda livre via D_2 , o que submete este diodo à soma das correntes dos dois estágios de tra-

tamento de energia.

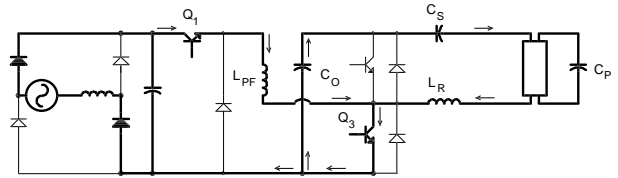


Fig. 5. Primeira Etapa de Funcionamento.

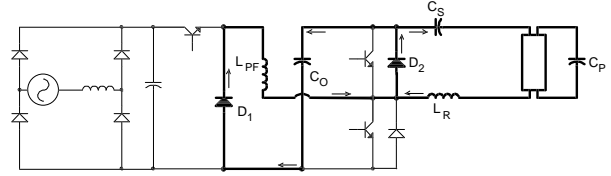


Fig. 6. Segunda Etapa de Operação.

Na terceira etapa, a corrente que circulava por D_2 muda de sentido e passa a circular pelo transistor Q_2 (Fig. 7). Não há corrente no estágio de correção do fator de potência, caracterizando a operação em condução descontinua.

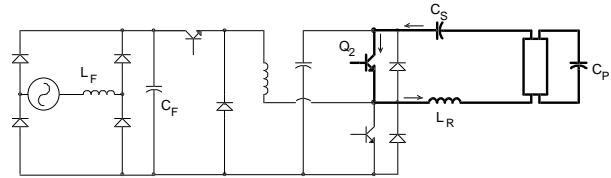


Fig. 7. Terceira Etapa de Operação.

Quando o transistor Q_2 é bloqueado, o diodo D_3 assume a corrente do circuito ressonante, entregando energia de volta ao capacitor do barramento C_0 (Fig. 8). No instante em que a corrente no circuito ressonante inverte-se, retorna-se à primeira etapa de funcionamento, onde Q_1 e Q_3 são colocados em condução

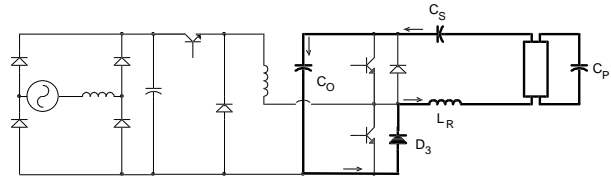


Fig. 8. Quarta Etapa de Operação.

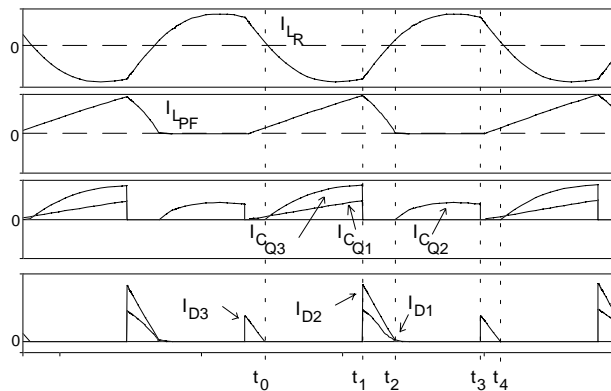


Fig. 9. Formas de Onda Qualitativas.

As principais formas de onda estão representadas na Fig. 9. É possível observar que o interruptor Q_3 opera com a soma das correntes do circuito de correção do fator de potência e do circuito ressonante, assim como o diodo D_2 . Esta característica deve ser considerada no dimensionamento destes componentes.

4.3. Projeto

Através das etapas de funcionamento apresentadas, observa-se que o conversor, com um único estágio, compreende as etapas de funcionamento de cada conversor isolado, o que permite que se projete o reator utilizando as metodologias de projeto tradicionais. As únicas considerações a serem levadas em conta envolvem maiores níveis de corrente nos interruptores Q_3 e D_2 .

Foram montados dois protótipos em laboratório. O primeiro deles para uma lâmpada de 40W e o segundo para uma lâmpada de 110W.

O projeto aqui apresentado refere-se à lâmpada de 110W, mas pode facilmente ser utilizado para projetar o reator de 40W (Barbi,1999).

A potência nominal da lâmpada é de 110W, mas terá sua potência reduzida em 30%. A redução da potência processada é permitida porque a operação de lâmpadas fluorescentes em elevadas frequências acarreta um aumento em seu fluxo luminoso em relação à operação em baixa frequência.

Como principais parâmetros de projetos, tem-se tensão eficaz de entrada de 220V, tensão média no barramento CC de 350V com ondulação máxima de 5%, potência aplicada à lâmpada de 77W e frequência de comutação de 30kHz.

Seguindo a metodologia apresentada por Araujo (1999) para o estágio de correção do fator de potência, chega-se a um valor para o indutor que atende à especificação de 2,262mH. O capacitor C_O , para garantir a máxima ondulação no barramento CC, é de 26,19μF.

O estágio inversor é dimensionado a partir das especificações básicas da lâmpada, tomando a metodologia de projeto dos componentes do circuito ressonante apresentadas por Araujo (1999), Caballero (1992) ou Kaiser (1988).

Para obtenção de uma potência de 77W na lâmpada, será necessário operar sob uma tensão eficaz de 153V e corrente eficaz de 0,5A, o que corresponde a uma resistência equivalente para a lâmpada de 304Ω.

Para uma relação entre as frequências de comutação e de ressonância do filtro igual a 4, garantindo uma baixa distorção harmônica da corrente sobre a lâmpada, obtêm-se: L_R igual a 1,8mH, C_S igual a 254nF e C_P igual a 17nF. A corrente de pico ressonante teórica é 1,18A.

4.4. Dimensionamento dos Semicondutores

O interruptor Q_1 tem uma corrente com uma envoltória de senóide retificada definida pela expressão (1).

$$i_{Q1}(t) = \frac{V_p \cdot D^2}{2 \cdot L_{PF} \cdot f_s} \cdot |\sin(\omega_s \cdot t)| \quad (1)$$

As correntes média, eficaz e de pico neste interruptor são definidas por (2), (3) e (4).

$$I_{Q1MED} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi i_{Q1}(t) dt = \frac{V_p \cdot D^2}{\pi \cdot L_{PF} \cdot f_s} \quad (2)$$

$$I_{Q1EF} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi (i_{Q1}(t))^2 dt} = \frac{V_p \cdot D^2}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot L_{PF} \cdot f_s} \quad (3)$$

$$I_{Q1P} = \frac{D \cdot V_p}{L_{PF} \cdot f_s} \quad (4)$$

A corrente em D_1 é definida pela expressão (5).

$$I_{D1}(t) = \frac{V_p^2 \cdot D^2}{2 \cdot L_{PF} \cdot V_{CC} \cdot f_s} \cdot \sin^2(\omega_s \cdot t) \quad (5)$$

Onde V_{CC} é a tensão média no capacitor C_O .

As correntes média, eficaz e de pico em D_1 são:

$$I_{D1MED} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi i_{D1}(t) dt = \frac{V_p^2 \cdot D^2}{4 \cdot L_{PF} \cdot V_{CC} \cdot f_s} \quad (6)$$

$$I_{D1EF} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi (i_{D1}(t))^2 dt} = \frac{\sqrt{6}}{8} \cdot \frac{V_p^2 \cdot D^2}{L_{PF} \cdot f_s \cdot V_{CC}} \quad (7)$$

$$I_{D1P} = \frac{D \cdot V_p}{L_{PF} \cdot f_s} \quad (8)$$

O interruptor Q_2 e o diodo D_3 trabalham exclusivamente com a corrente do circuito ressonante e podem ter suas correntes aproximadas, por simplificação, diretamente igual à metade do valor de pico da corrente do circuito ressonante.

$$I_{Q2MED} = I_{Q2EF} = I_{Q2PICO} = \frac{I_{L_{RPICO}}}{2} \quad (9)$$

$$I_{D3MED} = I_{D3EF} = I_{D3PICO} = \frac{I_{L_{RPICO}}}{2} \quad (10)$$

A corrente em D_2 é a soma das correntes dos estágios inversor e de correção do fator de potência.

$$I_{D2MED} = \frac{V_p^2 \cdot D^2}{4 \cdot L_{PF} \cdot V_{CC} \cdot f_s} + \frac{I_{L_{RPICO}}}{2} \quad (11)$$

$$I_{D2EF} = \sqrt{\left(\frac{\sqrt{6}}{8} \cdot \frac{V_p^2 \cdot D^2}{L_{PF} \cdot f_s \cdot V_{CC}} \right)^2 + \left(\frac{I_{L_{RPICO}}}{2} \right)^2} \quad (12)$$

$$I_{D2P} = \frac{D \cdot V_p}{L_{PF} \cdot f_s} + I_{L_{RPICO}} \quad (13)$$

A corrente em Q_3 é a somatória das correntes dos dois conversores, assim sendo:

$$I_{Q3MED} = \frac{V_p \cdot D^2}{\pi \cdot L_{PF} \cdot f_s} + \frac{I_{L_{RPICO}}}{2} \quad (14)$$

$$I_{Q3EF} = \sqrt{\left(\frac{V_p \cdot D^2}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot L_{PF} \cdot f_s} \right)^2 + \left(\frac{I_{L_{RPICO}}}{2} \right)^2} \quad (15)$$

$$I_{Q3P} = \frac{D \cdot V_p}{L_{PF} \cdot f_s} + I_{L_{RPICO}} \quad (16)$$

4.5. Considerações a Respeito do Circuito de Comando

Neste ponto é necessário que se façam algumas considerações quanto a adequação do circuito de comando auto-oscilante do inversor de tensão tradicional com a estrutura integrada em estudo.

O primeiro aspecto a ser levado em conta é o nível de corrente nos transistores. Isto se deve à necessidade de excitar as bases dos transistores com correntes adequadas, que venham a garantir baixas perdas de condução. Existe um limite de potência que pode ser drenado do circuito de comando e que está associado à corrente do circuito ressonante, tratada como fonte de corrente, e

à tensão de primário, obtida em função do número de espiras adequado à frequência de comutação (equação 17).

$$P_{\text{COMANDO}} = f(i_{L_R}(t), v_P(t)) \quad (17)$$

Os transistores com maiores solicitações de corrente são Q_1 e Q_3 , sendo ambos acionados simultaneamente, o que implica no fato de que o transformador de pulsos deve ser capaz de fornecer corrente adequada nesta etapa considerada crítica. Tratando-se de um transformador saturável, este opera com elevadas correntes de base em parte do período de comutação e baixa corrente de base no restante do período, o que conduz a desequilíbrios inevitáveis na razão cíclica como, sugere a expressão (18).

$$I_{Lm}(t) = I_{L_R}(t) - \begin{cases} I_{B_{Q1}}(t) + I_{B_{Q3}}(t) \text{ em D.T} \\ I_{B_{Q2}}(t) \text{ em (1-D).T} \end{cases} \quad (18)$$

Além disso, há a variação senoidal da corrente nos interruptores do conversor Buck-Boost, o que gera uma segunda causa na variação da razão cíclica. Isto ocorre porque, como as correntes de base praticamente não variam em amplitude no tempo, na passagem pelo mínimo da corrente drenada da rede, o que implica em baixa corrente de coletor nos transistores envolvidos, estes estarão submetidos a correntes de base excessivas, elevando o tempo de estocagem.

O desequilíbrio da razão cíclica modifica a potência entregue pelo conversor Buck-Boost e, consequentemente, a potência entregue à lâmpada pelo inversor ressonante. Isto conduz à necessidade de ajustar-se o indutor do estágio de correção do fator de potência até que, em termos do equilíbrio do sistema, seja atingida a tensão desejada no barramento CC. Considerado o grande número de aproximações nas rotinas de projeto do circuito de comando e na recursividade de parâmetros, estes ajustes são inevitáveis.

No reator a ser implementado, devido as elevadas correntes envolvidas, para que se garanta baixas quedas de tensão nas junções coletor-emissor dos transistores, decidiu-se optar pela utilização de dois transformadores de pulso. Tal decisão foi tomada, porque seguindo os passos indicados por Araujo (1999), observou-se que seria necessário que o circuito de comando conseguisse impor um valor tal de corrente que praticamente eliminaria a corrente na indutância magnetizante, responsável pela saturação do núcleo.

O número de espiras necessário para que haja saturação do núcleo no ponto definido é determinado pela expressão (19).

$$N_p = \frac{H_{SAT} l_E}{I_{Lm}} \cong 4 \quad (19)$$

Desta forma, fica definido o uso de transformadores com primários de 4 espiras e secundários de 2 espiras para os transistores Q_1 e Q_3 .

Para que haja equilíbrio de razão cíclica na operação do inversor, o transformador de pulsos deve saturar para uma mesma corrente na indutância magnetizante, tanto para o período em que Q_2 conduz como para o período em que Q_3 conduz. Isto faz com que a relação de trans-

formação para o comando do interruptor Q_2 seja definido pela expressão (20).

$$\frac{N_{SEC2}}{N_p} = \frac{\frac{I_{L_{RPICO}}}{2} - I_{Lm}}{I_{B_{Q2}}} = 1,5 \quad (20)$$

Ou seja, N_{SEC2} deve possuir 6 espiras. Seguindo as equações acima apresentadas e a metodologia proposta por Araujo (1999), procedeu-se o projeto de todos os parâmetros do conversor, que podem assim ser resumidos:

- Indutor ressonante: 1,75mH
- Capacitor série (inversor): 220nF
- Capacitor paralelo (inversor): 15nF
- Capacitor de barramento: 47µF
- Capacitor do filtro (entrada): 220nF
- Indutor do filtro (entrada): 6,5mH
- Indutor do circuito de CFP: 1,2mH.

4.6. Resultados Experimentais

O protótipo implementado partiu das especificações determinadas nas seções anteriores.

A forma de onda da Fig. 10 apresenta a tensão e a corrente de entrada e a tensão no capacitor C_O . O circuito opera sob tensão nominal de 220V eficaz. A tensão de barramento é 373,8V, ou seja, 7% acima do valor especificado.

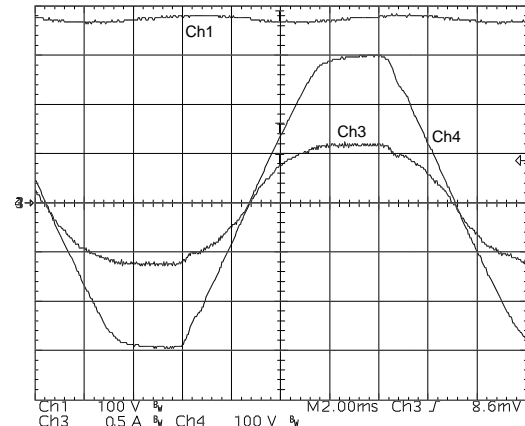


Fig. 10. Tensão (Ch4) e Corrente de Entrada (Ch3) e Tensão no Barramento CC (Ch1).

A análise harmônica da corrente de entrada apresenta a distribuição vista na Fig. 11. A taxa de distorção harmônica da tensão é de 3,58% e da corrente de 10,22%. O fator de potência do conjunto é 0,993. O resultado obtido atende as prescrições da norma IEC-61000-3-2.

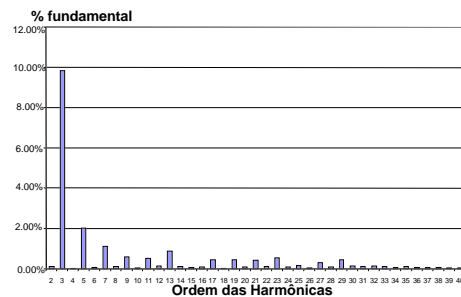


Fig. 11. Espectro Harmônico da Corrente de Entrada do Reator.

Atendida a condição de elevado fator de potência de entrada, as características mais importantes, no que se refere ao projeto do conversor, são a tensão e a corrente na lâmpada. Estas formas de onda podem ser visualizadas na Fig. 12. A frequência de comutação aproximada é 32KHz. A potência aplicada à lâmpada é de 77,78W. A harmônica predominante na corrente na lâmpada é a 3ª com 13,1% da fundamental.

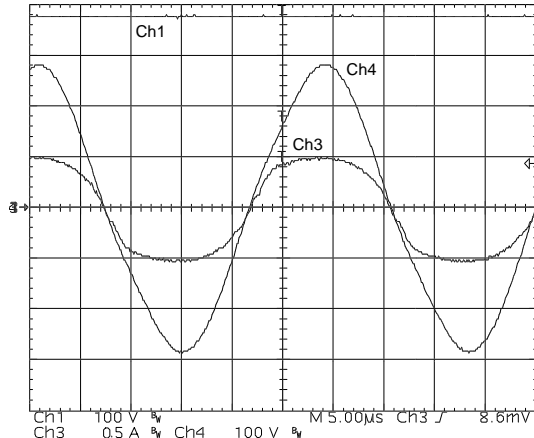


Fig. 12. Tensão (Ch4) e Corrente na Lâmpada (Ch3) e Tensão de Barraento (Ch1).

Na Fig. 13 apresenta-se a corrente no indutor do estágio de correção do fator de potência.

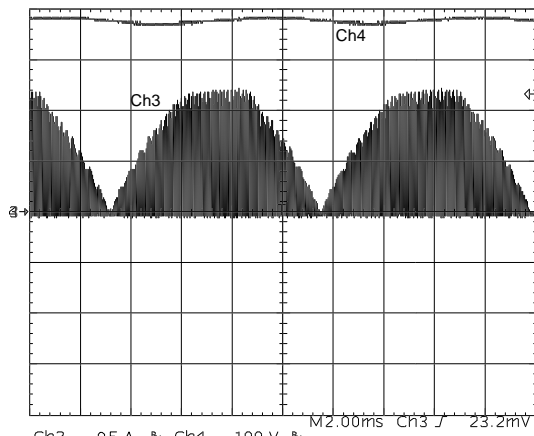


Fig. 13. Tensão de Barraento (Ch4) e Corrente no indutor do estágio de Correção do Fator de Potência (Ch3).

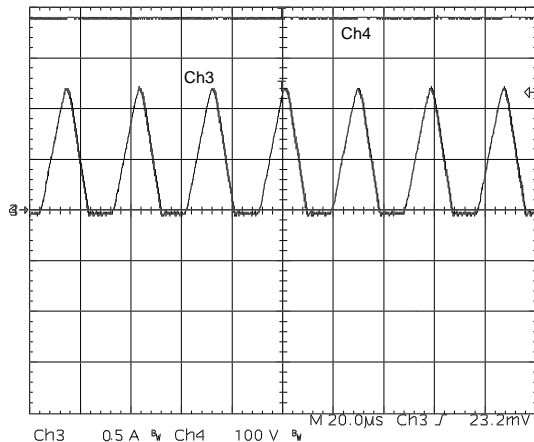


Fig. 14. Corrente no Indutor do Conversor Buck-Boost em Detalhe (Ch3) e Tensão de Barraento (Ch4).

A corrente apresentada na Fig. 13 pode ser vista em detalhe na Fig. 14. Tal aquisição foi feita na passagem

pelo valor máximo da tensão da fonte de alimentação permitindo, assim, observar a operação em condução descontínua do conversor Buck-Boost.

Um outro protótipo utilizando esta mesma técnica, para alimentar lâmpadas de 40W, também foi implementado em laboratório. Seus resultados foram ainda melhores. Na Fig. 15, apresenta-se a tensão e a corrente na entrada do reator. O fator de potência obtido foi igual a 0,998, ou seja, praticamente unitário.

O fator de potência na entrada permaneceu praticamente inalterado para uma faixa de variação da tensão de entrada entre 172V e 252V, variando apenas a potência entregue à lâmpada, comprovando a aplicabilidade do reator em locais onde ocorrem variações consideráveis da rede elétrica de alimentação.

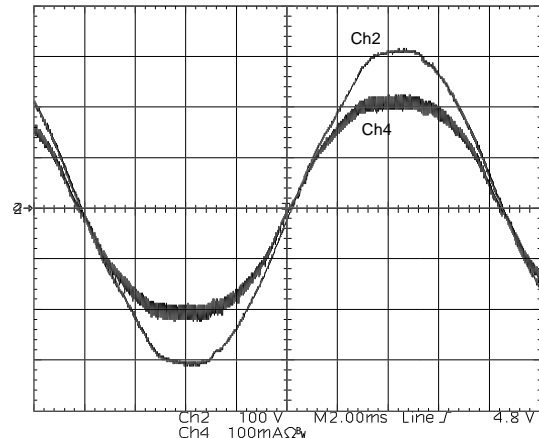


Fig. 15. Tensão (Ch2) e Corrente (Ch4) na Entrada do Reator.

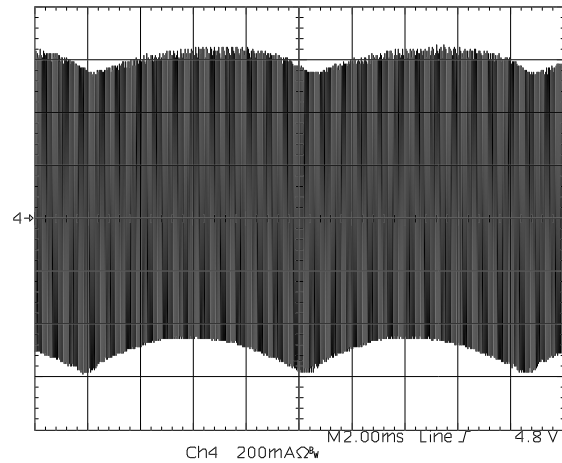


Fig. 16. Corrente na Lâmpada.

O fator de crista na corrente é baixo, devido à pequena variação da amplitude da corrente (ver Fig. 16). Esta baixa variação na amplitude da corrente é conseguida, principalmente, porque a tensão do barramento CC apresenta baixa ondulação.

Finalmente, na Fig. 17, apresenta-se a temperatura atingida pelos principais componentes do reator, quando o mesmo é operado no interior de uma luminária fechada, que por sua vez está em uma sala, com temperatura ambiente de 25°C.

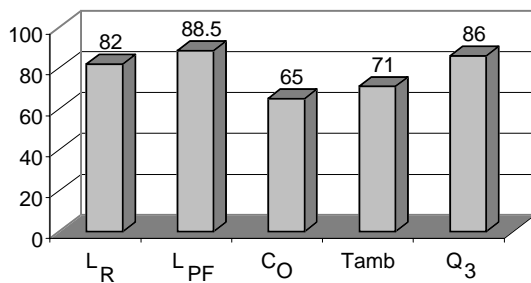


Fig. 17. Temperatura nos Principais Componentes do Reator Para 40W.

5 Proteções

Os reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes estão recebendo normalizações de desempenho e segurança no Brasil, o que implica na necessidade direta de efetuar-se algumas alterações nos circuitos para torná-los adequados. Seguindo o que foi apresentado por Araujo (1999) e Bairanzade (1997), implementou-se um circuito de proteção para falhas nas lâmpadas para os inversores ressonantes com transistores bipolares. O circuito utilizado na proteção pode ser observado na Fig. 18 e seu princípio de funcionamento pode ser compreendido com o auxílio das formas de onda da Fig. 19.

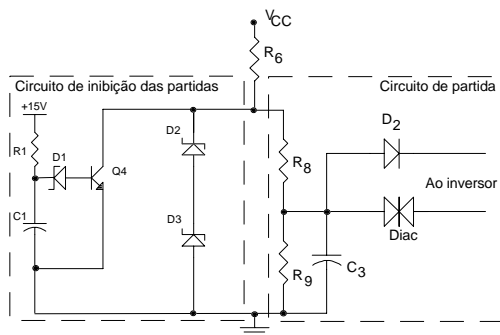


Fig. 18. Circuito de Proteção.

Na Fig. 19 apresenta-se as principais formas de onda envolvidas durante a atuação do circuito de proteção quando a lâmpada é removida. O canal 3 (Ch3) apresenta a corrente no circuito ressonante e o canal 4 (Ch4) a tensão no circuito que detecta o excesso de corrente no circuito ressonante (aqui não representado). O canal 2 (Ch2) apresenta a tensão no coletor do transistor Q4 e o canal 1 (Ch1) a tensão no capacitor de disparo da inibição de novas partidas (C1).

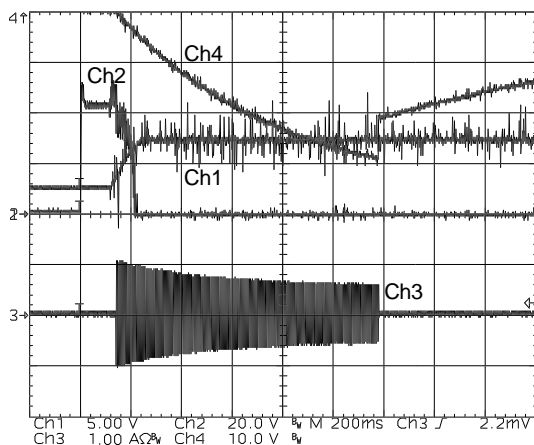


Fig. 19. Formas de Onda No Momento em que a Proteção Atua.

6 Conclusão

Através do estudo realizado, comprovou-se o princípio de funcionamento do conversor em estágio único integrando as estruturas Buck-Boost e inversor de tensão meia-ponte ressonante.

A metodologia de projeto baseada no projeto dos conversores individuais é válida, mas os desequilíbrios da razão cíclica imposta pelo comando auto-oscilante nos transistores bipolares, deve ser compensada através de ajustes no indutor do estágio de correção de fator de potência e do indutor do inversor ressonante. Estes ajustes práticos são inevitáveis, dada a recursividade de parâmetros e simplificação da metodologia de projeto. No entanto, o projeto realizado aproxima os componentes dos valores adequados e poucos ajustes práticos são necessários, o que torna a rotina de projeto razoavelmente dominada.

Foram detectadas perdas excessivas no interruptor Q_3 , no protótipo para lâmpadas de 110W. Tais perdas continuam em estudo, a fim de que se possa encontrar uma solução para tal problema porém, não foram importantes no protótipo para 40W. Como possível solução para este problema, relacionado principalmente com a comutação do transistor, pode-se estudar a substituição dos transistores bipolares por MOSFET's ou a inclusão de novas técnicas de ajuda à comutação, que não eram o alvo principal deste trabalho.

A abordagem de circuitos de proteção e as características de funcionamento apresentadas vem atender as várias prescrições das novas normas da ABNT para reatores eletrônicos, de forma a adequar as estruturas em termos de desempenho e segurança.

Referências Bibliográficas

- Araujo, M. V. A. (1999). Inversor Auto-Oscilante com Pré-Regulador Buck-Boost Integrado Aplicado em Reatores Para Lâmpadas Fluorescentes. Dissertação (mestrado em eng. elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina.
- Alonso, J. M.; Calleja, A. J.; Ribas, J. et al (1998). A Novel Low-cost High-power-factor Integrated Ballast for Fluorescent Lamps, IECON, pp. 941-946.
- Bairanzade, M. (1995). Electronic Lamp Ballast Design – MOTOROLA, INC, AN1543, Toulouse.
- Barbi, I.; Souza, A. F. (1995). Correção do Fator de Potência de Fontes de Alimentação. Publicação interna – Universidade Federal de Santa Catarina.
- Barbi, I.; Perin, A. J. (1999). Reator eletrônico com correção do fator de potência para lâmpadas fluorescentes. PI9804415-0. 1998 – Instituto Nacional de Propriedade Industrial.
- Caballero, D. A. R. (1992). Sistemas Eletrônicos de Iluminação: Topologias, Análise, Projeto e Experimentação, Dissertação (mestrado em eng. elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina.
- Kaiser, W. (1988). Conversor Eletrônico de Elevada Eficiência para Alimentação de lâmpadas fluorescentes tubulares, Tese (doutorado em eng. elétrica) - Universidade de São Paulo.
- Wu, T.; Yu, T. (1998). Analysis and Design of a High Power Factor Single Stage Electronic Dimming Ballast, IEEE Transactions on Industry Applications, v. 34, n.3, pp. 606-614.