

REATOR ELETRÔNICO PARA LÂMPADAS FLUORESCENTES DE 40W UTILIZANDO CIRCUITO INTEGRADO DEDICADO

Anderson Soares André e Arnaldo J. Perin

Universidade Federal de Santa Catarina - Departamento de Engenharia Elétrica
INEP - Instituto de Eletrônica de Potência – Caixa Postal 5119 - Florianópolis - SC – Brasil - 88.040-970
Fone: 048.331.9204 - Fax: 048-234.5422 - Internet: <http://www.inep.ufsc.br>

Resumo - Este trabalho apresenta o estudo de reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes tubulares que utilizam um circuito integrado dedicado de baixo custo. Tais reatores, apresentam alto fator de potência na entrada, através da utilização de técnica de correção passiva. São apresentados resultados de protótipos que representam o início de uma família de reatores, que deve ser gerada a partir deste estudo inicial.

I. INTRODUÇÃO

A área da eletrônica de potência que trata do desenvolvimento de reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes, está passando por um processo de evolução acelerado nos últimos tempos. Este processo, iniciou-se de forma lenta há alguns anos com o advento do mosfet e teve seu ritmo acelerado com programas que têm como finalidade, promover a economia da energia elétrica.

Outro fator importante na corrida em direção à novas tecnologias, são as normas que regulamentam o funcionamento destes equipamentos. O que tem estimulado o projeto de reatores com características como o alto fator de potência e que em breve, imporão restrições ao fator de crista da corrente na lâmpada e ao tipo de ignição aplicada à lâmpada.

Devido a esta tendência, novas tecnologias estão surgindo no mercado, com a finalidade de substituir os reatores eletrônicos auto-oscilantes tradicionais. Uma dessas tecnologias é a utilização de circuitos integrados dedicados, como a família IR215x, que está sendo usada no desenvolvimento de uma série de reatores com diferentes características.

II. A FAMÍLIA IR215x

Os circuitos integrados da família IR215x, foram projetados para permitir o controle e acionamento dos dois transistores de um braço de inversor. Eles operam com tensões de barramento de até 600V e fornecem formas de onda claras, em uma ampla faixa de frequências. Seu oscilador interno, funciona de forma semelhante à um CI 555 e permite o acionamento do transistor superior através de circuito do tipo bootstrap.

Podem trabalhar no modo de auto-oscilação ou podem ser controlados por um sinal de comando externo. Quando utilizados em auto-oscilação, a frequência de oscilação pode ser ajustada externamente através de um resistor (RT) e um capacitor (CT) e é dada por [1]:

$$f_s = \frac{1}{1,38 \cdot CT \cdot (RT + 75\Omega)} \quad (1)$$

Os componentes da família IR215x, variam segundo características como os tempos de subida e descida dos sinais de saída e a presença ou não, do diodo de bootstrap incorporado ao componente.

O CI utilizado neste estudo, IR2151, não possui o diodo bootstrap interno. Maiores informações sobre o componente podem ser obtidas em [1]

III. TÉCNICAS DE CORREÇÃO

Os circuitos utilizados com a finalidade de corrigir o fator de potência de entrada dos equipamentos eletro-eletrônicos, podem ser divididos em duas categorias básicas, sendo chamados de circuitos passivos e ativos.

Os circuitos de correção ativos, podem ser definidos como sendo aqueles que utilizam um conversor como pré-regulador após o retificador, com a finalidade de obter a correção do fator de potência. Apesar do excelente resultado que estas topologias apresentam, elas certamente inviabilizariam a grande maioria dos projetos para reatores eletrônicos, devido ao seu custo relativamente elevado.

Por outro lado, os circuitos para correção do fator de potência passivos, fornecem outros meios para que se possa obter alto fator de potência de maneira simples, robusta e barata.

A técnica de correção utilizada nos protótipos desenvolvidos é passiva, e está baseada no filtro “Valley-Fill Modificado”, cuja topologia é apresentada na figura 1.

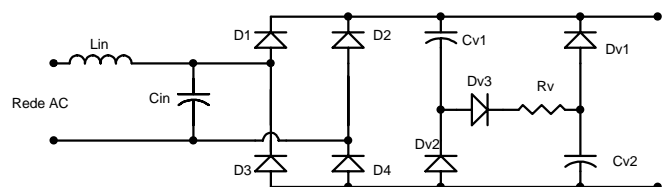


Fig. 1 – Topologia do Filtro Valley-Fill Modificado.

III.1 – ETAPAS DE FUNCIONAMENTO DO FILTRO VALLEY-FILL MODIFICADO

Para facilitar a descrição do funcionamento do filtro Valley-Fill Modificado (VFM), serão utilizados resultados de simulação, apresentados na figura 2, onde adotou-se um baixo

valor de resistência para o resistor R_v , a fim de evidenciar uma das etapas de funcionamento e utilizou-se uma carga resistiva na saída do filtro.

As curvas da figura 2, representam respectivamente a tensão de barramento, as correntes nos diodos de entrada, as correntes nos diodos do filtro VFM e a tensão nos capacitores do VFM.

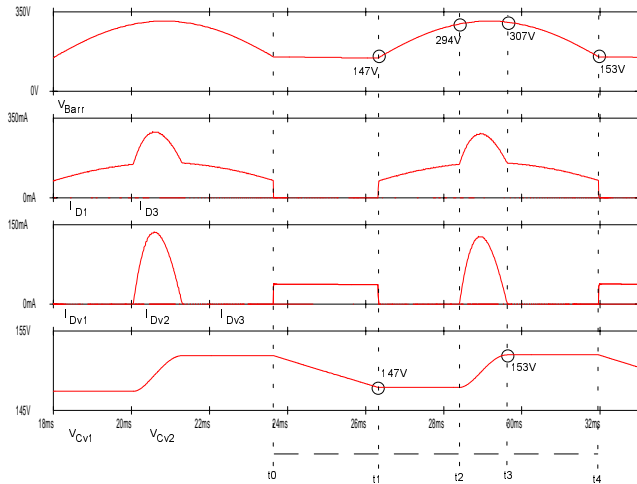


Fig. 2 – Etapas de Operação do Filtro Valley-Fill Modificado.

Primeira Etapa (t_0, t_1): Inicialmente, a tensão de entrada é menor que a tensão nos capacitores C_{v1} e C_{v2} . Desta forma, os diodos D_{v1} e D_{v2} conduzem, fazendo com que a carga seja alimentada pelos capacitores que estão conectados em paralelo. A tensão nos capacitores é aproximadamente a metade da tensão de pico de entrada (V_p).

Segunda Etapa (t_1, t_2): No semi-ciclo seguinte, a tensão de entrada volta a superar o valor da tensão dos capacitores, permitindo a entrada em condução dos diodos D_1 e D_4 e bloqueando os diodos D_{v1} e D_{v2} .

Terceira Etapa (t_2, t_3): Quando a tensão no barramento supera o valor correspondente a soma da tensão nos dois capacitores, o diodo D_{v3} entra em condução, permitindo a carga dos capacitores, agora em série. Por serem carregados em série, a tensão nos mesmos não ultrapassa $V_p/2$. Neste intervalo, os diodos D_1 e D_4 , além da corrente da carga, conduzem também a corrente dos capacitores, o que provoca uma deformação na corrente de entrada.

Quarta Etapa (t_3, t_4): Após a carga dos capacitores, o diodo D_{v3} volta a bloquear e a carga continua sendo alimentada diretamente da rede via D_1 e D_4 .

Quinta Etapa (t_4, t_0): Quando a tensão de entrada cai abaixo do valor da metade da tensão de pico, que corresponde a tensão nos capacitores, os diodos D_{v1} e D_{v2} entram em condução, alimentando a carga e os diodos D_1 e D_4 bloqueiam. Assim, reinicia-se o ciclo de funcionamento que se repetirá no próximo semi-ciclo da rede.

Na figura 3, pode-se observar as formas de onda da tensão e da corrente de entrada de um retificador com filtro VFM obtidas através de simulação, utilizando um valor de resistor R_v adequado e que alimenta uma carga resistiva.

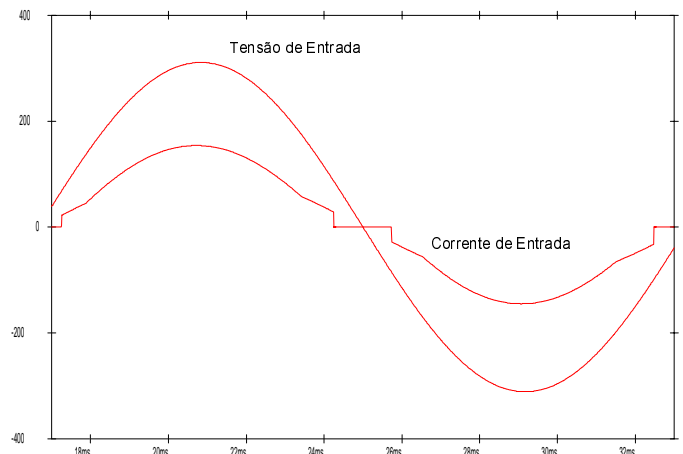


Fig. 3 – Tensão e Corrente na Entrada do Retificador com Filtro VFM e Carga Resistiva.

IV. RESULTADOS EXPERIMENTAIS.

Inicialmente, implementou-se um reator para uma lâmpada de 40W, operando com uma frequência de comutação de aproximadamente 32kHz.

O circuito integrado IR2151, foi utilizado em sua configuração básica, como pode ser visto na figura 4. Na mesma figura pode-se identificar:

R_2 e $C_4 \rightarrow$ resistor e capacitor que junto ao diodo zener interno do CI formam a fonte auxiliar.

D_8 e $C_6 \rightarrow$ formam o circuito bootstrap que permite o acionamento do transistor superior.

C_7 , C_8 e $L_1 \rightarrow$ formam o circuito ressonante responsável pela ignição da lâmpada e estabilização de sua corrente.

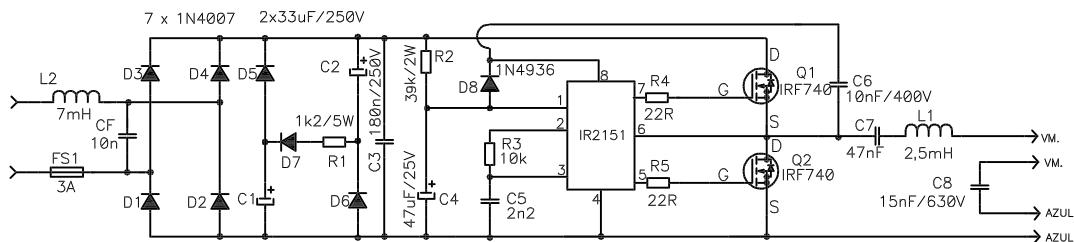


Fig. 4 – Diagrama Esquemático do Protótipo Utilizando IR2151 em Configuração Básica.

Adotou-se como critério de projeto, uma frequência de ressonância durante o transitório de partida (f_{rt}), ligeiramente diferente da frequência de comutação (f_s), o que gera um fenômeno conhecido como batimento [2] e que pode ser observado na figura 5. Os valores de pico da tensão sobre a lâmpada podem ser controlados pela diferença entre as duas frequências f_s e f_{rt} . Quanto menor for esta diferença, maiores serão os valores alcançados para um mesmo período de tempo.

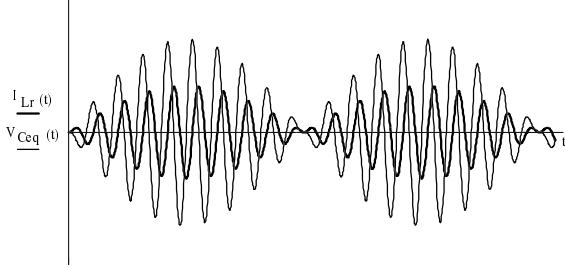


Fig. 5 – Tensão no Capacitor e Corrente no Indutor Ressonantes.

Antes da ignição da lâmpada, C7 e C8 estão em série e o valor da frequência f_{rt} é dado por:

$$F_{rt} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L1 \cdot \left(\frac{C7 \cdot C8}{C7 + C8} \right)}} \quad (2)$$

Depois da ignição da lâmpada, a influência de C8 na frequência de ressonância pode ser desprezada e o novo valor da frequência de ressonância em regime, pode ser calculado como:

$$F_{rr} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L1 \cdot C7}} \quad (3)$$

Com o protótipo implementado em laboratório, realizou-se uma série de medidas e aquisições, cujos resultados são apresentados a seguir.

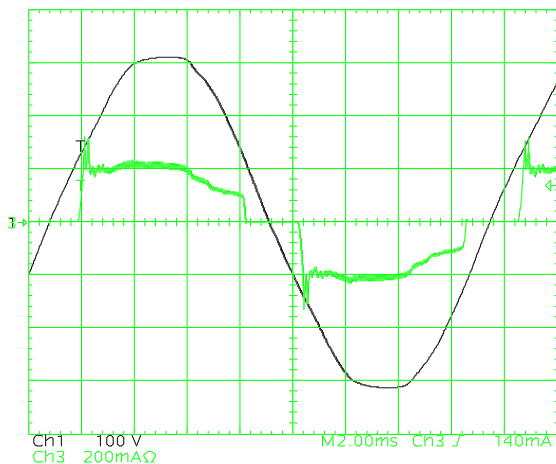


Fig. 6 – Tensão e Corrente na Entrada do Retificador com Filtro VFM.

Na figura 6, pode-se observar a tensão e a corrente de entrada que diferem do resultado obtido por simulação, apresentado na figura 3. Isto devido a necessidade da utilização de um filtro RC que evite a circulação da corrente de alta frequência proveniente do inversor.

Embora a taxa de distorção harmônica da corrente de entrada seja de aproximadamente 23%, o fator de potência total obtido de 0,965 ficou dentro do esperado.

Na figura 7, apresenta-se a tensão de barramento, que como pode-se observar, reproduz com fidelidade o resultado obtido por simulação e apresentado na figura 2. Esta forma de onda de tensão de barramento, constitui a principal desvantagem do filtro VFM, pois provoca um aumento considerável no fator de crista da corrente na lâmpada, que é definido como a relação entre o valor de pico da corrente da lâmpada e o seu valor eficaz:

$$FC = \frac{I_{Lp}}{I_{Lef}} \quad (4)$$

Onde :

FC : Fator de Crista;

I_{Lp} : Corrente de pico na lâmpada;

I_{Lef} : Corrente eficaz na lâmpada.

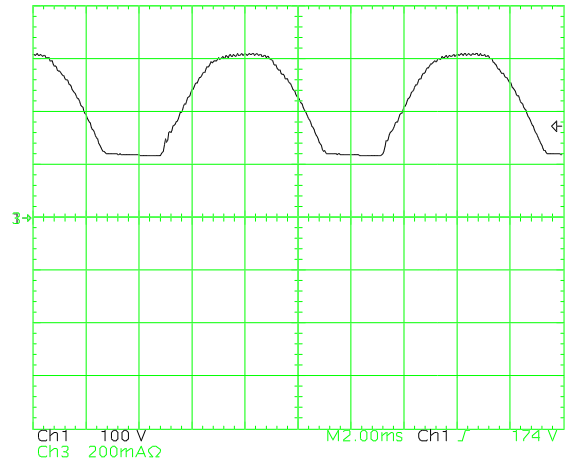


Fig. 7 – Tensão no Barramento CC.

Na figura 8, pode-se observar a qualidade do sinal de comando gerado pelo circuito integrado.

Tal sinal, não apresenta distorções nem varia sua frequência com a tensão de barramento, como acontece nos circuitos auto-oscilantes que utilizam transformadores de pulso.

Na figura 9, apresenta-se a tensão na lâmpada durante o transitório de partida. Como pode-se observar, a ignição processa-se de maneira quase instantânea, ou seja, em aproximadamente 10ms.

Segundo a nova norma brasileira que regulamentará o funcionamento dos reatores eletrônicos em breve, isto classifica o protótipo implementado como um reator de partida

instantânea, já que a ignição da lâmpada processa-se num intervalo inferior a 100ms.

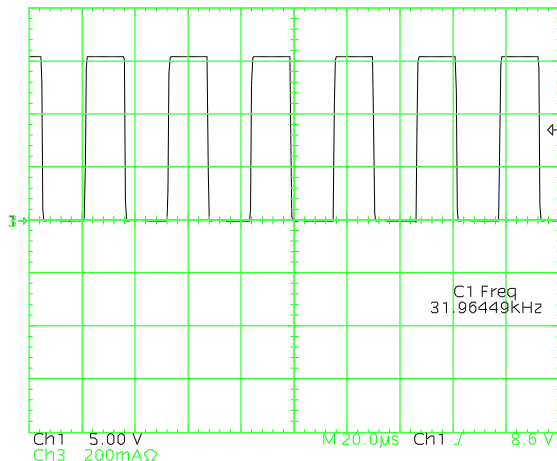


Fig. 8 – Sinal de Comando de um dos Mosfets..

O aumento no tempo de ignição da lâmpada, traz como consequência o pré-aquecimento dos filamentos, o que segundo a literatura, facilita a ignição da lâmpada pela injeção de elétrons na coluna de descarga por emissão iônica [3]. Quando opera-se a lâmpada sem pré-aquecimento dos eletrodos, ela perde em média 8 horas de sua vida útil a cada partida [4].

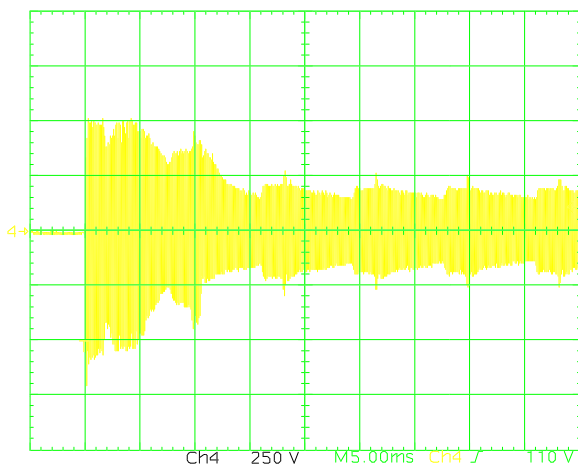


Fig. 9 – Tensão na Lâmpada Durante o Transitório de Partida.

Mais a frente, neste trabalho, apresentar-se-á duas técnicas utilizadas para propiciar a ignição da lâmpada com pré-aquecimento dos filamentos.

Finalmente na figura 10, pode-se observar a tensão e a corrente na lâmpada que são praticamente senoidais. A potência entregue a lâmpada ficou em torno de 35W.

Vale também citar, que estando operando com uma frequência de comutação superior a frequência de ressonância, consegue-se garantir comutação ZVS nos transistores.

Como uma evolução natural do reator acima apresentado, implementou-se um reator para duas lâmpadas de 40W. Para que se possa alimentar duas lâmpadas a partir de um mesmo inversor, pode-se adotar dois caminhos distintos. Pode-se conectar as lâmpadas em série, através de um único circuito ressonante, o que gera o inconveniente de se poder ficar em um ambiente mal iluminado, pois quando uma das lâmpadas queima ou é retirada do circuito, a outra também apaga. Ou pode-se alimentar as duas lâmpadas através de dois circuitos ressonantes independentes a partir do mesmo inversor.

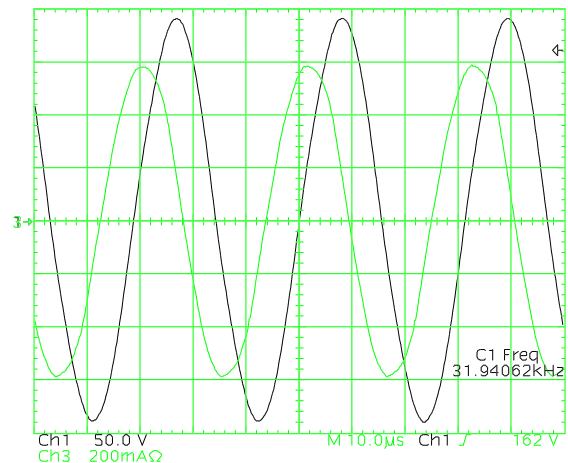


Fig. 10 – Tensão e Corrente na Lâmpada.

Esta última técnica, não costuma funcionar de maneira eficiente quando aplicada a reatores auto-oscilantes, porque devido à íntima ligação entre a frequência de comutação e a corrente principal do reator, quando uma das lâmpadas sai de operação, a frequência de comutação muda, alterando o funcionamento do conversor, podendo inclusive levá-lo a destruição. Já com o circuito aqui proposto, onde a frequência de comutação depende exclusivamente do CI utilizado, o funcionamento de uma lâmpada não influi no funcionamento da outra.

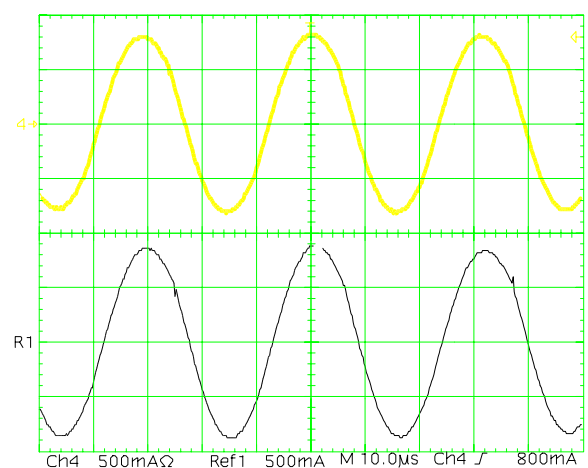


Fig. 11 – Corrente em uma das Lâmpadas, Com ou Sem Falha da Segunda Lâmpada.

Dessa forma, procedeu-se a reprodução do circuito ressonante apresentado na figura 4, que foi conectado ao

inversor do mesmo protótipo que já vinha sendo usado e permitiu que se alimentasse duas lâmpadas a partir do mesmo reator, sem grandes alterações na topologia.

Na figura 11, apresenta-se a forma de onda da corrente em uma das lâmpadas, quando ambas estão funcionando (linha simples) e quando uma delas é desconectada do circuito (linha dupla).

Como pode-se observar, a queima de uma das lâmpadas não interfere no funcionamento da outra, o que permite que o reator opere normalmente quando apenas uma das lâmpadas está funcionando.

IV.1. PARTIDA PROGRESSIVA

Como já foi citado anteriormente, a partida progressiva é uma característica importante para a manutenção da vida útil da lâmpada, através do pré-aquecimento dos filamentos.

Para que se pudesse obter a partida progressiva da lâmpada, foram utilizadas duas técnicas diferentes: a utilização de um PTC e a alteração temporária da frequência de comutação do reator.

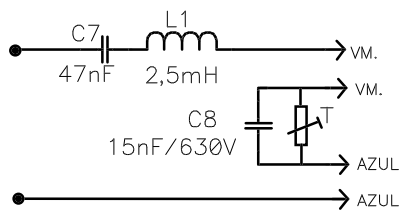


Fig. 12 – Circuito Ressonante Com PTC

O PTC é um componente sensível à temperatura. Sua resistência aumenta rapidamente depois que sua temperatura de referência é atingida. Este grande coeficiente de temperatura positivo, deu ao PTC este nome [5] e é exatamente esta característica que permite a obtenção da partida progressiva da lâmpada, quando o PTC é convenientemente conectado ao circuito (ver figura 12).

Estando em paralelo ao capacitor C8, o PTC impede que a tensão sobre a lâmpada evolua de maneira rápida enquanto não atingir sua temperatura de referência.

Depois de atingida a temperatura de referência, o PTC apresenta uma alta resistência que praticamente anula sua influência sobre o funcionamento do circuito, como pode ser visto na figura 13.

Ainda na mesma figura, pode-se observar que o tempo de ignição da lâmpada, subiu de 10ms na condição de operação sem partida progressiva para aproximadamente 900ms.

Através da realização de várias aquisições, observou-se que o tempo de ignição variou sempre entre 500ms e 900ms, o que garante o tempo mínimo estipulado em norma.

No protótipo implementado, utilizou-se um PTC WC59249 fabricado pela Western Electronic Components, que apresenta uma resistência de 100Ω à uma temperatura de 25°C .

Como uma segunda opção para que se possa obter a partida progressiva da lâmpada, optou-se pela mudança da frequência de comutação durante o período de pré-aquecimento dos filamentos.

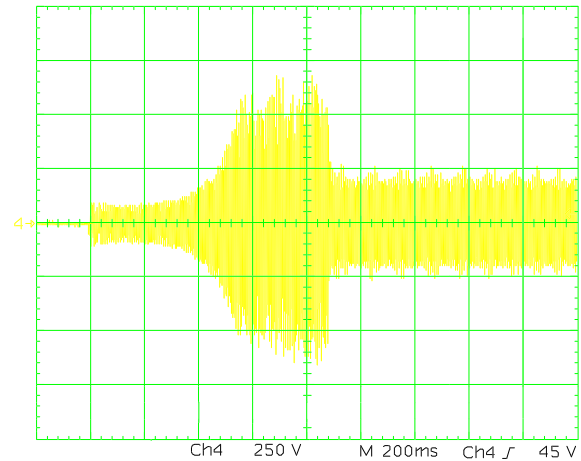


Fig. 13 - Tensão na Lâmpada Durante o Transitório de Partida Usando PTC.

Esta técnica é também chamada de técnica do capacitor paralelo comutado [6]. O circuito da figura 14, mostra como utilizar um pequeno transistor de sinal para conectar um capacitor auxiliar ao oscilador.

Enquanto o transistor está bloqueado, D9 também permanece bloqueado e C10 fica fora do circuito. Dessa forma, o CI oscilará numa frequência maior que a nominal. No caso do protótipo implementado, aproximadamente 65kHz.

Estando o reator, operando em uma frequência muito maior que a nominal, a tensão no circuito ressonante não evolui normalmente, impedindo a ignição da lâmpada e permitindo o pré-aquecimento dos filamentos. Dessa forma, o tempo de pré-aquecimento pode ser controlado pelo circuito RC formado por R6 e C11.

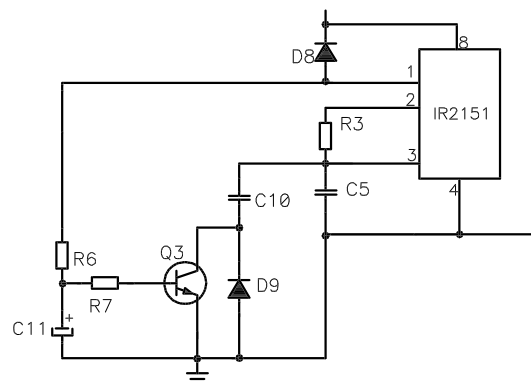


Fig. 14 – Circuito Para Alteração da Frequência de Comutação do Reator.

Quando Q3 é ativado, ele serve de caminho para a carga de C10 e o diodo D9 serve como caminho de descarga. Isto coloca o capacitor C10 em paralelo ao capacitor C5, aumentando a capacitância e reduzindo a frequência de comutação para o seu valor nominal.

Na figura 15, pode-se observar o comportamento da tensão na lâmpada. Nos primeiros 500ms, enquanto o transistor Q3 está desativado, a alta frequência de comutação impede a evolução da tensão sobre a lâmpada. A partir do momento em que o circuito é comandado a oscilar na frequência nominal, a lâmpada entra em ignição quase que instantaneamente.

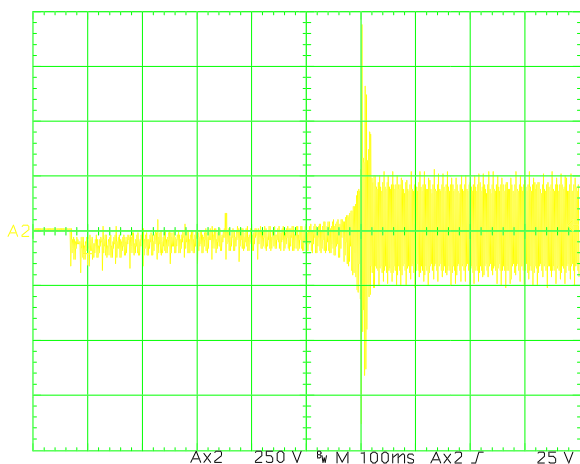


Fig. 15 - Tensão na Lâmpada Durante o Transiente de Partida.

V. CONCLUSÃO

O filtro Valley-Fill Modificado apresentou excelentes resultados do ponto de vista do fator de potência, embora não tenha atendido normas como a IEC 61000-3-2 que serve de base para as normas brasileiras que tratarão dos reatores eletrônicos, pois algumas harmônicas encontram-se fora dos limites especificados. Além disso, devido a forma de onda da tensão de barramento, o fator de crista da corrente na lâmpada ficou acima do valor recomendado pelos fabricantes de lâmpadas.

Porém, vale lembrar que, segundo o fabricante do CI, pode-se facilmente implementar um VCO, que permite a variação automática da frequência de comutação com a tensão de barramento, a fim de reduzir o fator de crista.

O circuito inversor mostrou-se bem adaptado à função, apresentando baixas perdas por estar trabalhando com comutação suave e por ser comandado com um sinal de gate eficiente.

O CI IR2151 apresentou-se como uma boa opção para projetos de reatores eletrônicos simples, eficientes e robustos. É necessário apenas que se projete adequadamente o circuito ressonante para que o reator opere sem problemas.

A possibilidade da expansão do número de lâmpadas que se pode alimentar através da simples adição de novos

circuitos ressonantes e adequação do transistor utilizado à potência exigida, surge como uma característica muito interessante, pois supre uma deficiência apresentada pela maioria dos reatores auto-oscilantes, já que o funcionamento de uma lâmpada não interfere no funcionamento da outra como foi comprovado.

Com relação à partida progressiva, pode-se dizer que entre as duas técnicas estudadas, a utilização do PTC junto ao circuito ressonante, mostrou ser mais interessante, por significar a adição de apenas mais um componente passivo ao circuito. Além disso, neste caso, a ignição da lâmpada processa-se de maneira mais suave que no caso da utilização da técnica do capacitor paralelo comutado.

Uma opção para que se possa diminuir a sobre-tensão gerada na lâmpada no momento da comutação da maior para a menor frequência, seria a utilização de mais transistores de sinal com outros valores de capacitor, que permitiriam a variação progressiva da frequência. Porém, esta possibilidade não foi estudada por implicar na necessidade de um maior número de componentes, o que elevaria o custo do projeto.

Por fim, pode-se afirmar que este estudo fez uma introdução à utilização de um CI no desenvolvimento de reatores eletrônicos e pode ser utilizado como ponto de partida para outros projetos que podem incluir outras características como alimentar lâmpadas de diferentes potências e permitir a dimerização das mesmas através da utilização de um potenciômetro junto ao circuito oscilador.

REFERÊNCIAS

- [1] Catálogo ("Data Sheet") No. PD-6.03G – International Rectifier
- [2] CABALLERO, D. A. R. – "Sistemas eletrônicos de iluminação : topologias, análise, projeto e experimentação", dissertação de mestrado, UFSC- Dezembro/1992.
- [3] VERDERBER, R. R.; Morse, O.; Rubstein, F. M. – "Performance of electronic ballast and controls with 34 and 40 Watt F40 Fluorescent Lamps", IEEE-IAS/88, Anais, pp: 1825-1834.
- [4] da SILVA Jr., P. A. – "Sistema eletrônico para iluminação fluorescente – Análise, projeto e implementação", dissertação de mestrado, UFSC – Dezembro/1994.
- [5] PTC Thermistor – Catálogo ("Data Book") 1987/88 – Siemens, Germany.
- [6] PARRY, J. – "Variable frequency driver using IR215x self-oscillating IC's", Dicas de Projeto ("Design Tip"), International Rectifier.