

REATOR ELETRÔNICO AUTO-OSCILANTE COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA PARA DUAS LÂMPADAS FLUORESCENTES DE 65W

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— Apresenta-se um reator eletrônico auto-oscilante para duas lâmpadas fluorescentes de 65W, que tem como principais características alto fator de potência na entrada e funcionamento estável, que torna fácil a reprodutibilidade. No decorrer do trabalho dá-se especial atenção à modelagem matemática do conversor, que leva a uma rotina de cálculo confiável para o circuito de comando dos transistores bipolares utilizados como interruptores.

Abstract— This paper presents a self-oscillating electronic ballast for use with a pair of 65W lamps, which has the following main features: high input power factor and stable operation, which makes it easy to reproduce. Throughout this paper a special emphasis is given to the mathematical modeling of the converter, which leads to a reliable design procedure for the used bipolar transistors drivers.

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

1 Introdução

As lâmpadas fluorescentes pertencem ao grupo das lâmpadas de descarga que são comprovadamente uma das fontes de luz mais eficientes, o que justifica a especial atenção que vêm recebendo. Porém, como toda lâmpada de descarga, a lâmpada fluorescente precisa de um elemento estabilizador que limite sua corrente de operação e provenha a tensão necessária para a ignição da lâmpada. Para isto, utilizam-se os reatores. Os reatores eletrônicos, por operarem em alta frequência, aumentam a eficiência luminosa, diminuem o “flicker”, o peso e volume do reator, dentre outros benefícios.

Através de pesquisa feita na literatura, percebeu-se a necessidade da apresentação do equacionamento e de uma rotina de cálculo para o circuito de comando dos inversores ressonantes auto-oscilantes, que conferem simplicidade ao comando, com transistores bipolares, que atualmente são utilizados na maioria dos reatores eletrônicos fabricados no Brasil, sendo muitas vezes implementados empiricamente. Apresenta-se também o circuito utilizado para correção do fator de potência baseado em um circuito integrado comercial e os circuitos de proteção.

2 Estágio de Entrada

Neste item, apresentar-se-á o estágio de entrada de 120W para operação em 220V, cujo fator de potência é corrigido com a ajuda de um conversor Boost controlado pelo CI6560 (Fig. 1). As demais especificações para este estágio são tensão de saída igual à 400V/±2% e variação de 10% na tensão de entrada. Seguindo os passos indicados por Comandatore e Moriconi (1997), chegou-se aos seguintes parâmetros para o conversor Boost:

- Indutor Boost (L_B) 1,8mH
- Capacitor de saída (C_0) 39,8μF
- Resistor Shunt (R_S) 0,9Ω/2W

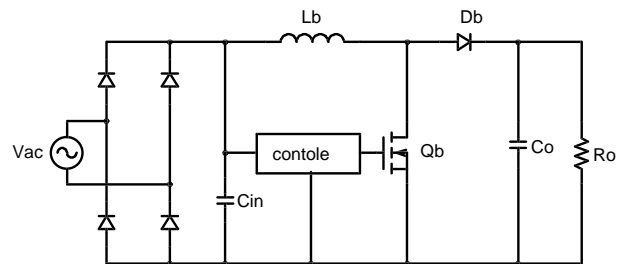


Fig. 1. Conversor Boost.

Baseados nesses valores, implementou-se o estágio de entrada do inversor. Na Fig. 2 pode-se observar a tensão e a corrente de entrada do reator e a tensão de barramento. A qualidade da corrente de entrada manteve-se boa em uma faixa de variação da tensão de entrada maior que a especificada.

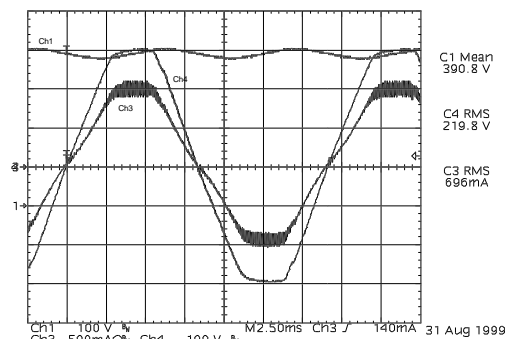


Fig. 2. Formas de Onda de Tensão (Ch4) e Corrente de Entrada (Ch3) e Tensão de Barramento (Ch1).

3 O Inversor

O inversor de tensão auto-oscilante em meia-ponte, acionando uma carga ressonante RLC, foi a topologia escolhida por ser tecnicamente dominada e por sua adequação ao nível de potência. A topologia do inversor pode ser observada na Fig. 3.

3.1 Princípio e Etapas de Funcionamento

A tensão de entrada do inversor é considerada constante. É analisada a operação em regime permanente com uma frequência de comutação maior que a frequência de ressonância, obtendo-se assim, comutação suave do tipo ZVS.

A carga é composta por um circuito ressonante série-paralelo LCC, em que um resistor representa a impedância da lâmpada em regime permanente. O capacitor C_{COM} da Fig. 3 é responsável pela redução das perdas de comutação dos interruptores de potência no momento do bloqueio.

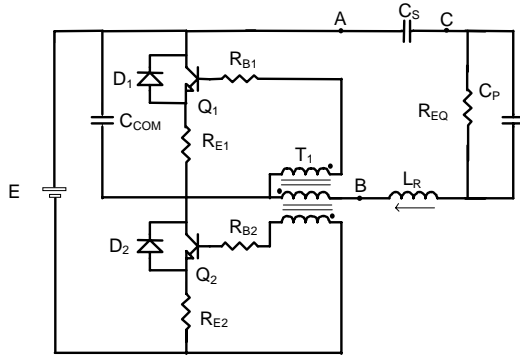


Fig. 3. Topologia Básica do Inversor.

O funcionamento do conversor em regime permanente é caracterizado por 4 etapas distintas:

- (t_0, t_1) Inicialmente Q_2 conduz, ocorrendo decréscimo da corrente em L_R . Através do transformador, a corrente de base de Q_2 decresce até tornar-se negativa, bloqueando-o.
- (t_2, t_3) Neste momento, D_1 entra em condução e a corrente em L_R cresce pelo circuito ressonante, aplicando corrente positiva na base de Q_1 , habilitando sua entrada em condução (comutação ZVS).
- (t_3, t_4) A corrente cresce de forma ressonante. Durante o intervalo de condução de Q_1 , sua corrente de base decresce até zero e torna-se negativa, bloqueando-o.
- (t_5, t_6) Quando a tensão em D_2 atinge zero, este entra em condução. A corrente em L_R decresce até atingir zero, reiniciando o ciclo de funcionamento. Durante a condução de D_2 , a corrente na base de Q_2 habilita sua entrada em condução (comutação ZVS).

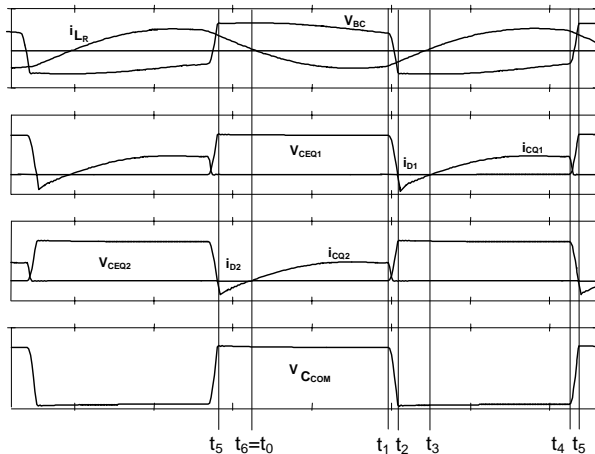


Fig. 4. Principais Formas de Onda.

As principais formas de onda do conversor podem ser vistas na Fig. 4.

3.2 Modelagem e Análise Matemática

A tensão V_{AB} é assimétrica, alternando-se entre E e zero. A presença do capacitor C_s bloqueia a componente contínua, de forma que pode-se efetuar uma análise considerando uma tensão simétrica aplicada com valores máximo e mínimo de $+E/2$ e $-E/2$. A tensão V_{AB} pode ser expressa como uma somatória infinita de termos, definida por (1).

$$V_{AB}(t) = \frac{4 \cdot V_p}{\pi} \left[\sin(\omega t) + \frac{1}{3} \sin(3\omega t) + \frac{1}{5} \sin(5\omega t) + \dots \right] \quad (1)$$

A lâmpada fluorescente será modelada como sendo uma resistência (Silva Jr, 1994). No transitório de partida será considerada uma resistência infinita e em regime uma resistência equivalente.

A equação de equilíbrio das tensões neste circuito pode ser representada pela expressão (2), em que V_p é a amplitude da fundamental da tensão V_{AB} e ω_s é a frequência fundamental da tensão V_{AB} .

$$V_p \cdot \sin(\omega_s \cdot t) = L_R \cdot C_{EQ} \cdot \frac{d^2}{dt^2} v_{C_{EQ}}(t) + v_{C_{EQ}}(t) \quad (2)$$

A solução desta equação diferencial depende da relação entre as frequências de comutação e de ressonância da rede LC, que é dada pela expressão (3).

$$f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_R \cdot C_{EQ}}} \quad (3)$$

Para frequências iguais, a solução da equação diferencial para condições iniciais nulas é dada por (4).

$$v_{C_{EQ}}(t) = \frac{V_p}{2} \cdot \sin(\omega_o \cdot t) - \frac{V_p \cdot \omega_o}{2} \cdot \cos(\omega_o \cdot t) \cdot t \quad (4)$$

A corrente em L_R é dada por (5). Nesta condição de operação, tanto a tensão quanto a corrente tendem ao infinito.

$$i_{L_R}(t) = \frac{1}{2} \cdot C_{EQ} \cdot V_p \cdot \omega_o^2 \cdot \sin(\omega_o \cdot t) \cdot t \quad (5)$$

Quando as frequências são diferentes, a solução da equação de tensões é dada pela expressão (6).

$$v_{C_{EQ}}(t) = \frac{V_p}{(L_R \cdot C_{EQ} \cdot \omega_s^2 - 1)} \left(\frac{\omega_s}{\omega_o} \cdot \sin(\omega_o \cdot t) - \sin(\omega_s \cdot t) \right) \quad (6)$$

A corrente no indutor é dada pela expressão (7).

$$i_{L_R}(t) = \frac{V_p}{L_R \cdot C_{EQ} \cdot \omega_s^2 - 1} \cdot [\cos(\omega_o \cdot t) - \cos(\omega_s \cdot t)] \quad (7)$$

Esta condição de funcionamento leva ao fenômeno conhecido por batimento. Quanto menor for a diferença entre as frequências, maiores serão os valores de tensão e de corrente atingidos.

Segundo Alves (1996), após a ignição da lâmpada, esta deixa de ser considerada uma resistência infinita, alterando o comportamento do circuito. Através da análise no domínio da frequência, a relação da tensão sobre a lâmpada e a fundamental de V_{AB} é dada por (8) e a relação entre a corrente em L_R e a fundamental de V_{AB} é dada pela expressão (9).

$$\frac{V_o(s)}{V_{AB}(s)} = \frac{R_{EQ} \cdot C_s \cdot s}{R_{EQ} \cdot L_R \cdot C_p \cdot C_s \cdot s^3 + C_s \cdot L_R \cdot s^2 + R_{EQ} \cdot (C_p + C_s) \cdot s + 1} \quad (8)$$

$$\frac{I_{L_R}(s)}{V_{AB}(s)} = \frac{R_{EQ} \cdot C_S \cdot C_P \cdot s^2 + C_S \cdot s}{R_{EQ} \cdot L_R \cdot C_P \cdot C_S \cdot s^3 + C_S \cdot L_R \cdot s^2 + R_{EQ} \cdot (C_P + C_S) \cdot s + 1} \quad (9)$$

3.3 Projeto do Inversor Meia-Ponte

O projeto do conversor está associado à escolha dos componentes a partir de algumas considerações devido ao número de variáveis livres no sistema. Serão inicialmente impostas as seguintes condições:

- Na partida, a frequência de ressonância será igual à frequência de comutação (f_s) e é descrita pela expressão (10);

$$f_{OP} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_R \cdot \left(\frac{C_S \cdot C_P}{C_S + C_P} \right)}} \quad (10)$$

- Em regime permanente, a frequência f_s será maior que a frequência de ressonância de regime permanente (f_{OR}), garantindo comutações suaves;

$$f_{OR} \cong \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_R \cdot C_S}} \quad (11)$$

Com a frequência de ressonância na partida igual à frequência de comutação, após alguma manipulação, chega-se ao valor de C_P através de (12).

$$C_P = \frac{C_S}{N^2 - 1} \quad (12)$$

Onde N é a relação entre as frequências de ressonância e de comutação.

A indutância L_R pode ser definida através da equação da frequência de ressonância na partida.

$$L_R = \frac{1}{\left(\frac{C_S \cdot C_P}{C_S + C_P} \right) (2\pi f_s)^2} \quad (13)$$

Na expressão da relação de tensão na lâmpada pela componente fundamental de V_{AB} , em regime permanente, sendo tomado seu módulo e substituindo-se os demais parâmetros, pode-se determinar uma relação para C_S .

$$C_S = (N^2 - 1) \cdot \frac{V_{OEF}}{V_{ABEF}} \cdot \frac{1}{R_{EQ} \cdot \omega_s} \quad (14)$$

Onde V_{OEF} e V_{ABEF} são os valores eficazes da tensão sobre a lâmpada e a componente fundamental de V_{AB} , respectivamente.

Definindo as constantes k_1 e k_2 , necessárias para as parametrizações dos valores dos componentes, tem-se:

$$k_1 = \frac{1}{\omega_s \cdot R_{EQ}} \cdot \frac{V_{OEF}}{V_{ABEF}} \quad (15)$$

$$k_2 = \frac{R_{EQ}}{\omega_s} \cdot \frac{V_{ABEF}}{V_{OEF}} \quad (16)$$

Dessa forma, pode-se chegar aos valores dos componentes parametrizados.

$$C_{SPARAM} = \frac{C_S}{k_1} \quad (17)$$

$$C_{PPARAM} = k_1 \quad (18)$$

$$L_{RPARAM} = \frac{L_R}{k_2} \quad (19)$$

A escolha da relação N está diretamente associada à distorção harmônica da corrente aplicada à lâmpada e às correntes reativas circulantes no circuito.

Baseado no que foi exposto e com a ajuda das Fig. 5 e 6, projetou-se um inversor para alimentar duas lâmpadas fluorescentes de 65W. Os principais parâmetros de projeto são:

- Tensão de entrada: 400V;
- Frequência de comutação: 30kHz;
- Tensão eficaz da lâmpada: 110V;
- Corrente eficaz da lâmpada: 0,67A;
- Relação entre frequências (N): 4.

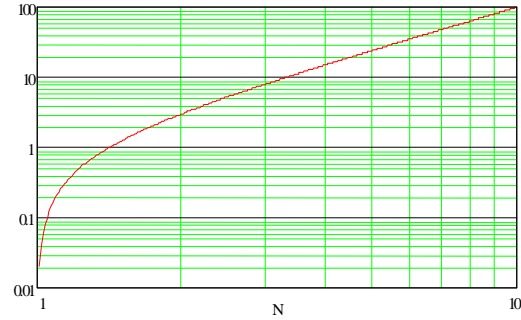


Fig. 5. Capacitância C_S Parametrizada.

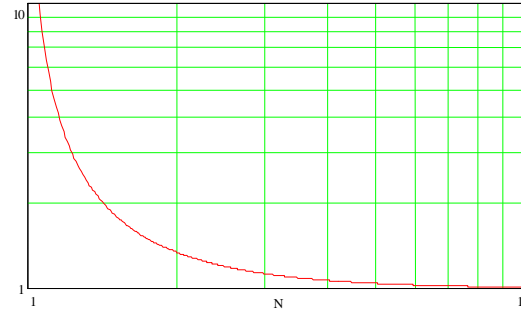


Fig. 6. Indutância L_R Parametrizada.

Com estes dados, procedeu-se o projeto do inversor. Como principais resultados obteve-se:

- Resistência equiv. (lâmpada): 164,18Ω
- Indutor ressonante (L_B): 1,521mH
- Capacitor série (C_S): 296,1nF
- Capacitor paralelo (C_P): 19,74nF

Durante o transitório de partida, a tensão na lâmpada e a corrente no indutor para as frequências de comutação e de ressonância iguais são dadas por:

$$v_o(t) \equiv v_{C_{EQ}}(t) = \frac{V_P}{2} \cdot \sin(\omega_o t) - \frac{V_P \cdot \omega_o}{2} \cdot \cos(\omega_o t) \cdot t \quad (20)$$

$$i_{L_R}(t) = \frac{1}{2} \cdot C_{EQ} \cdot V_P \cdot \omega_o^2 \cdot \sin(\omega_o t) \cdot t \quad (21)$$

3.3 Circuito de Comando

O cálculo do transformador de pulsos saturável para aplicação em reatores eletrônicos é uma rotina empírica baseada em várias considerações, de forma a tentar reduzir ao máximo as variáveis livres do sistema. Assim sendo, o cálculo aproximado e eventuais ajustes por si-

mulação numérica ou ajustes em bancada, fornecem resultados coerentes (Kaiser, 1988 e Araujo, 1999). O circuito do reator eletrônico, incluindo o comando auto-oscilante, pode ser visto na Fig. 7.

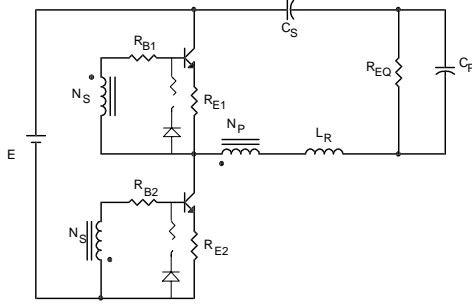


Fig. 7. Circuito Para Análise do Comando.

Considerando que o conversor esteja operando em regime permanente, sua corrente no ramo ressonante pode ser aproximada por uma fonte de corrente. Uma parcela circula pela magnetizante, enquanto outra circula pelo comando dos interruptores. A corrente magnetizante é responsável pela saturação do transformador de pulsos. O circuito equivalente pode ser observado na Fig. 8.

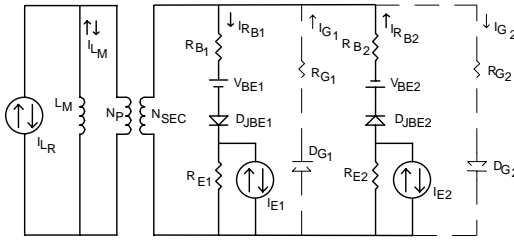


Fig. 8. Modelo Analisado Para o Circuito de Comando.

Os componentes em linhas pontilhadas (resistor e diodo), que permitem grampear a tensão reversa na base do transistor, não aparecem em todos os circuitos de comando. Quando utiliza-se estes componentes, torna-se necessário sua consideração no projeto do comando.

A expressão (22) define a corrente que flui na base do transistor em condução, onde R_B é a resistência de base do circuito de comando.

$$i_{R_{B1}}(t) = \frac{\frac{N_{SEC}}{N_P} \cdot v_{L_M}(t) - V_{BE} - V_{RE}}{R_B} \quad (22)$$

A escolha do material magnético do transformador e do transistor bipolar são condições iniciais imprescindíveis no cálculo dos componentes do circuito de comando auto-oscilante. O material magnético trabalha sob condição de saturação, o que implica na necessidade de utilização de materiais adequados, que devem apresentar curva de magnetização ($B \times H$) e laço de histerese o mais estreitos possível.

A escolha do transistor faz-se frente as elevadas solicitações em tensão e os tempos de bloqueio reduzidos devido à comutação em alta frequência.

As formas de onda da Fig. 9 são apresentadas qualitativamente para facilitar o entendimento da sequência de projeto. A evolução da corrente de base no intervalo Δt_2 demonstra o fenômeno de saturação do material

magnético. Devido as dificuldades existentes, para calcular a corrente de primário no momento da saturação, adota-se como aproximação inicial a metade da corrente de pico do indutor ressonante. Esta primeira iteração permite determinar os componentes do circuito de comando e verificar a frequência aproximada do conversor. Caso não seja satisfeita a frequência desejada, atua-se sobre o circuito de comando de forma a efetuar a correção.

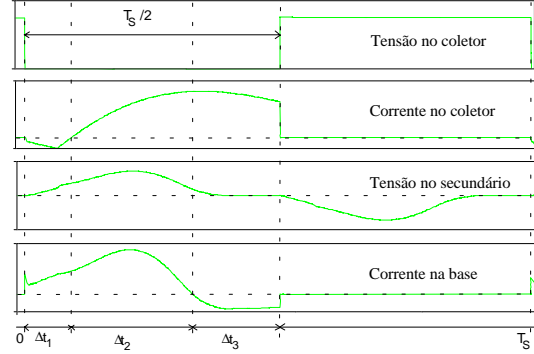


Fig. 9. Formas de Onda Qualitativas.

A corrente na indutância magnetizante do primário é determinada pela expressão (23), onde $i_{L_M}(t)$ é a corrente na indutância magnetizante, $i_{L_R}(t)$ é a corrente no ramo ressonante, $i_B(t)$ é a composição das correntes de base dos transistores e $i_G(t)$ é a composição das correntes circulando no circuito de grampeamento.

$$i_{L_M}(t) = i_{L_R}(t) - i_B(t) - i_G(t) \quad (23)$$

Utiliza-se como valores aproximados instantâneos das correntes no momento da saturação o valor de pico da corrente no indutor ressonante e o valor de pico da corrente de base desejada. O número de espiras do primário é determinado pela expressão (24), saturando o núcleo no ponto desejado.

$$N_P = \frac{H_{SAT} \cdot l_E}{I_{L_M}} \quad (24)$$

Onde H_{SAT} é a intensidade de campo de saturação do núcleo e l_E é o comprimento médio do circuito magnético.

A relação de espiras entre primário e secundários é uma variável que, nesta análise, será unitária.

A simplificação do circuito de comando auto-oscilante, não permite um controle muito preciso da corrente de saturação e da corrente de retirada dos portadores da base dos transistores, de forma que algumas aproximações serão desenvolvidas para a justificativa da rotina de projeto.

Como a corrente no indutor ressonante deve ser a mais próxima possível de uma senóide, pode-se efetuar uma aproximação da tensão sobre o enrolamento primário através da fundamental da corrente I_{L_R} .

A indutância apresentada pelo enrolamento primário pode ser aproximada pela expressão (25).

$$L_P = \frac{N_P^2 \cdot A_E \cdot \mu}{l_E} \quad (25)$$

Onde A_E é a área da seção transversal do núcleo e μ é a permeabilidade do núcleo na região não-saturada. A tensão sobre o enrolamento secundário é definida pelas expressões (26) e (27) sendo que o intervalo Δt_2 pode ser determinado de forma aproximada pela expressão (28).

$$v_{SEC_p} = \frac{N_{SEC}}{N_p} \cdot L_p \cdot \frac{dI_{L_R}}{dt} \quad (26)$$

$$v_{SEC_p} = \frac{N_{SEC}}{N_p} \cdot L_p \cdot I_{L_{RPICO}} \cdot \omega_s \cdot \cos\left(\frac{\omega_s \cdot \Delta t_2}{2}\right) \quad (27)$$

$$\Delta t_2 = \frac{2}{\omega_s} \cdot \arcsen\left(\frac{I_{SAT}}{I_{L_{RPICO}}}\right) \quad (28)$$

Onde I_{SAT} é a corrente no ponto em que ocorre a saturação do núcleo. Deve-se observar que ambas as correntes referem-se à corrente no indutor ressonante.

A resistência de base pode, então, ser determinada pela expressão (29).

$$R_B = \frac{v_{SEC_p} - V_{BE} - V_E}{I_{B1}} \quad (29)$$

Onde V_{BE} é a tensão base-emissor, V_E é a queda de tensão no resistor de emissor e I_{B1} é a corrente de pico na base do transistor que permite a entrada na região de saturação.

O resistor de emissor pode ser determinado por:

$$R_E = \frac{V_{CESAT}}{I_E} \cong \frac{1}{I_{L_{RPICO}}} \quad (30)$$

A duração do intervalo Δt_3 , em que ocorre a descarga dos portadores da junção base-emissor, pode ser aproximada pelos dados de catálogo do transistor nas condições de I_{B1} e I_{B2} descritas em (29) e (31).

$$I_{B2} = \frac{V_{BE}}{R_B} \quad (31)$$

Após o intervalo Δt_3 , a corrente no indutor ressonante cai, permitindo o aparecimento de uma tensão induzida no secundário, agora permitindo a entrada em condução do outro transistor do inversor. A duração do intervalo Δt_1 pode ser aproximada pela expressão (32).

$$\Delta t_1 = \frac{1}{\omega_s} \cdot \arcsen\left(\frac{I_F}{I_{L_{RPICO}}}\right) \quad (32)$$

I_F é a corrente no indutor ressonante no instante do bloqueio do interruptor controlado, que pode ser aproximada pela expressão (33), onde ω_s é a frequência angular da corrente no indutor ressonante.

$$I_F = I_{L_{RPICO}} \cdot \sin[\omega_s \cdot (\Delta t_2 + \Delta t_3)] \quad (33)$$

A somatória dos intervalos Δt_1 , Δt_2 e Δt_3 permite obter a duração da metade do período de comutação do conversor. O desenvolvimento apresentado utiliza aproximações pelos valores de pico das correntes de coletor e de base direta, o que insere erros que poderão ser ajustados por simulação ou mesmo na bancada.

$$f_s = \frac{1}{2 \cdot (\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3)} \quad (34)$$

3.4 Projeto do Circuito de Comando

Baseados nos mesmos dados apresentados no item 3.2, procedeu-se o projeto do circuito de comando para o inversor, utilizando um núcleo toroidal tipo NT15 - TH50 e transistores bipolares BUL38D, o que levou a:

- N° de espiras (prim. e sec.): 3;
- Corrente de base: 200mA;
- Tensão de Secundário: 6,3V;
- Resistor de Emissor: 0,85Ω;
- Resistor de Base: 25,06Ω

Implementou-se um protótipo em laboratório, cujos principais resultados apresenta-se a seguir. Na Fig. 10, apresenta-se a tensão aplicada ao filtro ressonante e a corrente de base de um dos transistores.

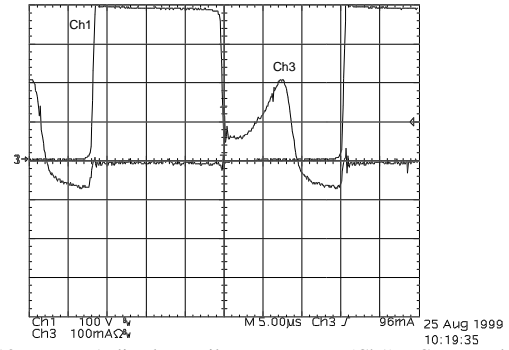


Fig. 10. Tensão Aplicada ao Filtro Ressonante (Ch1) e Corrente de Base em um dos Transistores (Ch3).

A forma de onda da Fig. 11 mostra a tensão, a corrente e a potência instantânea na lâmpada. A frequência de comutação é de 30,95KHz, ou seja, próxima do valor especificado.

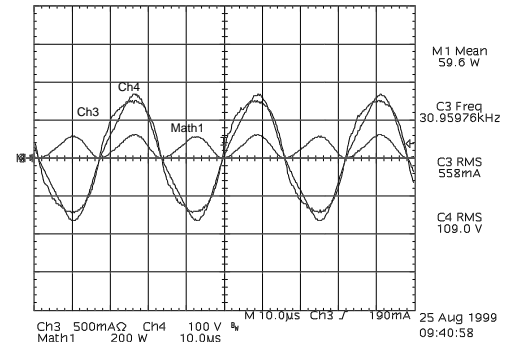


Fig. 11. Tensão (Ch4), Corrente (Ch3) e Potência (Math1) na Lâmpada.

4 Proteções

Neste item, é apresentado o estudo de um circuito de proteção para os inversores meia- ponte ressonantes com transistores bipolares que apresentam como principais falhas: 1) correntes excessivas no circuito ressonante devido à ausência de condição de partida da lâmpada e 2) oscilação de alta frequência quando da ausência de lâmpadas.

O circuito de proteção para falhas do tipo 1 baseia-se na construção de um enrolamento auxiliar no indutor ressonante para sensorar a corrente (Fig. 12).

Quando a tensão sobre C_1 atinge a tensão de avalanche do diac, este aplica tensão negativa na base do transistor inferior do inversor, bloqueando-o. Para evitar que

ocorram novas tentativas de partida após a detecção da falha, utiliza-se o circuito da Fig. 13.

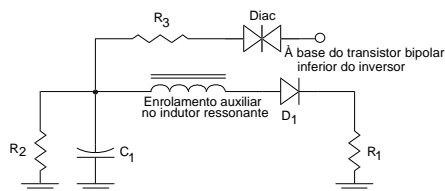


Fig. 12. Circuito de Proteção Contra Sobrecorrente.

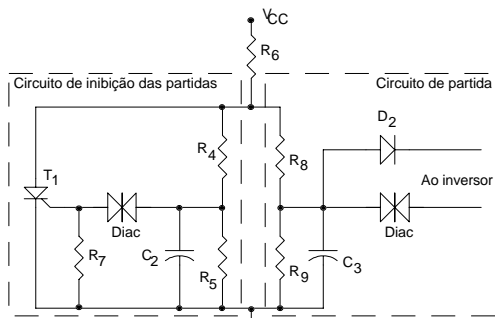


Fig. 13. Circuito de Inibição do Circuito de Partida.

A forma de onda da Fig. 14 ilustra o comportamento do circuito de proteção para a situação em que a lâmpada não tem condição de partida.

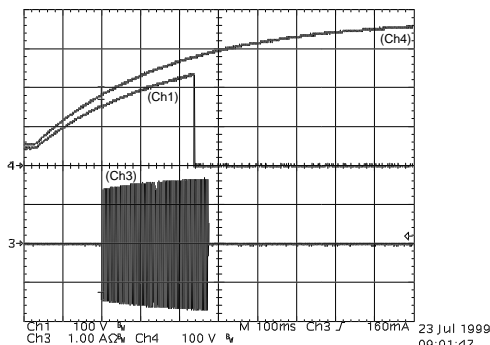


Fig. 14. Transitório de Partida, Funcionamento Anormal – Tensão CC de Entrada (Ch4), Tensão no Tiristor T1 (Ch1) e Corrente no Circuito Resonante (Ch3).

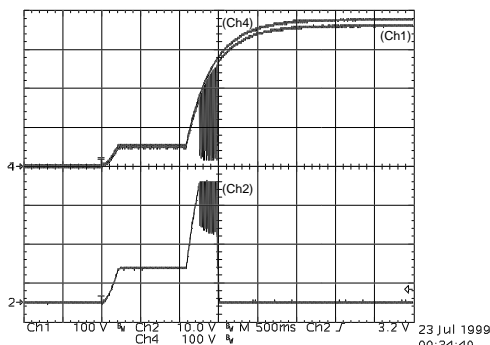


Fig. 15. Transitório de Partida, Funcionamento Anormal – Tensão CC (Ch4), Tensão no ponto médio dos transistores (Ch1) e Tensão no Capacitor do Circuito de Partida (Ch3).

A Fig. 15 apresenta as formas de onda para a situação em que não existe lâmpada conectada.

A utilização do tiristor no circuito de proteção exige que seja garantida uma corrente mínima de manutenção via resistor, o que acaba afetando o rendimento da estrutura. Como solução, pode-se substituir este componente por um transistor bipolar de sinal. A Fig. 16 apre-

senta um circuito que pode ser utilizado com esta finalidade, em substituição ao circuito de inibição da Fig. 13.

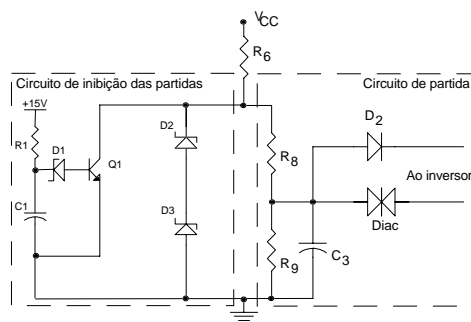


Fig. 16. Circuito de Inibição do Circuito de Partida Utilizando Transistor Bipolar.

5 Conclusão

O estudo do estágio de correção do fator de potência com o conversor Boost foi baseado em conceitos tradicionais dominados e apresentou-se adequado.

Extenso esforço foi aplicado ao estudo do inversor auto-oscilante meia-ponte de forma a trazer sua metodologia de projeto a um razoável domínio. Devido à intensa recursividade de parâmetros e das várias não linearidades encontradas na operação do conversor e na sua estratégia de comando, tornou-se necessária a admissão de simplificações que, no entanto, apresentaram bons resultados.

A abordagem de circuitos de proteção e as características de funcionamento apresentadas vem atender a várias prescrições das novas normas da ABNT para reatores eletrônicos de forma a adequar as estruturas em termos de desempenho e de segurança, além disso, os circuitos apresentados possuem baixo custo e são simples em relação a outras proposições documentadas na bibliografia (Motorola, 1996).

Referências Bibliográficas

- Alves, J. A. (1996). Reator Eletrônico para Lâmpadas Fluorescentes Compactas com Alto Fator de Potência, Dissertação (mestrado em eng. elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina.
- 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.
- Comandatore, G. e Moriconi, U (1997). Designing a high power factor with the L6560/A transition mode IC, AN667 – Application Note, SGS-Thomson Microelectronics.
- Kaiser, W. (1988). Conversor Eletrônico de Elevada Eficiência para Alimentação de lâmpadas fluorescentes tubulares, Tese (doutorado em eng. elétrica) - Universidade de São Paulo. São Paulo.
- Motorola, Inc. Efficient Safety Circuit for Electronic Ballast, AN1601. Toulouse, 1996.
- Silva Jr., P. A. (1994). Sistema Eletrônico para Iluminação Fluorescente: Análise, Projeto e Implementação, Dissertação (mestrado em eng. elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina.