



**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**



**Instituto de Eletrônica de Potência**

**REATOR ELETRÔNICO PARA DUAS LÂMPADAS  
FLUORESCENTES DE 110W COM CONTROLE DE  
LUMINOSIDADE E ALTO FATOR DE POTÊNCIA**

**Dissertação Submetida à Universidade Federal de Santa Catarina  
para Obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica**

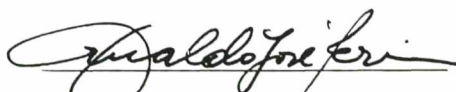
**MESTRANDO : ANDERSON SOARES ANDRÉ  
ORIENTADOR : ARNALDO JOSÉ PERIN**

**Florianópolis, outubro de 1997.**

REATOR ELETRÔNICO PARA DUAS LÂMPADAS FLUORESCENTES DE 110W COM  
CONTROLE DE LUMINOSIDADE E ALTO FATOR DE POTÊNCIA

## ANDERSON SOARES ANDRÉ

ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA OBTENÇÃO DO TÍTULO DE MESTRE EM  
ENGENHARIA, ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA E APROVADA EM SUA FORMA FINAL  
PELO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO.



Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

Orientador



---

Prof. Adroaldo Raizer, Dr.

Coordenador do Curso de Pós-graduação  
em Engenharia Elétrica

BANCA EXAMINADORA:

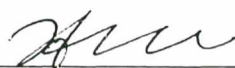


Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.



---

Prof. Enio Valmor Kassick, Dr.



---

Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



À meus pais, Antonio e Maria.

À minha irmã Andrea e

minha namorada Cintia.

## AGRADECIMENTOS

- Ao professor Arnaldo José Perin pela orientação, estímulo e apoio que dele recebi durante todo o transcorrer deste trabalho.
- Aos professores Alexandre Ferrari e Ivo Barbi por valiosas contribuições.
- Aos colegas engenheiros Eduardo Deschamps, Eduardo Romaneli, Roger Gules por sugestões e opiniões.
- À UFSC, que através do Departamento de Engenharia Elétrica e do Instituto de Eletrônica de Potência possibilitaram a execução deste trabalho.
- À CAPES pelo apoio financeiro.
- Aos técnicos Luiz M. Coelho e Antonio Luiz S. Pacheco pelo auxílio prestado.

## SUMÁRIO

SIMBOLOGIA	ix
RESUMO	xiii
ABSTRACT	xiv
INTRODUÇÃO GERAL	xv
CAPÍTULO I - Características da Lâmpada de Descarga Fluorescente	
I.1 - Introdução	1
I.2 - Detalhes Construtivos das Lâmpadas Fluorescentes Tubulares	1
I.3 - Detalhes de Funcionamento	2
1.3.1 - Parâmetros que Influem na Eficiência da Lâmpada	3
1.3.2 - Estabilização da Corrente	3
1.3.2.1 - Influência da Corrente e da Forma de Onda da Corrente	4
1.3.3 - A Importância do Gás Inerte	5
I.4 - Comportamento e Modelamento de Lâmpadas Fluorescentes em Alta Frequência	5
I.4.1 - Modelamento da Lâmpada Fluorescente Tubular	6
I.4.2 - Alteração das Características da Lâmpada Fluorescente com o Aumento da Frequência	8
I.4.2.1 - Variação da Cor da Luz Emitida pela Lâmpada com a Frequência	8
I.4.2.2 - Variação da Tensão de Ignição com a Frequência	8
I.4.2.3 - Variação da Vida Útil da Lâmpada com a Frequência	9
I.5 - Conclusão	9
CAPÍTULO II - Estágio de Entrada com Correção de Fator de Potência	
II.1 - Introdução	10
II.2 - Fator de Potência	10
II.3 - Circuito Proposto	13

II.3.1 - Princípio de Operação	14
II.3.2 - Análise Global	16
II.3.3 - Máxima Indutância Boost	20
II.3.4 - Corrente de Entrada em um Intervalo de Comutação	21
II.3.5 - Corrente Média de Entrada para um Semi-ciclo da Rede	22
II.3.6 - Potência de Entrada	22
II.3.7 - Corrente Eficaz na Entrada Durante um Semi-Ciclo da Rede	23
II.3.8 - Fator de Potência	23
II.3.9 - Taxa de Distorção Harmônica	24
II.3.10 - Esforços nos Componentes	25
II.3.11 - Corrente Eficaz no Indutor de Boost	30
II.3.12 - Relação entre Corrente Média de Entrada e Corrente Média de Saída	31
II.4 - Filtro de Rede	32
II.5 - Metodologia de Projeto	34
II.6 - Projeto de um Protótipo e Simulação por Computador	35
II.6.1 - Dimensionamento Físico dos Indutores	38
II.6.2 - Circuito de Comando	40
II.6.3 - Resultados de Simulação	47
II.7 - Resultados Experimentais	50
II.8 - Conclusão	55

## CAPÍTULO III - Estágio Inversor

III.1 - Introdução	56
III.2 - Características Ideais para um Reator Eletrônico	56
III.3 - Topologia Proposta	57
III.3.1 - Análise Quantitativa e Qualitativa	60
III.3.2 - Descrição dos Componentes do Inversor	65
III.3.2.1 - Capacitor Ballast	65
III.3.2.2 - Capacitores de Ajuda a Comutação	66
III.3.2.3 - Capacitores de Ponto Médio	67
III.3.2.4 - Filtro de Harmônicas	67
III.3.2.5 - Transformador	72

III.3.2.6 - Dimensionamento do Indutor de Comutação Suave (ZVS)	72
III.3.2.7 - Corrente Eficaz nos Transistores	73
III.4 - Metodologia de Projeto Usando Indutor de Comutação Suave	74
III.5 - Projeto de um Protótipo Usando Indutor de Comutação Suave e Simulação por Computador	75
III.5.1 - Dimensionamento Físico dos Indutores	84
III.5.2 - Resultados de Simulação	86
III.6 - Circuito de Comando	91
III.7 - Resultados Experimentais Usando Indutor de Comutação Suave	93
III.8 - Inversor Operado no Modo ZCS	101
III.8.1 - Corrente Eficaz nos Transistores	104
III.8.2 - Cálculo do Grampeador	105
III.9 - Metodologia de Projeto Usando Grampeador	107
III.10 - Projeto de Um Protótipo Usando Grampeador	107
III.11 - Resultados Experimentais Usando Grampeador	109
III.12 - Conclusão	114
CAPÍTULO IV - Realização de um Reator Eletrônico com Controle de Luminosidade	
IV.1 - Introdução	115
IV.2 - Características Adicionais	115
IV.2.1 - Controle Automático de Presença	115
IV.2.2 - Controle de Luminosidade	117
IV.3 - Comparação Entre o Reator Eletrônico Desenvolvido e Um Reator Eletromagnético com Alto Fator de Potência	119
IV.4 - Conclusão	127
CONCLUSÃO GERAL	128
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	130



## SIMBOLOGIA

AL - Fator de Indutância

$A_e$  - Área efetiva do núcleo

B - Densidade de fluxo magnético

D - Razão cíclica do conversor boost

$D_{\max}$  - Máxima razão cíclica do conversor boost

E - Tensão de alimentação do inversor

FP - Fator de potência

$f_p$  - frequência de transição do compensador boost

$f_s$  - frequência de comutação

G - ganho do compensador boost

$H_n\%$  - percentual de distorção das harmônicas de ordem superior na saída do filtro de harmônicas

$I_{ab}$  - Corrente entre os pontos a e b

$I_{\text{carga}}$  - Corrente de carga

$I_D$  - Corrente de dreno dos transistores

$I_{D_{\text{ef}}}(t)$  - Corrente eficaz no diodo  $D_b$  para um período de comutação

$I_{D_{\text{eficaz}}}$  - Corrente eficaz no diodo  $D_b$  para um período da rede

$I_f$  - corrente no filtro de harmônicas

$I_{f\max}$  - corrente de carga referida ao primário

$I_{in}$  - Corrente média de entrada num período de comutação

$I_{\text{ineficaz}}$  - Corrente eficaz de entrada para um semi-ciclo da rede

$I_{in\text{MÉDIA}}$  - Corrente média de entrada para um semi-ciclo da rede

$\overline{I_{in\text{média}}}$  - Corrente média de entrada normalizada

$I_L$  - Corrente na lâmpada

$I_{L,b}(t)$  - Corrente no indutor boost

$I_{L,b\text{eficaz}}(t)$  - Corrente eficaz no indutor boost

$I_{Lc}$  - Corrente no indutor de comutação suave

$I_{L,f}$  - Corrente no indutor de filtro da entrada

$I_{mo}$  - Corrente média na saída

$I_{m1}$  - Corrente média no intervalo de crescimento da corrente de entrada

- $I_{m2}$  - Corrente média no intervalo de decrescimento da corrente de entrada
- $I_p$  - Corrente de pico no indutor boost
- $\overline{I_{Sb\text{ eficaz}}}$  - Corrente eficaz normalizada no diodo  $D_b$  para um período da rede
- $L_e$  - Comprimento médio do núcleo
- $I_{S\text{ ef}}$  - Corrente eficaz nos transistores do inversor
- $I_{Sp}$  - Corrente de pico nos transistores do inversor
- $I_{S\text{bet}}(t)$  - Corrente eficaz no transistor  $S_b$  para um período de comutação
- $I_{S\text{bet eficaz}}$  - Corrente eficaz no transistor  $S_b$  para um período da rede
- $\overline{I_{Sb\text{ eficaz}}}$  - Corrente eficaz normalizada no transistor  $S_b$  para um período da rede
- $I_{Sb\text{ med}}(t)$  - Corrente média no transistor  $S_b$  para um período de comutação
- $I_{Sb\text{ media}}$  - Corrente média no transistor  $S_b$  para um período da rede
- $\overline{I_{Sb\text{ media}}}$  - Corrente média normalizada no transistor  $S_b$  para um período da rede
- $\overline{I_o}$  - Máxima corrente média normalizada na saída
- $I_0$  - Corrente média na saída para um período da rede
- $I_{0\text{max}}$  - Máxima corrente média na saída
- $J_{\text{máx}}$  - Máxima densidade de corrente
- $k_{ew}$  - fator de utilização do núcleo
- $L_g$  - comprimento do entreferro.
- $M$  - Relação entre  $V_0$  e  $V_p$
- $N_{\text{cond}}$  - Número de condutores por espiras
- $N_{l,n}$  - Número de espiras
- $P_{\text{cond}}$  - Perdas de condução nos transistores
- $P_{\text{comut}}$  - Perdas de comutação nos transistores
- $P_{\text{cun}}$  - Perdas no cobre
- $P_{Rg}$  - Perdas no resistor do grampeador
- $P_{\text{in}}$  - Potência de entrada
- $P_{\text{mag}}$  - Perdas magnéticas no núcleo
- $P_S$  - Perdas totais nos transistores do inversor
- $P_{\text{tot}}$  - Perdas totais no transformador
- $P_{0\text{max}}$  - Máxima potência na saída
- $Q$  - Fator de qualidade do filtro de harmônicas
- $R_{\text{eq}}$  - Resistência equivalente do estágio de entrada nos terminais de saída do filtro

- $R_{eqc}$  - Resistência de carga equivalente para o inversor  
 $R_L$  - Resistência equivalente da lâmpada  
 $S_a$  - Potência entregue aos filamentos para aquecimento  
 $S_{aux}$  - Potência da fonte de comando  
 $S_{fio}$  - Secção transversal do condutor  
 $S_s$  - potência em um dos enrolamento secundários principais  
 $S_t$  - potência aparente nominal do transformador  
 $T$  - Período de comutação do transistor  $S_b$   
 $t$  - Tempo  
 $t_a$  - temperatura ambiente  
 $t_j$  - temperatura de junção dos transistores  
 $t_{on}$  - tempo de condução dos transistores do inversor  
 $TDH$  - Taxa de distorção harmônica  
 $w_c$  - Frequência de corte do filtro de entrada  
 $w_r$  - relação entre frequência angular de comutação e de ressonância do filtro de harmônicas  
 $V_{ab}$  - Tensão entre os pontos a e b do inversor  
 $V_e$  - Tensão para aquecimento dos eletrodos  
 $V_{cmáx}$  - Máxima tensão nos capacitores do grampeador  
 $V_{C1,C2}$  - Tensão nos capacitores de ponto médio do inversor  
 $V_{ig}$  - Tensão de partida da lâmpada  
 $V_{in\ eficaz}$  - Tensão eficaz na entrada CA  
 $V_{in\ min}$  - Mínima tensão eficaz na entrada CA  
 $V_{in\ max}$  - Máxima tensão eficaz na entrada CA  
 $V_L$  - Tensão na lâmpada  
 $V_{lb}(t)$  - Tensão no indutor boost  
 $V_{out}$  - Tensão na saída do boost.  
 $V_p$  - Tensão de pico na entrada CA  
 $V_{p9\ máx}$  - Máxima tensão aplicável ao pino 9 do 3524  
 $V_{p9\ permitida}$  - Tensão no pino 9 para razão cíclica máxima  
 $V_S$  - tensão em um dos enrolamentos secundários principais  
 $V_{S1}$  - Tensão no transistor S1 do inversor  
 $V_{S2}$  - Tensão no transistor S2 do inversor  
 $V_0$  - Tensão no barramento CC  
 $x_r$  - Relação entre os elementos dos ramos do filtro de harmônicas

$\alpha$  - Relação entre  $V_p$  e  $V_0$

$\beta$  - Relação entre  $V_0$  e  $V_p$

$\varphi_c$  - ângulo de defasagem da carga

$\phi$  - ângulo de deslocamento entre tensão e corrente na rede CA

$\eta_n$  - Rendimento

$\Delta$  - Profundidade de penetração

$\Delta T$  - Variação de temperatura

$\Delta T_1$  - Intervalo de condução do transistor boost

$\Delta T_2$  - Intervalo de condução do diodo boost

$\Delta T_{2\max}$  - Máximo intervalo de condução do diodo boost

$\Delta V_b$  - Queda de tensão no capacitor ballast

## RESUMO

Neste trabalho apresenta-se uma metodologia de projeto e realiza-se a implementação de um conversor eletrônico de alta frequência, com alto fator de potência, para alimentação de lâmpadas fluorescentes tubulares.

Inicialmente descreve-se o funcionamento da lâmpada e os parâmetros que influem no seu desempenho.

É proposta uma metodologia de projeto para o estágio de entrada com alto fator de potência, efetuando-se a seguir a simulação por computador. Um protótipo foi implementado em laboratório a fim de se comprovar o funcionamento.

Finalmente, a partir dos parâmetros determinados para as lâmpadas a serem utilizadas, uma topologia do conversor é proposta buscando-se como características específicas, a possibilidade de substituição de lâmpadas com o circuito energizado, a continuidade de operação das lâmpadas quando uma delas falhar ou chegar ao fim de sua vida útil, o controle automático de luminosidade a fim de se obter um nível de luminosidade constante no ambiente e, ainda, o desligamento automático de todo o sistema quando não houver ninguém no ambiente a ser iluminado. Seguindo as especificações e a metodologia propostas, construiu-se um protótipo que opera em conformidade com as expectativas.

## ABSTRACT

This work presents a design procedure for an electronic ballast with high power factor, for high frequency operation of tubular fluorescent lamps.

Initially, some general aspects of operation and parameters, which have influence on the efficiency of fluorescent lamps, are discussed.

A design methodology for the high power factor input stage is suggested along with digital simulation results. A prototype was implemented and experimental results are shown.

Finally, based on the lamp parameters, an inverter topology is proposed. The main characteristic of this topology is the possibility of lamps replacement even when the system is energized. In case of failure of one lamp of the system, the remaining one continues to operate.

Along the ballast, it was implemented a movement detector, and a LDR sensor. The first one, based in an infrared sensor, ensures that lights are automatically switched off when offices are unoccupied. The LDR sensor automatically dims the lights when the amount of daylight increase.

According to the specifications and following the proposed procedure, a complete prototype was built and experimental measurement are carried out.

## INTRODUÇÃO GERAL

A utilização racional de energia elétrica é sem dúvida alguma um tópico de constante preocupação nos dias atuais em todo o mundo. Isto se deve ao esgotamento das fontes de energia convencionais aliado aos crescentes custos de geração de energia. Desta forma, cresce a busca de alternativas, ou tecnologias, que levem ao melhor aproveitamento possível das fontes de energia existentes.

A iluminação artificial é responsável pelo consumo de uma fração considerável de toda energia gerada. Estima-se que 25% de todo consumo mundial esteja diretamente ligado à iluminação.

Apesar de ainda não ser o tipo de iluminação mais utilizado nas residências brasileiras, há uma tendência da substituição das lâmpadas incandescentes, por lâmpadas fluorescentes em razão de sua alta eficiência e longo tempo de vida útil, quando comparadas às primeiras. Já em instalações em escritórios, recintos comerciais e indústrias, as lâmpadas fluorescentes constituem a principal fonte de luz.

Assim como toda lâmpada de descarga, a lâmpada fluorescente possui característica de corrente-tensão negativa, necessitando, para sua ignição, a aplicação de uma tensão maior que a necessária para a sua operação normal. Para que se possa obter um bom rendimento, é necessário que a lâmpada opere com sua corrente nominal. Dessa forma, faz-se necessária a utilização de um dispositivo que forneça a tensão necessária para a ignição da lâmpada e estabilize a corrente na mesma.

Em baixa frequência são utilizados os reatores convencionais, que atualmente são os mais utilizados no Brasil. Estes dispositivos são constituídos de um auto-transformador e/ou associação conveniente de elemento reativos. Este processo apresenta uma eficiência relativamente baixa, além de outros inconvenientes como a ocorrência do efeito estroboscópico, alto nível de ruído audível, grande peso e volume.

Através da utilização de reatores eletrônicos pode-se minimizar todos os problemas citados anteriormente, obtendo-se ainda uma substancial economia de energia. As lâmpadas fluorescentes apresentam um aumento no fluxo luminoso quando alimentadas em alta frequência na sua potência nominal para 60Hz que, associado ao elevado rendimento dos conversores eletrônicos, proporciona um aumento na eficiência global do sistema.

O objetivo deste trabalho é o desenvolvimento de um reator eletrônico de elevada eficiência, energizado pela rede C.A., para a alimentação de lâmpadas fluorescentes tubulares. Em síntese, pode-se dizer que o dispositivo desejado deve apresentar as seguintes características:

- possuir as menores perdas possíveis;
- estabilizar de forma eficiente a corrente na lâmpada;
- apresentar alto fator de potência;
- propiciar uma partida rápida da lâmpada;
- não apresentar efeito estroboscópico;
- ausência de ruído audível;
- possibilitar a troca de lâmpadas com o circuito energizado;
- em caso de falha em uma das lâmpadas, a outra(s) deve operar normalmente;
- desligar automaticamente as lâmpadas quando não houver ninguém no ambiente a ser iluminado;
- diminuir automaticamente o nível de luminosidade com o aumento da luz do dia.

No capítulo I apresenta-se uma descrição simplificada da estrutura da lâmpada, do mecanismo de descarga e dos parâmetros de influem no seu desempenho.

No capítulo II são apresentadas algumas definições referentes ao fator de potência e algumas técnicas aplicáveis à sua correção. Opta-se então pela utilização de um estágio pré-regulador constituído basicamente por um conversor boost. As etapas de funcionamento são determinadas, o equacionamento é realizado, do qual são extraídos ábacos. Com as equações e os ábacos, uma metodologia de projeto é proposta. Faz-se um projeto cujo funcionamento é validado via simulação. Finalmente implementa-se um protótipo que é testado em laboratório e seus resultados apresentados.

No capítulo III uma topologia para o reator eletrônico com comutação ZVS é proposta, fazendo-se um projeto, validado via simulação. São apresentados resultados experimentais obtidos a partir de um protótipo implementado. É feita uma análise do conversor agora operando com comutação ZCS. Finalmente são feitas comparações dos resultados obtidos com o conversor operando nos 2 modos propostos.

No capítulo IV, é feito um estudo sobre os controles automáticos de luminosidade e auto-desligamento. Um protótipo final é implementado e comparado com um reator convencional.



# CAPÍTULO I

## CARACTERÍSTICAS DA LÂMPADA DE DESCARGA FLUORESCENTE

### I.1 - Introdução

Neste capítulo introdutório são apresentados alguns detalhes construtivos e de funcionamento das lâmpadas fluorescentes tubulares de baixa pressão.

Inicialmente serão apresentados os detalhes construtivos e alguns conceitos básicos. São apresentados também alguns parâmetros que influem no desempenho das lâmpadas.

### I.2 - Detalhes Construtivos das Lâmpadas Fluorescente

Por serem as lâmpadas de interesse para o desenvolvimento deste trabalho, somente as lâmpadas fluorescentes de cátodo quente serão analisadas.

As normas IEC [1] e NBR [2] definem a lâmpada fluorescente tubular como uma lâmpada de descarga de mercúrio de baixa pressão de seção tubular, podendo ser reta, curva em U ou circular na qual a maior parte da luz é emitida por uma camada de material fluorescente excitada pela radiação ultravioleta gerada na descarga.

A lâmpada é constituída por um tubo de vidro, suportando em suas extremidades o conjunto coletor-emissor de elétrons. No interior do tubo, após feito o vácuo, é introduzido vapor de mercúrio à baixa pressão e uma mistura de gases inertes. O gás inerte é utilizado porque, além de facilitar a ignição da lâmpada, protege os filamentos contra o bombardeio excessivo de íons e aumenta a eficiência do processo de emissão de radiação ultravioleta.

Os eletrodos têm como função principal permitir a transferência da corrente dos condutores de alimentação para o gás. Quando a lâmpada é alimentada em corrente alternada, os eletrodos alternam sua função, operando como cátodo ou ânodo a cada meio ciclo. Nas lâmpadas de cátodo aquecido, estes são constituídos por filamentos de tungstênio em forma de espiral revestido com um óxido ( de bário, estrôncio e cálcio). Geralmente emprega-se o tungstênio como elemento de suporte devido ao seu elevado ponto de fusão.

As paredes internas do tubo são revestidas com um pó, conhecido genericamente como “fósforo”. O fósforo é um composto orgânico que, quando excitado por uma determinada banda de frequência ultravioleta do espectro do mercúrio, emite radiação na região visível com uma cor específica.

### **I.3 - Detalhes de Funcionamento**

De modo geral, admite-se que em todo gás existem pares elétron-íon que são formados a partir da excitação de algum átomo pela radiação cósmica. Nas lâmpadas de descarga de cátodo quente, uma quantidade adicional de elétrons é produzida por efeito termoiônico durante o intervalo de pré-aquecimento dos eletrodos que antecede o início da descarga. A ignição da descarga ocorre quando um gradiente de potencial elevado é aplicado entre as extremidades da lâmpada. Além dos elétrons produzidos pela descarga existe a emissão no cátodo por efeito termoiônico, efeito fotoelétrico e pelo bombardeamento da superfície do eletrodo por íons positivos.

Os elétrons, acelerados em direção ao ânodo, chocam-se com os átomos, excitando-os ou até mesmo ionizando-os. Desta forma observa-se no gás a presença de elétrons, íons e átomos nos seus diversos níveis de excitação. A emissão de radiação ocorre nas transições entre estados de maior energia para níveis mais estáveis dos átomos de mercúrio.

O processo de conversão da radiação ultravioleta em luz visível ocorre através da absorção pelo revestimento de fósforo de fótons com energia específica emitidos pela coluna positiva de descarga. A “coluna positiva”, também conhecida como plasma, é eletricamente

neutra e constitui a parte útil da lâmpada. Sua principal função é interligar as extremidades anódicas e catódicas da descarga.

Para garantir eficiência elevada no processo de conversão da energia elétrica em radiação ultravioleta, adiciona-se um gás inerte, normalmente argônio, ao vapor de mercúrio. Sem a presença do gás inerte, o livre caminho médio dos elétrons seria muito elevado, excedendo até mesmo o diâmetro do tubo de descarga, assim, os mesmos atingiriam a parede do tubo sem colidirem com outros átomos, produzindo apenas aquecimento da superfície. A presença do gás inerte aumenta a vida média dos portadores de carga elétrica, reduzindo as perdas por difusão e aumentando a probabilidade de excitação dos átomos.

### **I.3.1 - Parâmetros que Influem na Eficiência da Lâmpada**

O fluxo luminoso emitido e a eficiência da lâmpada dependem da qualidade e espessura do revestimento do pó fluorescente e da intensidade da radiação incidente. A camada fluorescente deve ter uma espessura que permita a absorção de toda a radiação ultravioleta incidente e que ao mesmo tempo minimize a absorção da luz visível emitida.

A intensidade da radiação incidente sobre o fósforo depende da pressão de vapor de mercúrio, da pressão e do tipo do gás inerte, da intensidade de corrente, das dimensões físicas do tubo e da forma de onda da corrente na lâmpada.

### **I.3.2 - Estabilização da Corrente**

Ao se aplicar uma tensão conveniente nas extremidades de uma lâmpada fluorescente, os elétrons emitidos por um filamento previamente aquecido, operando como cátodo, serão acelerados em direção ao outro filamento (ânodo). Neste percurso haverá a ionização do gás e a produção de pares íons-elétrons através de um processo de cascata, aumentando a condutividade do meio até se atingir o limite de corrente que a fonte de

alimentação pode fornecer e/ou até o limite onde há a destruição da lâmpada. O processo de emissão de luz pela lâmpada exige que a mesma opere com uma corrente preestabelecida para alcançar uma eficiência elevada. Assim sendo, torna-se necessária a utilização de um elemento estabilizador que propicie a limitação da corrente [3].

No caso da corrente alternada, geralmente são empregados elementos reativos, ligados em série com a lâmpada. A estabilização reativa é a mais difundida, sendo a sua principal vantagem a redução da região escura, ou seja, redução do intervalo de tempo em que não há circulação de corrente porque a tensão aplicada sobre a lâmpada é inferior a tensão de arco, já que a extinção abrupta da corrente em um circuito indutivo provoca uma sobretensão que permite a reignição quase instantânea da lâmpada.

### I.3.2.1 - Influência da Corrente e da Forma de Onda da Corrente

Mantendo-se fixo todos os parâmetros, com a elevação da corrente há uma redução na eficiência da emissão de radiação. Para correntes muito baixas a eficiência cai devido a redução excessiva da pressão do vapor de mercúrio [4].

Como a eficiência decresce com o aumento da densidade de corrente, quando a lâmpada é alimentada por uma corrente com alto fator de crista, que é a relação entre o valor de pico e o valor eficaz, há uma sensível redução na eficiência da lâmpada, que pode também ser danificada. A figura I.1 representa dados experimentais da vida útil da lâmpada em função do fator de crista [4].

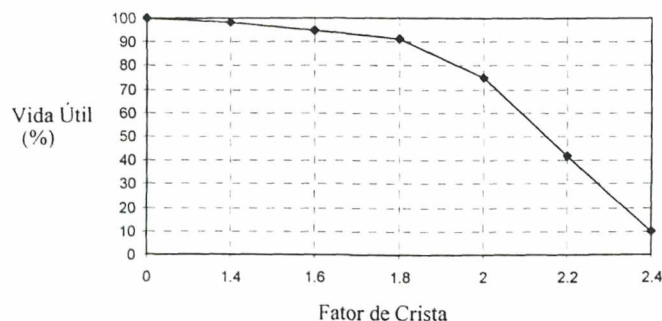


Fig. I.1 - Variação da Vida Útil da Lâmpada com o Fator de Crista da Corrente.

Através do gráfico da figura I.1 conclui-se que a máxima eficiência é conseguida quando a lâmpada fluorescente é alimentada em corrente contínua, porém, na prática, não existe diferença entre efetuar-se essa alimentação através de uma tensão contínua ou de uma tensão alternada senoidal em alta frequência.

A alimentação em corrente contínua é pouco difundida porque os circuitos utilizados na estabilização da corrente na lâmpada tornam-se complexos e também porque com este tipo de alimentação os íons de mercúrio movem-se para o cátodo, assim sendo, após algum tempo de operação, boa parte do mercúrio que se encontrava próxima ao ânodo fica concentrado no extremo catódico. Desta forma, a emissão de radiação no lado anódico cai por falta de átomos de mercúrio e esta parte do tubo fica sem luz. Por essa razão, segundo a referência [5] a polaridade da lâmpada deve ser invertida a cada intervalo aproximado de 5 horas.

### **I.3.3 - A Importância do Gás Inerte**

O gás inerte encontrado nas lâmpadas fluorescentes tem como função principal regular o processo de difusão permitindo uma maximização da eficiência de produção de radiação pela descarga e também garantir uma atmosfera condutora envolvendo os eletrodos, permitindo assim que aproximadamente 90% do material evaporado retorne ao filamento por difusão, aumentando assim a vida útil da lâmpada.

## **I.4 - Comportamento e Modelamento de Lâmpadas Fluorescentes em Alta Frequência**

A lâmpada fluorescente, ao contrário da lâmpada incandescente, possui uma quantidade muito limitada de elétrons livres, por isso, inicialmente a coluna gasosa tem que ser condutora e um número suficiente de íons e elétrons devem ser gerados continuamente a fim de garantir a manutenção da descarga.

Quando uma lâmpada de descarga fluorescente é alimentada por uma tensão alternada de baixa frequência, como por exemplo em 60Hz, o processo de ignição da lâmpada repete-se com uma frequência de 120Hz, porque a descarga na lâmpada é descontinuada cada vez que a tensão de alimentação cai abaixo do valor de arco. Este processo se repete ciclicamente a cada semi-ciclo da rede, caracterizando assim o efeito estroboscópico [4] e [6].

Estando a lâmpada alimentada por uma tensão alternada, os eletrodos dos dois extremos da lâmpada trocam de função a cada semi-ciclo da rede.

O estabelecimento e extinção periódicos da descarga retiram energia do processo de emissão de luz. Como já foi citado anteriormente, um meio de se reduzir estas perdas é alimentar a lâmpada com uma tensão contínua, porém isso acarretaria um desgaste desigual dos filamentos e a necessidade de inversão periódica de polaridade tornaria o sistema complexo e inviável.

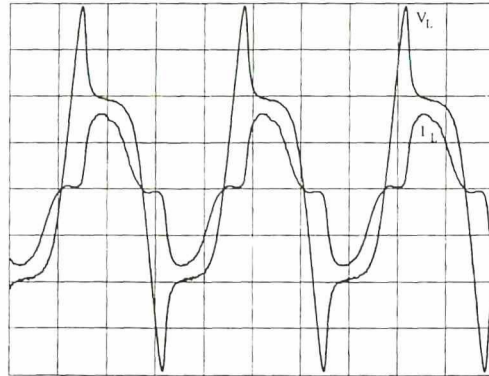
Já a alimentação em alta frequência apresenta a mesma eficiência luminosa da alimentação em corrente contínua e garante a operação estável da lâmpada. Através da utilização de um conversor eletrônico consegue-se reduzir as perdas no processo de estabilização da lâmpada resultando em um sistema de alta eficiência.

O aumento na eficiência depende de vários fatores, entre eles a pressão e o tipo do gás inerte presente na lâmpada. Sabe-se também que para frequências acima de 6kHz a eficiência luminosa estabiliza no seu valor final, não importando o quanto o valor dessa frequência continue subindo [4].

### **I.4.1 - Modelamento da Lâmpada Fluorescente Tubular**

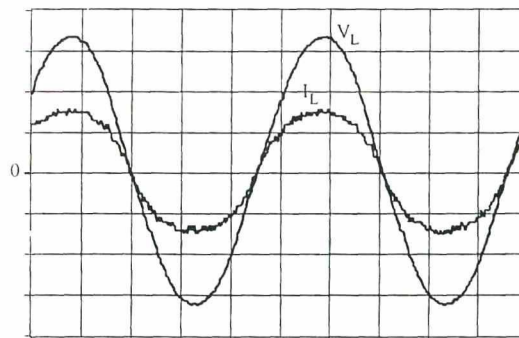
A elaboração de um modelo que represente fielmente todas as características de uma lâmpada de descarga, trabalhando com qualquer frequência de alimentação, sendo a lâmpada de descarga um dispositivo não linear com característica tensão-corrente negativa, torna-se por si só uma tarefa bastante complexa. Em baixa frequência, como por exemplo 60Hz, a lâmpada fluorescente apresenta uma forma de onda de tensão com picos em seus terminais quando ocorre a inversão de polaridade na tensão de alimentação, o que gera uma

distorção harmônica na corrente de linha, como pode-se ver na figura I.2, onde  $V_L$  e  $I_L$  representam respectivamente a tensão e a corrente na lâmpada.



*Fig. I.2 - Comportamento da Lâmpada Fluorescente em Baixa Frequência.*

Já quando está sendo alimentada por uma tensão alternada de alta frequência, os picos de tensão não manifestam-se mais, como pode ser visto na figura I.3, onde pode-se observar que a tensão e a corrente estão em fase e possuem formas quase senoidais.



*Fig. I.3 - Comportamento da Lâmpada Fluorescente em Alta Frequência.*

Não sendo objetivo deste trabalho a elaboração de um modelo complexo para a lâmpada, esta foi modelada de forma simplificada como um resistor equivalente, já que trabalhar-se-á exclusivamente com alta frequência. Vários modelos são propostos na literatura, dentre eles pode-se citar os apresentados nas referências [4], [6], [7], [8], [9], [10] e com maior ênfase o modelo apresentado em [6] e [7] que representa de maneira eficiente a lâmpada fluorescente operando em baixa e em alta frequência.

## **I.4.2 - Alteração das Características da Lâmpada Fluorescente com o Aumento da Frequência**

Como já foi discutido anteriormente, o aumento na frequência de alimentação traz como consequências o aumento na eficiência luminosa e a eliminação do efeito estroboscópico. Além disso, outras alterações ocorrem na operação da lâmpada com o aumento da frequência, como será verificado mais adiante.

### **I.4.2.1 - Variação da Cor da Luz Emitida pela Lâmpada com a Frequência**

Segundo a referência [11], resultados de medidas experimentais mostram que a redução da temperatura ambiente, o aumento da intensidade da corrente, a redução da pressão do gás inerte e a redução da frequência de operação provocam um desvio da cor em direção ao azul. Tais dados mostram que quando se diminui a frequência de 20kHz para 400Hz, ocorre um aumento aproximado de 28% na intensidade da linha azul.

### **I.4.2.2 - Variação da Tensão de Ignição com a Frequência**

O aumento da frequência tende a facilitar a ignição da lâmpada. Uma luminária metálica, que constitui o plano terra, e a lâmpada formam um circuito complexo constituído de resistências e capacitâncias. Com o aumento da frequência as reatâncias capacitivas diminuem, de forma que a tensão necessária para produzir o mesmo nível de ionização também diminui, permitindo que a ignição da lâmpada possa ser feita com uma tensão menor, o que contribui para o aumento na vida útil da lâmpada. Mais informações sobre a variação da tensão de ignição da lâmpada fluorescente podem ser obtidas em [4] e [12].



### **I.4.2.3 - Variação da Vida Útil da Lâmpada com a Frequência**

A manutenção da eficiência durante a vida útil da lâmpada é mais significativa do que um valor inicial elevado. A vida útil da lâmpada é determinada pela depreciação luminosa e pelo desgaste dos eletrodos.

A depreciação do revestimento de fósforo é diretamente proporcional à potência por unidade de área, independente da frequência de operação, porém, sabe-se que com o aumento da frequência há um aumento no fluxo luminoso, permitindo que se opere a lâmpada com seu fluxo nominal, com uma potência reduzida, o que aumenta a vida útil da lâmpada.

O desgaste do revestimento dos eletrodos depende do processo utilizado para ligar a lâmpada e do número de partidas a frio por horas de operação. Ainda segundo a referência [11], a cada partida da lâmpada sem pré-aquecimento dos filamentos, há uma redução média de 8 horas na vida útil da lâmpada que costuma oscilar em torno de 7500 horas.

## **I.5 - Conclusão**

Neste capítulo estão descritos de forma sucinta o mecanismo de funcionamento e os parâmetros que influem no desempenho da lâmpada fluorescente tubular, dando ênfase às características das lâmpadas de cátodo aquecido.

É feita também uma análise da influência da frequência de operação sobre o comportamento e a eficiência da lâmpada fluorescente.

# CAPÍTULO II

## ESTÁGIO DE ENTRADA COM CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA

### II.1 - Introdução

Neste capítulo são apresentados detalhes construtivos e de funcionamento do estágio de entrada, que deve atender algumas exigências tais como elevado fator de potência, baixa distorção harmônica e tensão de barramento controlada, a fim de que se alcancem todos os objetivos traçados para o conjunto ballast.

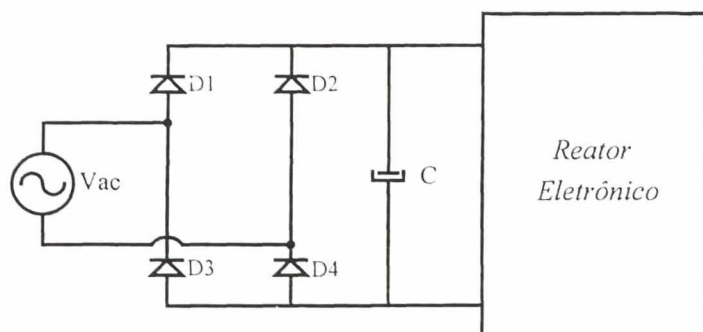
### II.2 - Fator de Potência

Sabe-se que, quando conecta-se uma carga linear à uma fonte senoidal, o fator de potência do conjunto pode ser medido em função do ângulo de defasagem entre a tensão da fonte e a corrente drenada pela carga. Assim sendo, o fator de potência é definido pelo cosseno do ângulo de defasagem entre as duas grandezas.

Porém, quando trabalha-se com cargas não lineares, como é o caso do circuito proposto neste trabalho, necessita-se de um estágio retificador que forneça uma determinada tensão CC para o funcionamento do inversor, para que esse por sua vez alimente a lâmpada; o fator de potência passa a ser dependente também da Taxa de Distorção Harmônica (TDH) da corrente não-senoidal resultante. Assim, o fator de potência total passa a ser definido genericamente como sendo [13]:

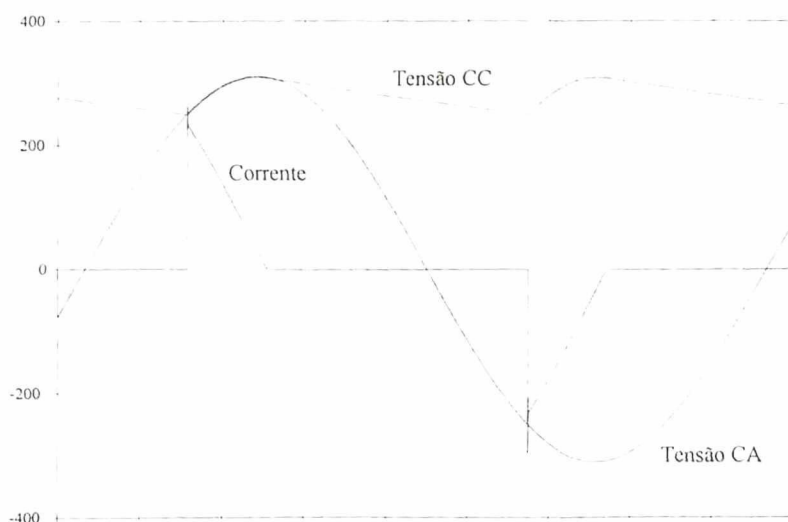
$$FP = \frac{\cos(\phi)}{\sqrt{1 + TDH^2}} \quad (2.1)$$

A preocupação com a correção do fator de potência surge porque no caso da utilização de um estágio retificador convencional, como o ilustrado na figura II.1, que é composto por uma ponte retificadora e um filtro capacitivo, solicita-se da rede picos de corrente durante o intervalo em que a tensão na entrada for superior ao valor da tensão no capacitor, como pode-se ver na figura II.2.



*Fig. II.1 - Estágio Retificador Convencional.*

A corrente representada na figura II.2 apresenta uma taxa de distorção harmônica muito alta, o que leva a um fator de potência extremamente baixo. Alguns resultados experimentais demonstram que este tipo de estrutura apresenta TDH em torno de 120% e fator de potência próximo à 0,6, o que justifica o investimento em um estágio de entrada mais sofisticado que assegure melhor desempenho e que atenda às exigências das normas internacionais que regulamentam o funcionamento dos reatores eletrônicos.



*Fig. II.2 - Tensão e Corrente em um Retificador Convencional.*

O cuidado com o fator de potência é sem dúvida uma medida justificável, basta que se observe trabalhos como os apresentados nas referências [9], [14], [15], [16], [17], [18], [19], [20] e [21], onde há sempre a preocupação com a manutenção da qualidade da corrente na entrada do reator.

Existem várias técnicas que podem ser usadas a fim de se obter melhores valores de fator de potência. Dentre elas pode-se citar:

a) **Diminuição do capacitor do barramento CC** : neste caso, o valor da capacitância deverá ser tanto menor quanto possível de tal forma que não influencie na tensão de entrada do conversor. Apesar de simples, esta técnica possui muitas limitações como não operar com altas potências, não apresentar um resultado muito bom, com uma TDH ainda muito alta e poder operar com poucos tipos de carga, devido à grande ondulação da tensão do barramento CC [8].

b) **Filtro Valley-Fill** : tal filtro, ilustrado na figura II.3, representa uma grande melhora em relação à técnica anterior, diminuindo o ripple do barramento CC e apresentando um fator de potência mais alto, porém, ainda assim, a taxa de distorção harmônica apresentada não atende às especificações exigidas [8].

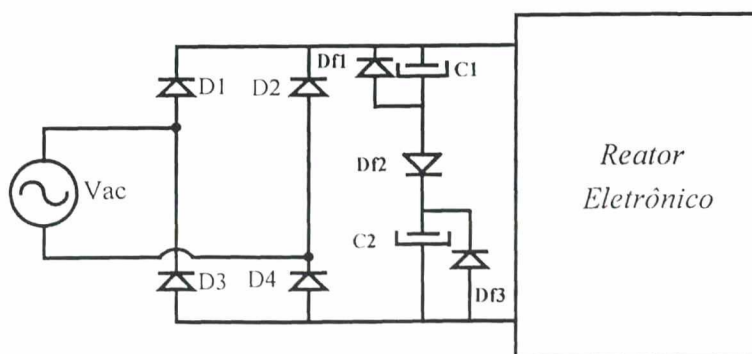


Fig. II.3 - Estágio Retificador Usando Filtro Valley-Fill.

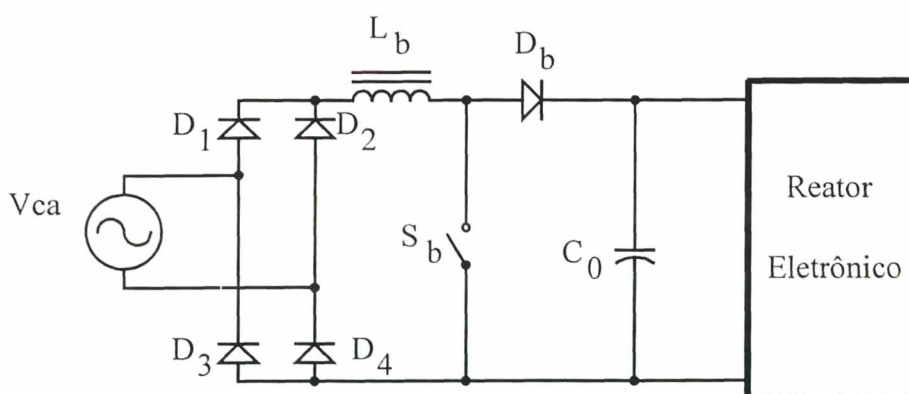
c) **Pré-Regulador** : Esta técnica consta da utilização de um conversor elevador de tensão colocado entre a ponte retificadora e o estágio de saída, a fim de se obter um fator de potência próximo da unidade [13]. Por ser a técnica que apresenta melhor desempenho, esta foi a adotada.

## II.3 - Circuito Proposto [13]

Baseado no que foi exposto anteriormente, optou-se pela utilização de um pré regulador utilizando o conversor boost operando em modo de condução descontínuo, o que facilita o projeto, uma vez que não há necessidade de se exercer qualquer tipo de controle sobre a corrente.

Contudo, deve-se lembrar que dos três modos de operação possíveis para o conversor Boost, descontínuo, contínuo e crítico, este é o que apresenta o menor fator de potência, porém os resultados obtidos são satisfatórios [13],[22].

O estágio pré-regulador proposto é mostrado na figura II.4.



*Fig. II.4 - Estágio de Entrada Usando Pré-Regulador.*

A técnica de condução descontínua aplicada à correção de fator de potência no conversor boost consiste na operação em condução descontínua da corrente no indutor boost.

O conversor operará com frequência de comutação constante. A corrente de pico no indutor boost será proporcional à tensão de alimentação, variando de acordo com o valor da senóide no instante da comutação, assim, os picos da corrente de entrada seguirão naturalmente a forma de onda da tensão de entrada.

Operando-se no modo de condução descontínuo, diminui-se consideravelmente as perdas de comutação, já que a corrente no diodo boost irá extinguir-se naturalmente,

evitando problemas com a recuperação reversa. Por outro lado, o elevado valor eficaz de corrente nos semicondutores, aumenta a fadiga e as perdas de condução sobre os mesmos.

### II.3.1 - Princípio de Operação

A fim de simplificar a análise do princípio de operação do conversor boost operando no modo de condução descontínuo, será considerado o conversor boost em sua configuração CC-CC. Tal simplificação é válida levando-se em conta o fato de que durante um período de comutação a tensão da entrada varia muito pouco.

Todo o princípio de funcionamento pode ser sintetizado em três etapas que podem ser vistas na figura II.5.

Na primeira etapa (figura II.5a), no instante “ $t_0$ ” o interruptor  $S_b$  entra em condução e o indutor  $L_b$  armazena energia. A corrente no indutor cresce linearmente até atingir o seu valor de pico, quando o interruptor é aberto.

Na etapa seguinte (figura II.5b), após a abertura do interruptor, o diodo boost  $D_b$  entra em condução, permitindo que a fonte e o indutor  $L_b$  forneçam energia para a carga, desmagnetizando o indutor  $L_b$ . A corrente em  $L_b$  decresce linearmente, até anular-se.

A última etapa (figura II.5c) inicia-se quando após a corrente no indutor anular-se, o diodo bloqueia, não havendo assim mais transferência de energia da fonte para a carga, caracterizando a etapa descontínua. A corrente da carga é então suprida pelo capacitor  $C_0$ . As principais formas de onda podem ser vistas na figura II.6.

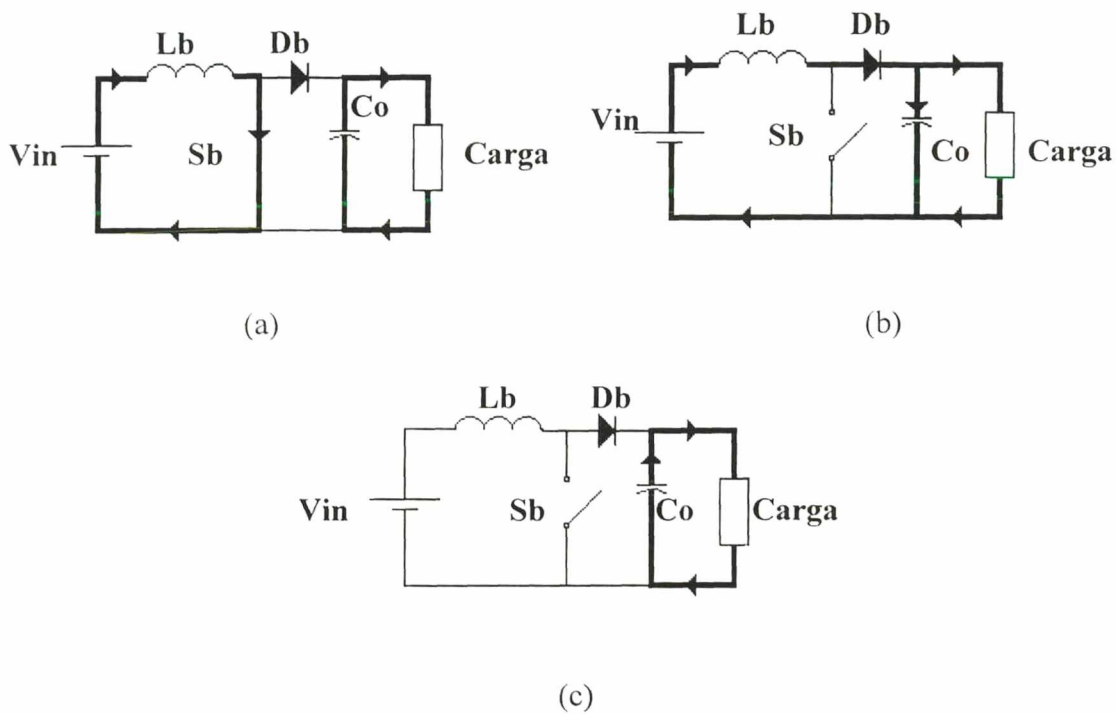


Fig. II.5 - Etapas de Operação do Circuito Pré-Regulador.

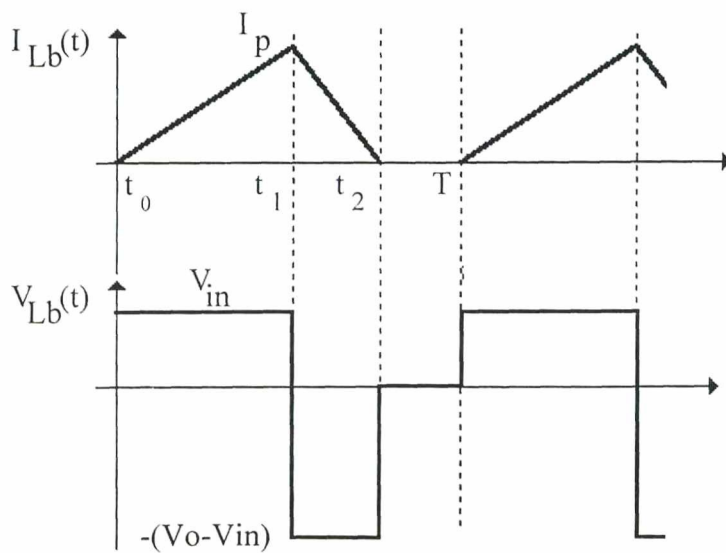


Fig. II.6 - Principais Formas de Onda do Circuito Pré-Regulador.

## II.3.2 - Análise Global

Considera-se que a frequência de comutação seja muito maior que a frequência da rede, assim pode-se assumir que para cada período de comutação as etapas de operação descritas no item anterior são válidas, porém com amplitudes de tensão e corrente variáveis de acordo com a tensão de entrada.

O tempo de condução do transistor é limitado; portanto os picos da corrente no indutor boost serão modulados por uma senóide em fase com a tensão de entrada. A frequência de comutação do conversor é constante. Assim :

$$D = \frac{\Delta t_1}{T} \quad (2.2)$$

$D$  : razão cíclica do transistor  $S_b$ .

$\Delta t_1$  : período de condução do transistor  $S_b$ .

A corrente de pico no indutor é definida como sendo:

$$I_p = \frac{V_p \cdot \text{sen}(wt)}{L_b} \cdot \Delta t_1 \quad (2.3)$$

A variação da corrente de entrada será a mesma tanto para o intervalo de condução do transistor  $S_b$  como para o intervalo de condução do diodo  $D_b$ . Portanto :

$$\Delta_i(\Delta t_1) = \Delta_i(\Delta t_2) \quad (2.4)$$

$$\frac{V_p \cdot \text{sen}(wt)}{L_b} \cdot \Delta t_1 = \frac{V_0 - V_p \cdot \text{sen}(wt)}{L_b} \cdot \Delta t_2 \quad (2.5)$$

$$\Delta t_2 = \frac{V_p \cdot \text{sen}(wt)}{V_0 - V_p \cdot \text{sen}(wt)} \cdot \Delta t_1 \quad (2.6)$$



Definindo-se:

$$\alpha = \frac{V_p}{V_0} \quad (2.7)$$

Obtém-se:

$$\Delta t_2 = \frac{\alpha \cdot \text{sen}(wt)}{1 - \alpha \cdot \text{sen}(wt)} \cdot \Delta t_1 \quad (2.8)$$

Agora, considerando-se o pior caso, quando a condução é crítica, tem-se:

$$\Delta t_2 = (1 - D) \cdot T \quad (2.9)$$

A fim de se garantir que o conversor boost opere sempre no modo de condução descontínuo durante todo o período da rede, deve-se buscar a máxima razão cíclica permissível para esta condição.

A máxima corrente no indutor boost ocorrerá exatamente no momento do pico da senóide da tensão de entrada:

$$I_p = \frac{V_p}{L_b} \cdot \Delta t_1 \quad (2.10)$$

É exatamente este o ponto crítico, quando a corrente no indutor levará mais tempo para atingir o valor de pico e voltar a zero:

$$\Delta t_{2max} = \frac{V_p}{V_0 - V_p} \cdot \Delta t_1 \quad (2.11)$$

Assumindo que no pico da senóide a condução é crítica, tem-se:

$$D \leq (1 - \alpha) \quad (2.12)$$

Agora, a fim de determinar a característica de saída, determina-se a corrente média na saída como sendo:

$$I_{mo} = \frac{I_p \cdot \Delta t_2}{2 \cdot T} \quad (2.13)$$

Substituindo-se em (2.13) as equações (2.3) e (2.8) e sabendo-se que  $t_{on} = D \cdot T$ :

$$I_{mo} = \frac{V_p \cdot D^2}{2 \cdot f_s \cdot L_b} \cdot \frac{\alpha \cdot \sin^2(\omega t)}{1 - \alpha \cdot \sin(\omega t)} \quad (2.14)$$

A corrente média na saída para um período da rede é definida por:

$$I_o = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} I_{mo} \cdot d\omega t \quad (2.15)$$

Assim:

$$I_o = \frac{V_p}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_b} \cdot D^2 \cdot Y(\alpha) \quad (2.16)$$

Onde:

$$Y(\alpha) = -2 - \frac{\pi}{\alpha} + \frac{2}{\alpha \cdot \sqrt{1 - \alpha^2}} \cdot \left[ \frac{\pi}{2} + \tan^{-1} \left( \frac{\alpha}{\sqrt{1 - \alpha^2}} \right) \right] \quad (2.17)$$

Normalizando-se :

$$\bar{I}_o = D^2 \cdot Y(\alpha) \quad (2.18)$$

Onde :

$$\bar{I}_o = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_b}{V_p} \cdot I_o \quad (2.19)$$

Define-se :

$$\beta = \frac{1}{\alpha} \quad (2.20)$$

Finalmente, na figura II.7, tem-se representada a característica de saída em função de  $\beta$  para vários valores de razão cíclica.

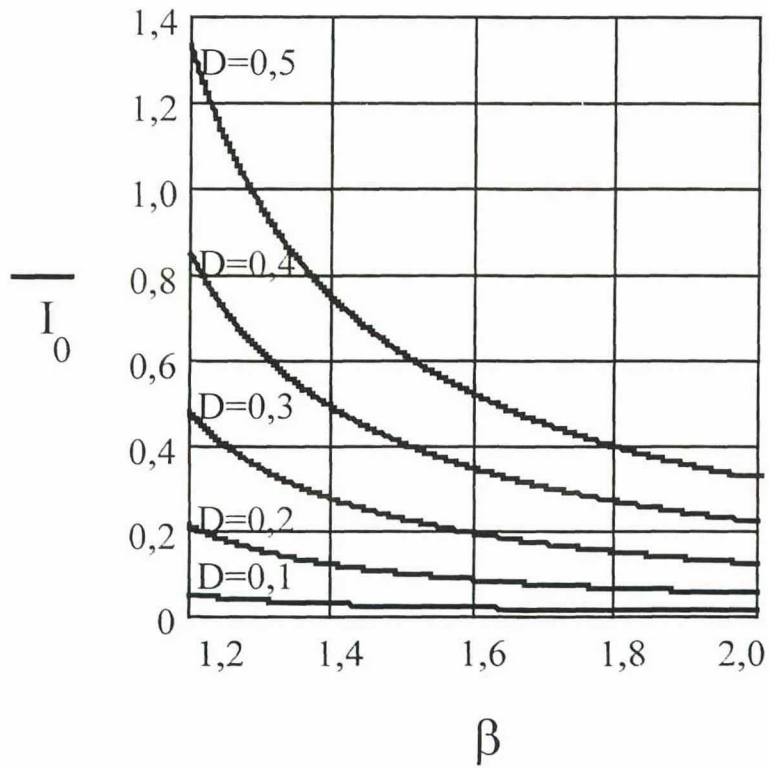


Fig. II.7 - Característica de Saída em Função de  $\beta$ .

Através da figura II.17 pode-se também observar que a tensão na saída varia com a carga.

### II.3.3 - Máxima Indutância Boost

A máxima indutância boost que garante condução descontínua também deve ser determinada. A corrente de saída será máxima quando a razão cíclica for máxima. Assim, a potência processada também será máxima.

$$I_{0max} = \frac{V_p \cdot (1 - \alpha)^2}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_b} \cdot Y(\alpha) \quad (2.21)$$

A potência máxima na saída é:

$$P_{0max} = V_0 \cdot I_{0max} \quad (2.22)$$

A partir das duas equações acima, chega-se a equação que define o valor da indutância boost :

$$L_b = \frac{V_p^2}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot P_{0max}} \cdot \frac{(1 - \alpha)^2}{\alpha} \cdot Y(\alpha) \quad (2.23)$$

Que normalizada resulta em:

$$\overline{L}_b = \frac{(1 - \alpha)^2}{\alpha} \cdot Y(\alpha) \quad (2.24)$$

Onde :

$$\overline{L}_b = \frac{P_{0max}}{V_p^2} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_b \quad (2.25)$$

Através das equações (2.17) e (2.24) chega-se ao ábaco da figura II.8 que dá a variação da indutância máxima normalizada em função de  $\beta$ .

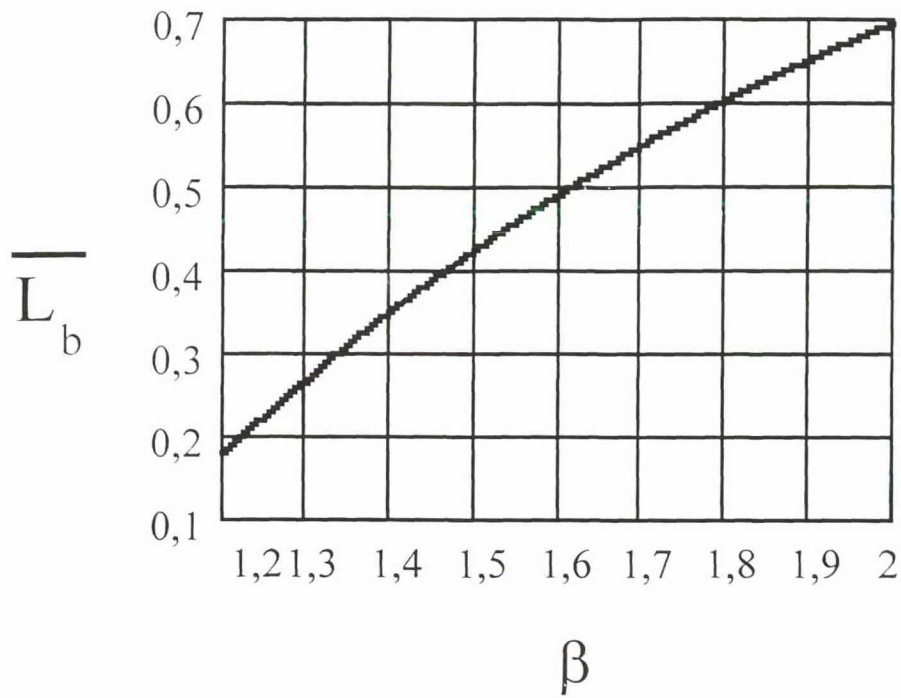


Fig. II.8 - Indutância Boost Normalizada em Função de  $\beta$ .

### II.3.4 - Corrente de Entrada em um Intervalo de Comutação

A corrente média no intervalo de crescimento da corrente de entrada ( $\Delta t_1$ ) é definida como sendo [13]:

$$I_{m1} = \frac{V_p \cdot f_s \cdot \text{sen}(wt)}{2 \cdot L_b} \cdot \Delta t_1 \quad (2.26)$$

A corrente média no intervalo de decrescimento da corrente ( $\Delta t_2$ ) é dada por:

$$I_{m2} = \frac{I_p^2 \cdot f_s \cdot L_b}{2 \cdot (V_0 - V_p \cdot \text{sen}(wt))} \quad (2.27)$$

A soma das duas parcelas  $I_{m1}$  e  $I_{m2}$  das equações (2.26) e (2.27) representa a corrente média num período de comutação, assim:

$$I_m = \frac{D^2 V_0}{2 \cdot f_s \cdot L_b} \cdot \frac{\alpha \cdot \text{sen}(wt)}{1 - \alpha \cdot \text{sen}(wt)} \quad (2.28)$$

### II.3.5 - Corrente Média de Entrada para um Semi-Ciclo da Rede

Sendo a frequência de comutação muito maior que a frequência da rede, pode-se considerar que a forma de onda da corrente de entrada será constituída aproximadamente pela integração, em um semi-ciclo da rede, dos valores médios da corrente de entrada em cada período de comutação. Deste modo define-se:

$$I_{in\ MEDIA} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} I_{in} \cdot dwt \quad (2.29)$$

$$I_{in\ MEDIA} = \frac{D^2 \cdot V_0}{2 \cdot \pi \cdot L_b \cdot f_s} \cdot \left[ -\pi + \frac{2}{\sqrt{1-\alpha^2}} \cdot \left( \frac{\pi}{2} + \tan^{-1} \left( \frac{\alpha}{\sqrt{1-\alpha^2}} \right) \right) \right] \quad (2.30)$$

### II.3.6 - Potência de Entrada

A potência de entrada é dada por :

$$P_{in} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} V_{in} \cdot I_{in} \cdot dwt \quad (2.31)$$

$$P_{in} = \frac{V_p \cdot D \cdot V_0}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_b} \quad (2.32)$$

## II.3.7 - Corrente Eficaz na Entrada Durante um Semi-Ciclo da Rede

A corrente eficaz na entrada durante um semi-ciclo da rede é definida por:

$$I_{in\,eficaz} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} I_b^2 \, dwt} \quad (2.33)$$

$$I_{in\,eficaz} = \frac{D^2 \cdot V_0 \cdot \sqrt{\alpha}}{2 \cdot \sqrt{\pi} \cdot f_s \cdot L_b} \sqrt{Z(\alpha)} \quad (2.34)$$

Onde :

$$Z(\alpha) = \frac{2}{(1-\alpha^2)} + \frac{\pi}{\alpha} + \frac{2 \cdot \alpha^2 - 1}{\alpha(1-\alpha^2)} \cdot \frac{2}{\sqrt{1-\alpha^2}} \cdot \left[ \frac{\pi}{2} + \tan^{-1} \left( \frac{\alpha}{\sqrt{1-\alpha^2}} \right) \right] \quad (2.35)$$

## II.3.8 - Fator de Potência

A corrente de entrada não é senoidal pura, devido à distorção harmônica gerada pelo tempo de desmagnetização do indutor, distorção esta em função da relação entre a tensão de pico da senóide de entrada e a tensão CC de saída [18]. Tal relação é representada por:

$$M = \frac{V_0}{V_p} \quad (2.36)$$

Quanto maior for o valor de  $M$ , menor será o conteúdo harmônico introduzido na corrente de entrada.

O fator de potência total é definido pela expressão:

$$FP = \frac{P_m}{V_{in\,eficaz} \cdot I_{in\,eficaz}} \quad (2.37)$$

Através do ábaco da figura II.9, pode-se observar a variação do fator de potência em função do parâmetro  $\beta$ .

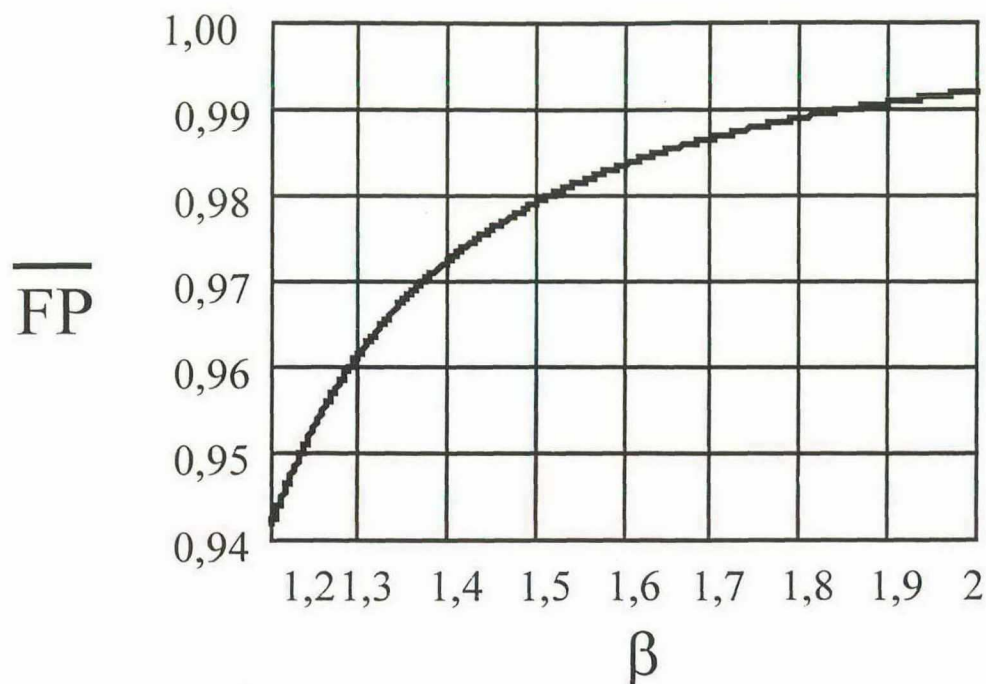


Fig. II.9 - Variação do Fator de Potência em Função de  $\beta$ .

### II.3.9 - Taxa de Distorção Harmônica

A taxa de distorção harmônica da corrente de entrada é definida como:

$$TDH = \sqrt{\frac{\cos^2(\phi)}{FP^2} - 1} \quad (2.38)$$

Considerando-se  $\cos(\phi) = 1$ , tem-se:

$$TDH = \sqrt{\frac{1}{FP^2} - 1} \quad (2.39)$$



Através da figura II.10 pode-se observar a variação da taxa de distorção harmônica em função de  $\beta$ .

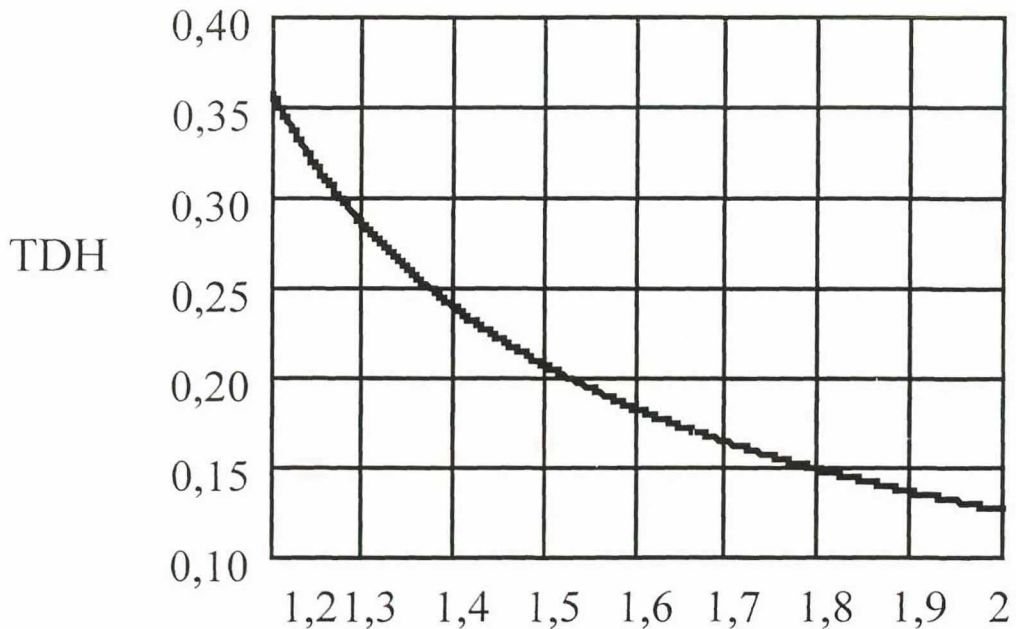


Fig. II.10 - Variação da TDH em função de  $\beta$ .

### II.3.10 - Esforços nos Componentes

Para que se possa dimensionar os componentes semicondutores, deve-se determinar os esforços em cada um deles. Para tanto, serão definidos os valores para as correntes médias e eficazes dos mesmos.

A corrente eficaz no interruptor  $S_b$  para um período de comutação será:

$$I_{S_{bef}} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{t_1} \left( \frac{V_p \cdot \text{sen}(wt) \cdot t}{L_b} \right)^2 dt} \quad (2.40)$$

Assim:

$$I_{S_{bef}} = \frac{V_p \cdot \text{sen}(wt)}{\sqrt{3} \cdot f_s \cdot L_b} \cdot \sqrt{D^3} \quad (2.41)$$

Dessa forma, deduz-se que a corrente eficaz no interruptor  $S_b$ , para um período da rede, é definida pela seguinte expressão:

$$I_{S_{b\text{eficaz}}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} I_{S_{b\text{ef}}}^2 \cdot dwt} \quad (2.42)$$

$$I_{S_{b\text{eficaz}}} = \frac{V_p}{\sqrt{6} \cdot f_s \cdot L_b} \cdot \sqrt{D^3} \quad (2.43)$$

Agora, normalizando-se a corrente eficaz no transistor  $S_b$  pela corrente de carga  $I_0$ , obtém-se:

$$\overline{I_{S_{b\text{eficaz}}}} = \frac{I_{S_{b\text{eficaz}}}}{I_0} = \frac{2 \cdot \pi}{\sqrt{6} \cdot D} \cdot \frac{1}{Y(\beta)} \quad (2.44)$$

A figura II.11 fornece a variação da corrente eficaz normalizada no transistor  $S_b$  em função de  $\beta$ , para diferentes valores de  $D$ .

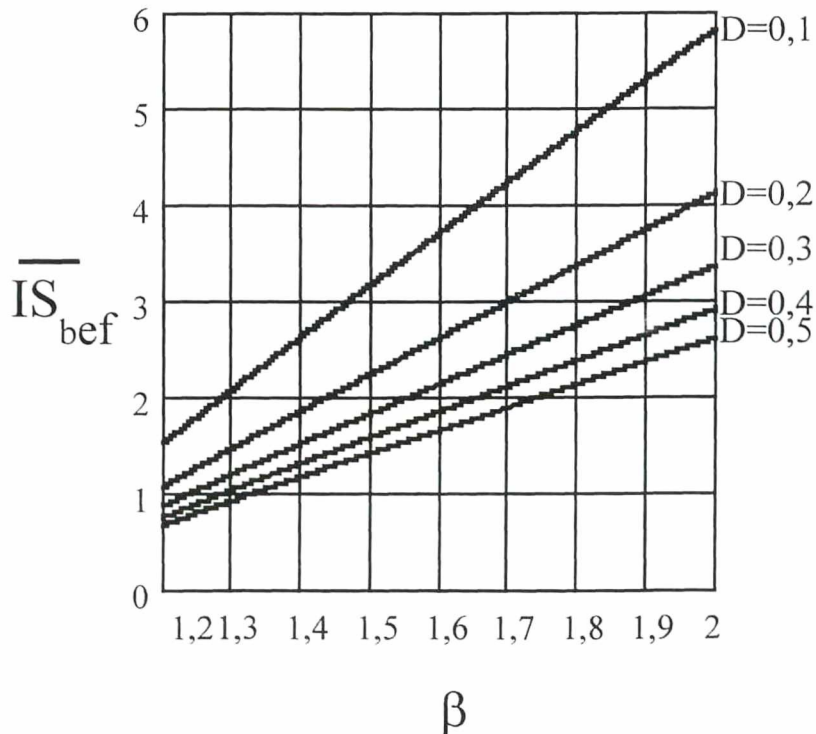


Fig. II.11 - Variação da Corrente Eficaz Normalizada no Transistor  $S_b$  em Função de  $\beta$ .

Já a corrente média no transistor  $S_b$  para um período de comutação é definida por:

$$I_{S_{b\text{med}}}(t) = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{\Delta t} \frac{V_p \cdot \text{sen}(wt) \cdot t}{L_b} dt \quad (2.45)$$

Ao realizar-se a integração da equação 2.45, não se integra o termo  $\text{sen}(wt)$ , pois a frequência de comutação é muito maior que a frequência da rede. Chega-se então a:

$$I_{S_b \text{ med}}(t) = \frac{V_p \cdot D^2}{2 \cdot f_s \cdot L_b} \cdot \text{sen}(wt) \quad (2.46)$$

Dessa forma, a corrente média no interruptor  $S_b$  para um período da rede fica definida com sendo:

$$I_{S_b \text{ media}} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi \frac{V_p \cdot D^2}{2 \cdot f_s \cdot L_b} \cdot \text{sen}(wt) dt \quad (2.47)$$

$$I_{S_b \text{ media}} = \frac{V_p \cdot D^2}{2 \cdot f_s \cdot L_b} \quad (2.48)$$

Agora, normalizando-se a corrente média no interruptor  $S_b$  pela corrente de carga  $I_0$ , obtém-se :

$$\overline{I_{S_b \text{ media}}} = \frac{I_{S_b \text{ media}}}{I_0} = \frac{2}{Y(\alpha)} \quad (2.49)$$

Através da figura II.12, pode-se observar a variação da corrente média normalizada no interruptor  $S_b$  em função de  $\beta$ .

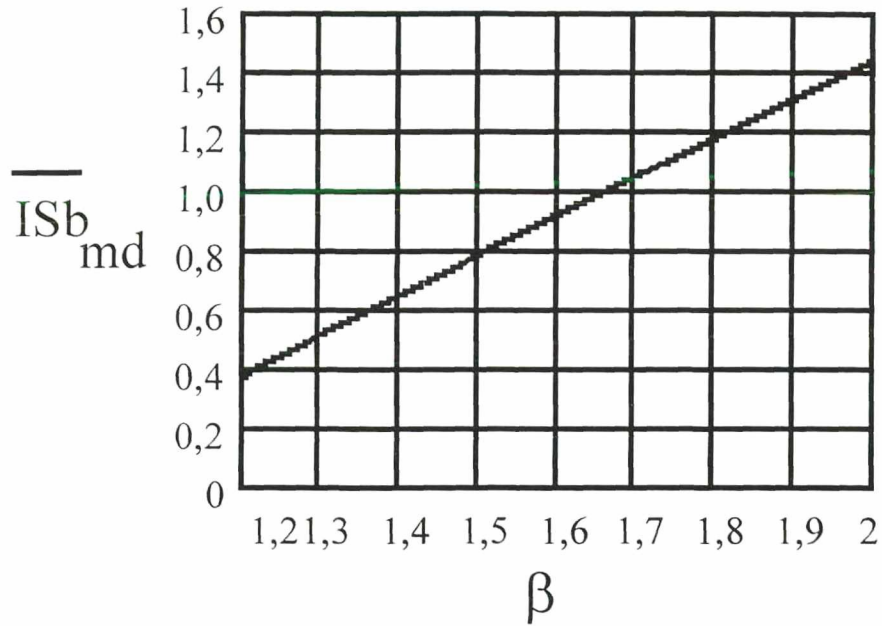


Fig. II.12 - Corrente Média Normalizada no Interruptor  $S_b$  em Função de  $\beta$ .

Antecipando-se ao critério de escolha de componentes, adotou-se como interruptor um MOSFET por sua facilidade em trabalhar com alta frequência de comutação.

Quanto aos esforços no diodo boost  $D_b$ , sabe-se que a corrente eficaz no mesmo durante um período de comutação é definida por:

$$I_{d_{b,ef}}(t) = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{\Delta t_2} \left( I_p - \frac{(V_0 - V_p \cdot \text{sen}(wt) \cdot t)}{L_b} \right)^2 dt} \quad (2.50)$$

Que após integrado:

$$I_{d_{b,ef}}(t) = \frac{V_p}{f_s \cdot L_b} \cdot \sqrt{\frac{\alpha \cdot D^3}{3}} \cdot \sqrt{\frac{\text{sen}^3(wt)}{1 - \alpha \cdot \text{sen}(wt)}} \quad (2.51)$$

A corrente eficaz no diodo boost para um período da rede é dada por:

$$I_{d_{b,eficaz}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} I_{d_{b,ef}}(t)^2 dwt} \quad (2.52)$$

Assim:

$$I_{d_{\text{eficaz}}} = \frac{V_p}{f_s \cdot L_b} \cdot \sqrt{\frac{D^3}{3\pi}} \cdot \sqrt{-\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{\alpha^2} - \frac{2}{\alpha} + \frac{2}{\alpha^2 \cdot \sqrt{1-\alpha^2}} \cdot \left(\frac{\pi}{2} + \tan^{-1} \frac{\alpha}{\sqrt{1-\alpha^2}}\right)} \quad (2.53)$$

$$I_{d_{\text{eficaz}}} = \frac{V_p}{f_s \cdot L_b} \cdot \sqrt{\frac{D^3}{3\pi}} \cdot \sqrt{-\frac{\pi}{2} + \frac{1}{\alpha} \cdot Y(\alpha)} \quad (2.54)$$

Agora, normalizando a corrente eficaz no diodo  $D_b$ , pela corrente de carga, obtém-se:

$$\overline{I_{d_{\text{eficaz}}}} = \frac{I_{d_{\text{eficaz}}}}{I_0} = \frac{\sqrt{\frac{4 \cdot \pi}{3 \cdot D}} \cdot \sqrt{-\frac{\pi}{2} + \frac{1}{\alpha} \cdot Y(\alpha)}}{Y(\alpha)} \quad (2.55)$$

A figura II.13 mostra a variação da corrente eficaz normalizada no diodo  $D_b$  em função de  $\beta$  para diferentes valores de razão cíclica.

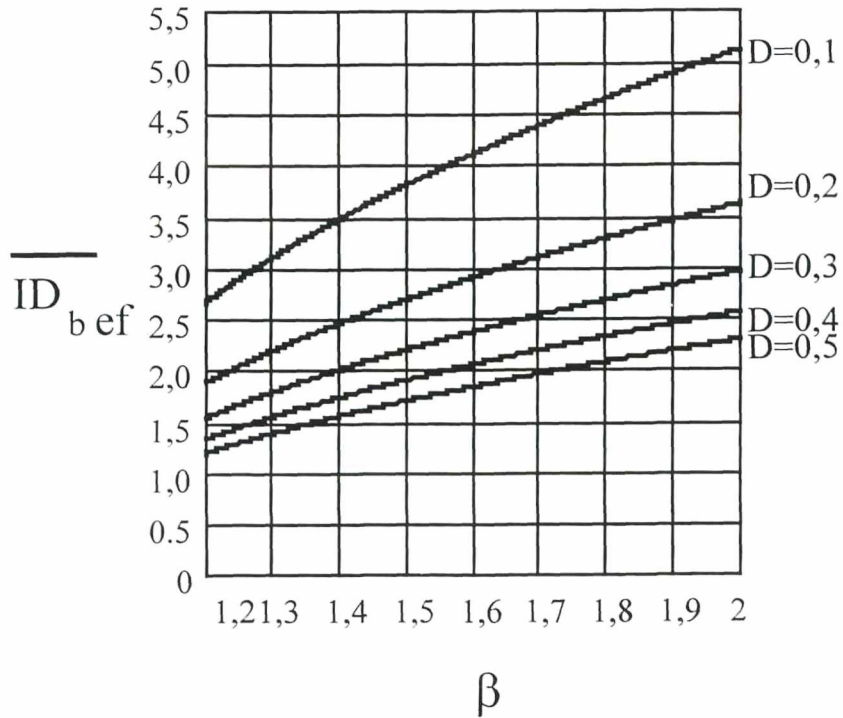


Fig. II.13 - Variação da Corrente eficaz Normalizada no Diodo  $D_b$  em Função de  $\beta$ .

Quanto à corrente média no diodo boost, esta será igual à corrente média na carga.

### II.3.11 - Corrente Eficaz no Indutor Boost

Através da figura II.6 pode-se observar que a corrente eficaz no indutor boost, é composta pela soma das correntes eficazes no interruptor boost  $S_b$  entre “ $t_0$ ” e “ $t_1$ ” e no diodo  $D_b$  entre “ $t_1$ ” e “ $t_2$ ”, assim:

$$I_{L_b \text{ eficaz}} = \sqrt{I_{S_b \text{ eficaz}}^2 + I_{D_b \text{ eficaz}}^2} \quad (2.56)$$

$$I_{L_b \text{ eficaz}} = \frac{V_p}{L_b \cdot f_s} \cdot \sqrt{\frac{D^3}{3}} \cdot \sqrt{\frac{Y(\alpha)}{\alpha \cdot \pi}} \quad (2.57)$$

Normalizando a corrente eficaz no indutor boost pela corrente de saída, têm-se:

$$\overline{I_{L_b \text{ eficaz}}} = \frac{I_{L_b \text{ eficaz}}}{I_0} = \sqrt{\frac{4 \cdot \pi}{3 \cdot \alpha \cdot D \cdot Y(\alpha)}} \quad (2.58)$$

A figura abaixo mostra a corrente normalizada no indutor boost em função  $\beta$ .

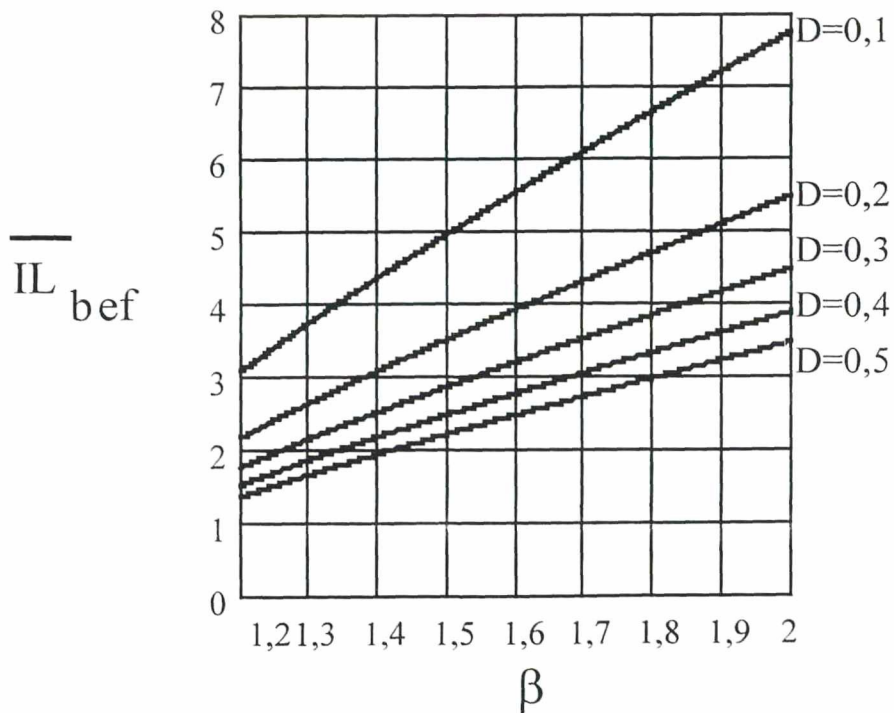


Fig. II.14 - Corrente Normalizada no Indutor Boost em Função de  $\beta$ .

### II.3.12 - Relação entre Corrente Média de Entrada e Corrente Média de Saída

A relação entre as correntes médias de entrada e de saída deste estágio, ou seja, a corrente média de entrada normalizada, é definida como sendo:

$$\overline{I_{m\ media}} = \frac{I_{m\ media}}{I_0} = 1 + \frac{2}{Y(\alpha)} \quad (2.59)$$

Desta forma, pode-se conceber o ábaco da figura II.15 que dá a variação da corrente média de entrada normalizada em função de  $\beta$ .

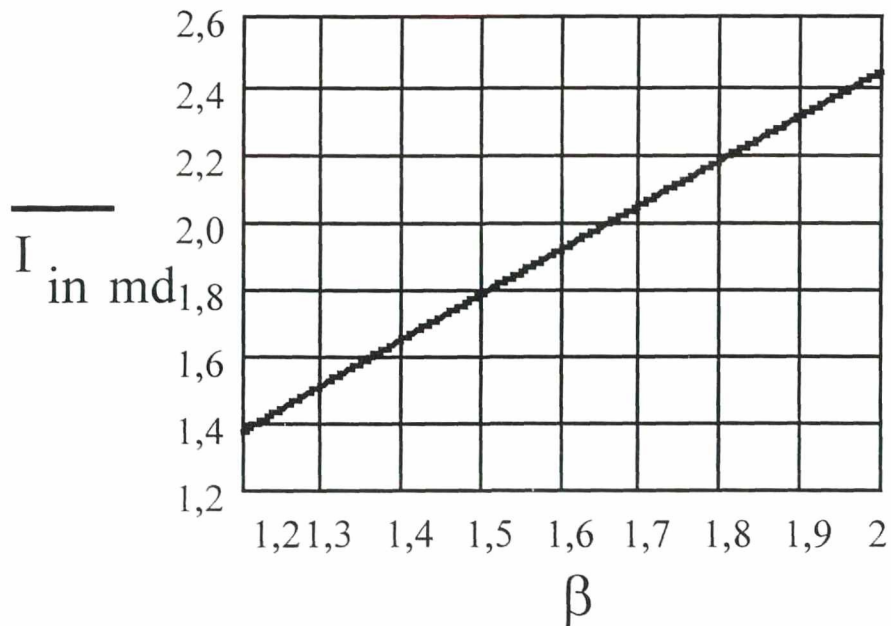


Fig. II.15 - Variação da Corrente Média de Entrada Normalizada em Função de  $\beta$ .

## II.4 - Filtro de Rede

Em estruturas onde existe o fenômeno da comutação de semicondutores de potência, são geradas rádio-interferências que podem ser transmitidas por radiação direta ou por condução através dos terminais de entrada e de saída.

A radiação direta é facilmente eliminada colocando-se o equipamento em uma caixa metálica.

Quanto as rádio-interferências conduzidas, estas são mais difíceis de serem suprimidas. A maior preocupação com a interferência que o equipamento pode produzir está relacionada com os terminais de entrada. Estas interferências acabam se propagando para outros equipamentos, podendo provocar ruídos e mau funcionamento.

Para reduzir ao máximo os problemas com interferências geradas, além de se obter um fator de potência realmente elevado, torna-se necessária a utilização de um filtro de rede. Dentre as diversas configurações possíveis, optou-se por utilizar um filtro LC, devido a sua simplicidade e eficiência [13], [23]. A estrutura de tal filtro pode ser observada na figura II.16.

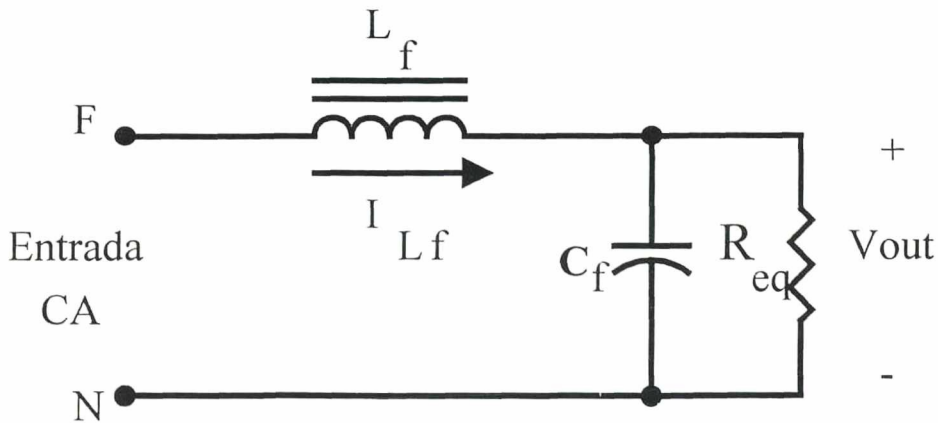


Fig. II.16 - Topologia do Filtro de Rede.

A resistência  $R_{eq}$  vista na figura acima representa a resistência equivalente do estágio de entrada nos terminais de saída do filtro.

O ganho de tensão entre a entrada e a saída do filtro é dado pela expressão apresentada na equação a seguir:



$$Ganho(\omega, \zeta) = \frac{V_{out}}{V_{ac}} = \frac{1}{\omega c^2 - \omega^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \omega c \cdot j\omega} \quad (2.60)$$

Onde :

$$\zeta = \frac{1}{2 \cdot \omega_c \cdot R_{eq} \cdot C_f} \quad (2.61)$$

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_f \cdot C_f}} \quad (2.62)$$

Este é um filtro com característica passa-baixa, ou seja, há uma atenuação das frequências superiores à frequência de corte. Assim, é conveniente adotar frequências de corte no mínimo 10 vezes menor que a frequência de comutação e valores de  $\zeta$  maiores que 0,7, conseguindo-se dessa forma atenuar de forma eficiente as altas frequências e evitar oscilações em alta frequência e deslocamento de fase em baixa frequência.

A expressão (2.63) define a relação entre a corrente de entrada  $I_{L_f}$  e a tensão da rede  $V_{ca}$ . Esta expressão pode ser utilizada, se necessário, para determinar a fase entre a corrente e a tensão. Maiores detalhes sobre o filtro LC utilizado podem ser obtidos nas referências [13] e [24].

$$\frac{I_{L_f}(j\omega)}{V_{ca}(j\omega)} = \frac{1}{j\omega \cdot L} \cdot \left( 1 - \frac{1}{\omega c^2 - \omega^2 + 2j \cdot \zeta \cdot \omega c \cdot \omega} \right) \quad (2.63)$$

É conveniente lembrar também que devido ao fato do filtro apresentar uma fase relativamente elevada, deve-se trabalhar com frequências de corte pelo menos 50 vezes maior que a frequência da rede, evitando-se assim deslocamento da fase entre a tensão e a corrente na entrada.

## II.5 - METODOLOGIA DE PROJETO

Para que se possa executar o projeto do estágio de entrada, deve-se ter à disposição os seguintes dados:

- |   |                              |
|---|------------------------------|
| 1 - Tensão eficaz de entrada nominal;         | 4 - Frequência de comutação; |
| 2 - Variação admissível da tensão de entrada; | 5 - Frequência da rede;      |
| 3 - Tensão do barramento CC;                  | 6 - Potência de saída.       |

De posse desses dados deve-se calcular :

- a) a máxima razão cíclica admissível para que se garanta a condução descontínua;

$$\alpha = \frac{V_p}{V_0}$$

$$D_{max} = 1 - \alpha$$

- b) através do ábaco da figura II.8 determina-se o valor da indutância boost  $L_b$ ;
- c) através dos ábacos das figuras II.9 e II.10, determina-se o maior e o menor fator de potência e a taxa de distorção harmônica esperados;
- d) finalmente, calcula-se os esforços nos componentes para que se possa efetuar o dimensionamento dos mesmos;
- e) para dimensionar o filtro de rede, determina-se a frequência de corte;
- f) verifica-se a relação entre a frequência de corte e a frequência da rede;
- g) determina-se o valor de  $R_{eq}$ ;
- h) determina-se o valor do capacitor  $C_f$ ;
- i) determina-se o valor do indutor  $L_f$ ;

## II.6 - Projeto de um Protótipo e Simulação por Computador

A fim de se realizar o projeto do estágio de entrada do ballast eletrônico, seguiu-se os passos indicados no item II.5. Desta forma, determina-se os parâmetros para que se possa realizar os cálculos.

$$\begin{aligned}V_{in} &= 220V & f_s &= 50\text{kHz} \\V_{inmin} &= 187V & f_r &= 60\text{Hz} \\V_{inmáx} &= 253V & P_o &= 250W \\V_o &= 400V\end{aligned}$$

Inicia-se calculando o valor da máxima razão cíclica que ocorrerá quando o conversor estiver operando com a máxima potência de saída e com a mínima tensão eficaz de entrada.

$$\alpha = \frac{V_{inmin} \cdot \sqrt{2}}{V_o}$$

$$\alpha = 0,661$$

$$D_{max} = 1 - \alpha \quad D_{max} = 0,339$$

Para que se possa determinar o valor da indutância boost usando os dados do ábaco da figura II.8, deve-se antes calcular o valor de  $\beta$ , assim:

$$\beta = \frac{1}{\alpha} \quad \beta = 1,513$$

Agora, através do ábaco:  $\overline{L}_b = 0,44$

E finalmente chega-se ao valor da indutância boost:

$$L_b = \frac{(V_{inmin} \cdot \sqrt{2})^2}{P_o} \cdot \frac{\overline{L}_b}{2 \cdot \pi \cdot f_s}$$

$$L_b = 391,8\mu H$$

O máximo fator de potência ocorrerá quando a tensão de entrada for mínima, ou seja, ocorrerá para  $\beta=1,513$ . Assim, com esse valor de  $\beta$  e os ábacos das figuras II.9 e II.10 obtém-se os valores do maior fator de potência e da menor taxa de distorção harmônica.

$$FP_{max} \cong 0,98 \qquad TDH_{min} \cong 20\%$$

Já o mínimo fator de potência e a maior taxa de distorção harmônica ocorrerão quando a tensão de entrada for máxima. Assim, calcula-se o valor de  $\alpha$  e  $\beta$  para esse ponto e novamente com os ábacos das figuras II.9 e II.10, obtém-se  $FP_{min}$  e  $TDH_{max}$ .

$$\alpha' = \frac{V_{inmax} \cdot \sqrt{2}}{V_0}$$

$$\alpha' = 0,894$$

$$\beta' = \frac{1}{\alpha'} \qquad \beta' = 1,118$$

$$FP_{min} \cong 0,94 \qquad TDH_{max} \cong 37\%$$

A fim de se determinar os esforços nos componentes, deve-se inicialmente calcular a corrente máxima de carga.

$$I_0 = \frac{P_0}{V_0} \qquad I_0 = 0,625 A$$

Agora, através dos ábacos das figuras II.11 e II.12 determina-se, respectivamente, as correntes eficaz e média normalizadas no interruptor  $S_b$ . Então, para  $\beta=1,513$ :

$$\overline{I_{s_b\ ef}} = 1,8 \qquad \overline{I_{s_b\ med}} = 0,81$$

Assim, pode-se determinar os esforços no interruptor:

$$I_{s_{bef}} = \overline{I_{s_{bef}}} \cdot I_0$$

$$I_{s_{bef}} = 1,125 A$$

$$I_{s_{med}} = \overline{I_{s_{med}}} \cdot I_0$$

$$I_{s_{med}} = 0,506 A$$

Analogamente, a fim de se determinar a corrente eficaz no diodo boost, com a ajuda do ábaco da figura II.13, faz-se:

$$\overline{I_{d_{bef}}} = 2,2$$

$$I_{d_{bef}} = \overline{I_{d_{bef}}} \cdot I_0 \quad I_{d_{bef}} = 1,375 A$$

A corrente eficaz no indutor boost é definida como:

$$I_{L_{bef}} = \sqrt{I_{s_{bef}}^2 + I_{d_{bef}}^2}$$

$$I_{L_{bef}} = 1,777 A$$

Agora, para o cálculo dos componentes do filtro de rede, inicialmente determina-se o valor da frequência de corte:

$$f_c = 0,1 \cdot f_s \quad (2.64)$$

$$f_c = 5 kHz$$

Pode-se verificar facilmente que a relação entre a frequência de corte do filtro e a frequência da rede é maior que 50, garantindo assim um defasamento mínimo entre a tensão e a corrente na entrada.

Agora, determina-se, através das equações (2.10) e (2.65), o valor da resistência equivalente vista dos terminais de saída do filtro :

$$I_p = \frac{311}{390 \cdot 10^{-6}} \cdot 8 \cdot 10^{-6} \cong 6,4 A$$

$$R_{eq} = \frac{V_p}{I_p} = \frac{311}{6,4} = 48,6 \Omega \quad (2.65)$$

Adota-se  $\zeta = 1,0$  e assim, através das equações (2.61) e (2.62) determina-se os valores dos componentes do filtro:

$$C_f = \frac{1}{R_{eq} \cdot 2 \cdot \zeta \cdot \omega_c} = 327 nF$$

$$L_f = \frac{1}{\omega_c^2 \cdot C_f} = 3 mH$$

## II.6.1 - Dimensionamento Físico dos Indutores [23]

Para o indutor boost, adota-se:

$$J_{max} = 300 \text{ (A/cm}^2\text{)} \quad B = 0,12 T \quad k_{ew} = 0,5$$

Assim :

$$AeAw = \frac{L_b \cdot I_p \cdot I_{L_{bef}} \cdot 10^4}{k_{ew} \cdot B \cdot J_{max}} = 2,45 cm^4 \quad (2.66)$$

Onde:

$k_{ew}$  : fator de utilização.

B : densidade de fluxo magnético.

Adotou-se um núcleo E42/15 IP6 da THORTON cujos dados são :

$$AeAw = 2,84 cm^4 \quad Ae = 1,81 cm^2$$

$$NL_b = \frac{L_b \cdot I_p \cdot 10^4}{B \cdot Ae} \quad (2.67)$$

$$NL_b = 114esp$$

$$L_g = \frac{NL_b^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot Ae \cdot 10^{-2}}{L_b} = 0,006cm \quad (2.68)$$

Para determinar a bitola do fio a ser utilizado, tem-se que:

$$S = \frac{IL_{hef}}{J_{max}} = 0,006cm^2 \quad (2.69)$$

Com relação à profundidade de penetração, deve-se garantir que o diâmetro do condutor seja igual ao dobro da profundidade de penetração.

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} = 0,034 \quad (2.70)$$

Assim, adota-se o fio 22AWG.

$$S_{fio} = 0,003255$$

$$N_{cond} = \frac{S}{S_{fio}} = 1,81 \quad (2.71)$$

Adota-se  $N_{cond} = 2$ .

Para o indutor  $L_f$ , foi utilizado um núcleo toroidal do tipo NT23 da THORTON, cujos dados são mostrados abaixo:

$$AL = 1700nH \quad (\text{fator de indutância})$$

$$Le = 5,58mm \quad (\text{comprimento médio})$$

$$Ae = 35,3mm^2 \quad (\text{área efetiva})$$

Assim, com o valor da indutância em nH, calcula-se o número necessário de espiras através da equação 2.72:

$$NL_f = \sqrt{\frac{L_f}{AL}} = \sqrt{\frac{3000000}{1700}} \quad (2.72)$$

$$NL_f = 42esp$$

## II.6.2 - Circuito de Comando

O circuito de comando do transistor  $S_b$  é baseado no CI 3524, que é um circuito integrado de controle PWM completo que pode ser alimentado com uma tensão CC entre 8 e 40V. No protótipo a ser implementado, todo o circuito de comando, com exceção do sensor passivo de infravermelho, será alimentado com 24V.

O 3524 possui duas saídas independentes em coletor aberto que podem fornecer uma corrente máxima de 100mA. Por isso, se faz necessária a colocação de um resistor que polarize e limite a corrente no transistor de saída. O sinal do 3524 é tratado, a fim de se obter um sinal de comando eficiente no gate do MOSFET. A finalidade deste tratamento é fazer com que a partir de um sinal do tipo visto na figura II.17a, obtenha-se um sinal do tipo apresentado em II.17b.



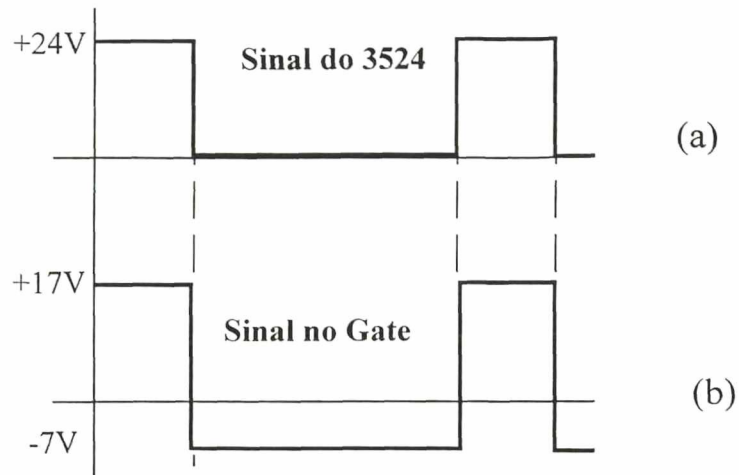


Fig. II.17 - Sinal de Gate.

Dessa forma, ataca-se o gate com uma tensão adequada, já que o mesmo não pode ser atacado com uma tensão superior a 20V e ao mesmo tempo aplica-se uma tensão negativa durante o bloqueio do MOSFET, garantindo assim a não ocorrência de disparos intempestivos que podem aparecer devido à oscilações oriundas do circuito de potência do inversor [25], principalmente quando este estiver trabalhando no modo ZCS, como será analisado mais a frente.

O circuito utilizado pode ser visto na figura II.18.

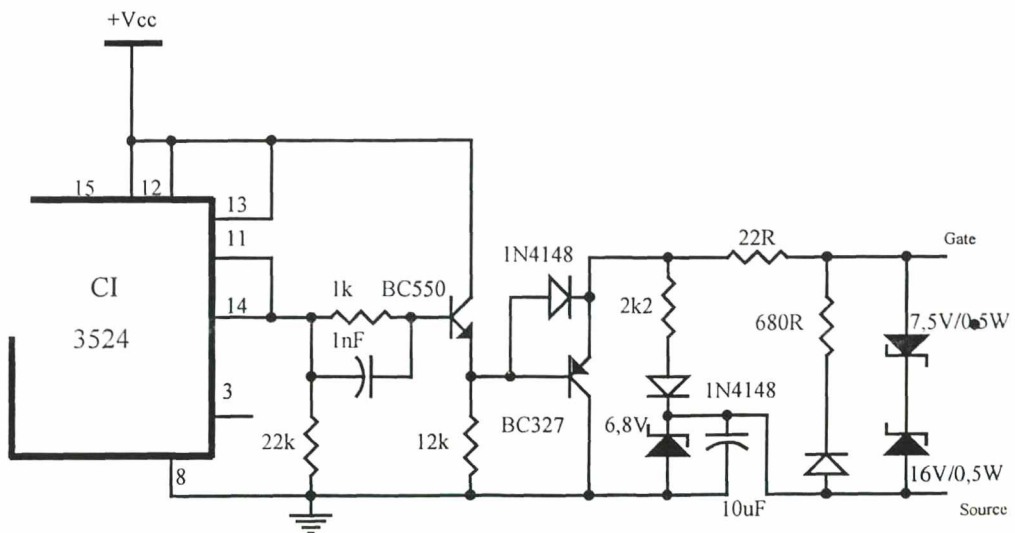


Fig. II.18 - Circuito "Driver" para o MOSFET.

Os transistores utilizados para atacar o gate são transistores bipolares de uso geral, sendo um BC550 e um BC327, que é responsável pela aplicação da tensão negativa no gate do MOSFET.

Para garantir que a tensão no barramento CC permaneça o mais constante possível, implementou-se um controlador PI utilizando-se o amplificador operacional interno do 3524. Tal controlador está representado na figura II.19.

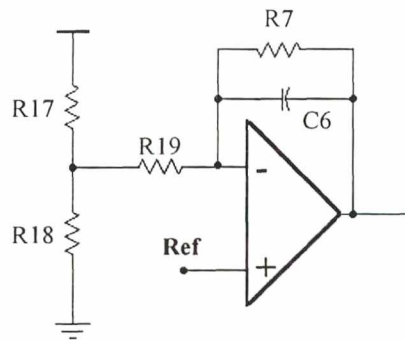


Fig. II.19 - Controlador PI.

No CI 3524 o pino 1 corresponde à entrada inversora, o pino 2 à entrada não inversora e o pino 9 à saída. O circuito concebido utilizando este CI é mostrado na figura II.20.

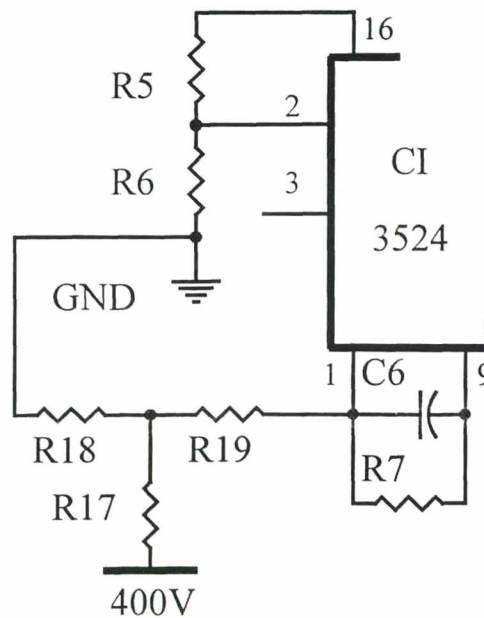


Fig. II.20 - Controlador PI usando 3524.

Para obter uma tensão constante na entrada não inversora, utiliza-se um divisor resistivo, no qual se aplica a tensão do pino 16 do CI, que é estabilizada internamente. Esta

tensão (2,5V), é comparada com uma amostra da tensão de entrada. Esta amostra é obtida através de um outro divisor resistivo formado pelos resistores R17 e R18. Para obter os valores de ambos os resistores, inicialmente arbitrou-se para R17 o valor de 560kΩ. Para que a tensão na entrada inversora supere a tensão na entrada não inversora, deve-se obter uma queda de tensão em R18 ligeiramente superior a 2,5V quando a tensão no barramento CC tender a 400V, assim obtém-se:

$$R18 = \frac{V_{R18} \cdot R17}{(V_o - V_{R18})} \quad (2.73)$$

$$R18 = 3,664k\Omega$$

A fim de se obter um valor de resistência próxima a calculada para R18, associou-se em série dois resistores, sendo um de 3,3kΩ e outro de 330Ω.

Para o cálculo dos demais componentes do compensador, arbitrou-se o ganho estático  $G \cong 0,2$ , a frequência de transição  $f_p \cong 60\text{Hz}$  e o valor de R19 em 10kΩ. Assim:

$$R7 = \frac{G}{R19} = \frac{10000}{0,2} \quad (2.74)$$

$$R7 = 50k\Omega$$

$$f_p = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R7 \cdot C6} \Rightarrow C6 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R7 \cdot f_p} \quad (2.75)$$

$$C6 = 56,4nF$$

No protótipo implementado foram adotados R19=10kΩ, R7=47kΩ e C6=47nF. Maiores detalhes sobre o compensador adotado podem ser obtidos na referência [23].

Um outro artifício que se fez necessário, foi o de limitar a razão cíclica máxima do interruptor Sb, a fim de se garantir que o conversor boost nunca opere no modo de condução contínua, nem que o controlador tente impor razão cíclica 1,0, caso a tensão de saída caia abaixo do valor estipulado no projeto, o que colocaria o interruptor em curto-circuito.

O circuito utilizado para que se possa obter a limitação da razão cíclica é mostrado na figura II.21.

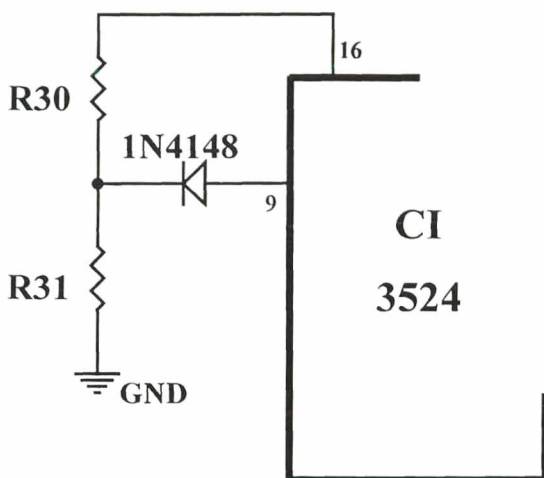


Fig. II.21 - Circuito para Limitação da Razão Cíclica.

O funcionamento do circuito de limitação de razão cíclica é baseado no fato de que no interior do CI 3524, o sinal de erro proveniente da saída do amplificador de erro do pino 9 é aplicada a um comparador, então, pode-se aplicar externamente um nível de tensão que seja proporcional à razão cíclica máxima desejada.

Desta forma, quando o sinal de erro interno for menor que a tensão sobre R31, o diodo 1N4148 estará bloqueado, fazendo com que a tensão na entrada do comparador interno não seja afetada por VR31. Quando o sinal de erro tender a um valor superior à queda de tensão em R31 somado à queda de tensão direta sobre o diodo, este entrará em condução limitando a razão cíclica.

Sabendo-se que a razão cíclica máxima já calculada é 0,33 e que a tensão no pino 9 pode variar entre 0,5V e 3,8V, pode-se determinar o valor da tensão no pino 9 para a razão cíclica desejada, assim:

$$V_{p9_{permitida}} = V_{p9_{max}} \cdot D_{max} \quad (2.76)$$

$$V_{p9_{permitida}} = 1,254V$$

Com este valor, calcula-se a tensão VR31, que corresponde a esta tensão menos a queda de tensão direta sobre o diodo:

$$VR31 = V_{p9_{permitida}} - V_d \quad (2.77)$$

$$VR31 = 1,254 - 0,7 = 0,554V$$

Agora, sabendo-se também que a tensão no pino 16 é regulada em 5V, arbitra-se o valor de R30, para então chegar-se a:

$$R30 = 22k\Omega$$

$$R31 = \frac{VR31 \cdot R30}{Vp6 - VR31} \quad (2.78)$$

$$R31 = \frac{0,554 \cdot 22000}{5 - 0,554} = 2,7k\Omega$$

Com relação à frequência de saída do CI, esta é determinada pela combinação dos valores do resistor ligado ao pino 6 ( $R_t$ ) e do capacitor ligado ao pino 7 ( $C_t$ ).

O valor desta capacitância pode variar entre 1nF e 100nF, e a resistência conectada ao pino 6 pode variar entre 1,8k $\Omega$  e 100k $\Omega$ .

A frequência, no caso do protótipo implementado onde conecta-se as duas saídas do CI em paralelo, pode ser calculada por:

$$fs = \frac{1,18}{R_t \cdot C_t} \quad (2.79)$$

Assim, pode-se arbitrar o valor de  $R_t$  (10k $\Omega$ ) e, sabendo-se que a frequência desejada é 50kHz, tem-se:

$$C_t = \frac{1,18}{fs \cdot R_t} \quad (2.80)$$

$$C_t = 2,3nF$$

Feito isso, chega-se finalmente ao circuito de comando completo que é mostrado na figura II.22.

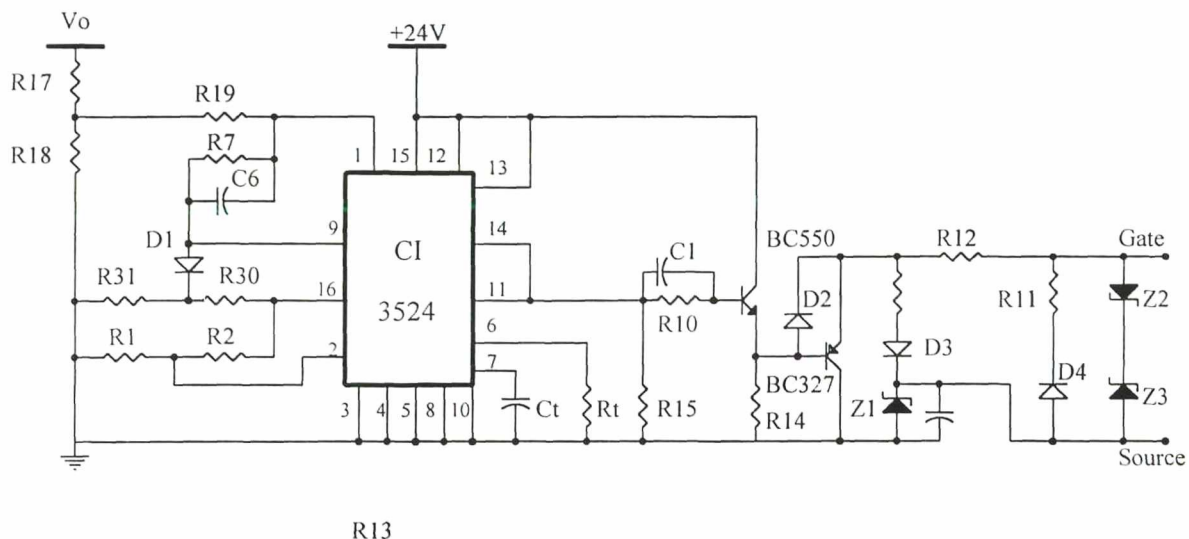


Fig. II.22 - Circuito de Comando do Estágio de Entrada.

A relação de componentes do circuito de comando do estágio de entrada é:

- C6 - Capacitor de poliéster metalizado 47nF
- C1 - Capacitor cerâmico 1nF
- Ct - Capacitor cerâmico 2,2nF
- C2 - Capacitor eletrolítico 10 $\mu$ F/25V
- D1, D2, D3, D4 - Diodo de uso geral 1N4148
- R1, R2, R19, R12, Rt - Resistor 10k $\Omega$ /0,25W
- R7 - Resistor 47k $\Omega$ /0,25W
- R10, R13 - Resistor 1k $\Omega$ /0,25W
- R11, R15 - Resistor 2,2k $\Omega$ /0,25W
- R14 - Resistor 12k $\Omega$ /0,25W
- R17 - Resistor 560k $\Omega$ /0,25W
- R18 - Associação de dois resistor 3,3k $\Omega$ +330 $\Omega$ /0,25W
- R30 - Resistor 22k $\Omega$ /0,25W
- R31 - Resistor 2,7k $\Omega$ /0,25W

Z1 - Diodo Zener 6,8V/0,5W

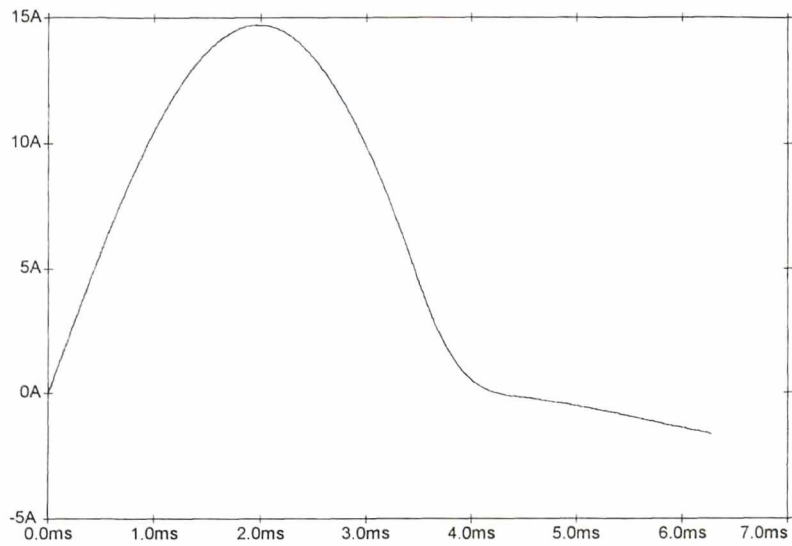
Z2 - Diodo Zener 7,5V/0,5W

Z3 - Diodo Zener 16V/0,5W

### **II.6.3 - Resultados de Simulação**

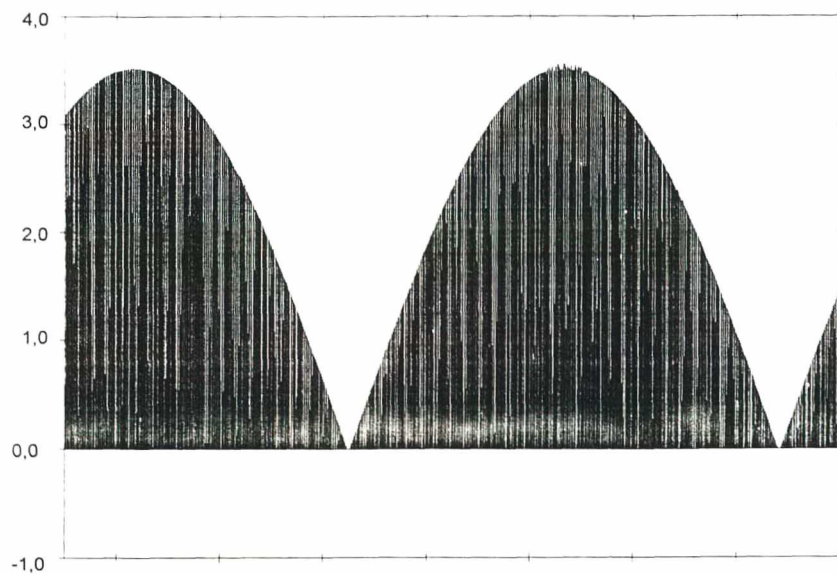
De posse dos dados apresentados no item anterior, realizou-se algumas simulações mostradas a seguir.

Na figura II.23 vê-se o comportamento da corrente de entrada no pior caso possível, ou seja, quando o circuito é energizado exatamente no pico da senóide da tensão de entrada. Assim, pode-se observar o maior pico de corrente que os diodos da ponte retificadora podem ter que suportar com um capacitor  $C_o$  de 23,5 $\mu$ F (dois capacitores de 47 $\mu$ F/250V associados em série). Sabendo-se que os diodos da série 1N400X suportam surtos de até 33A de pico durante 8,3ms com temperatura de junção máxima, pode-se, através da simulação apresentada, concluir que tais diodos estão perfeitamente adaptados ao funcionamento da estrutura. Dessa forma, pode-se utilizar quatro diodos 1N4007 para constituir a ponte retificadora.



*Fig. II.23 - Corrente de Entrada Durante o Transitório de Partida.*

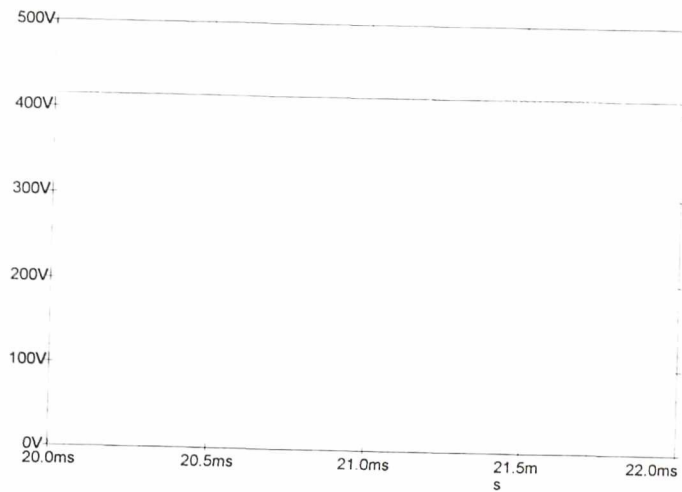
A figura II.24 apresenta a forma de onda da corrente na entrada do circuito, através da qual pode-se observar que com a alta frequência de comutação, os picos de corrente seguem naturalmente a forma de onda da tensão de entrada.



*Fig. II.24 - Corrente na Entrada do Indutor Boost.*

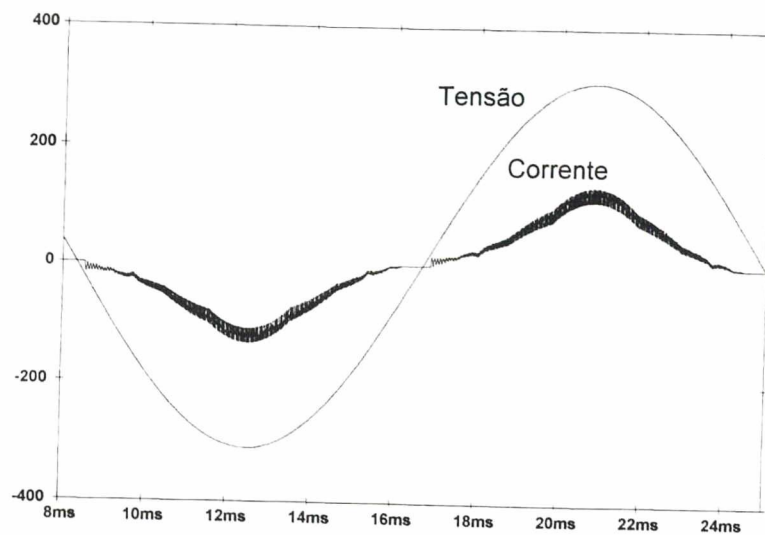


Na figura II.25 vê-se a tensão no capacitor de saída, que ficou próxima aos 400V. Este valor só não corresponde ao desejado porque a simulação apresentada foi realizada em malha aberta, com razão cíclica fixa.



*Fig. II.25 - Tensão no Barramento CC.*

Finalmente na figura II.26 pode-se observar a tensão e a corrente de entrada da rede. Pode-se observar que não há defasamento entre as duas grandezas, embora haja uma certa distorção harmônica na corrente de entrada, como já era previsto.

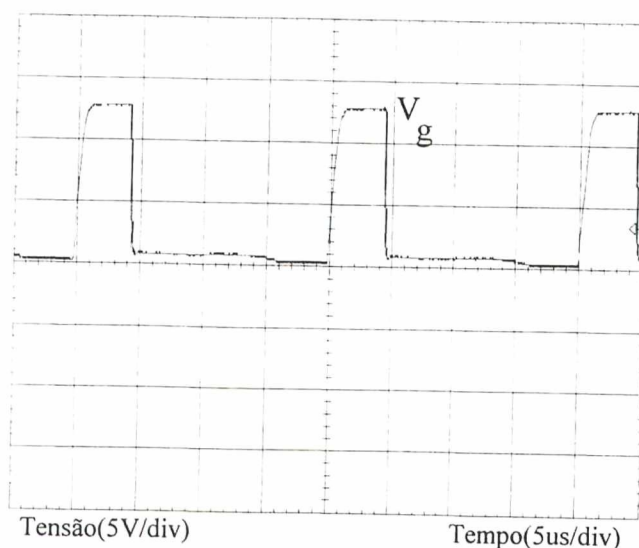


*Fig. II.26 - Tensão e Corrente na Entrada.*

Apesar da existência desta pequena distorção na forma da corrente ( $TDH \approx 28\%$ ), esta não compromete o fator de potência da estrutura, cujo valor obtido por simulação foi de 0,96.

## II.7 - Resultados Experimentais

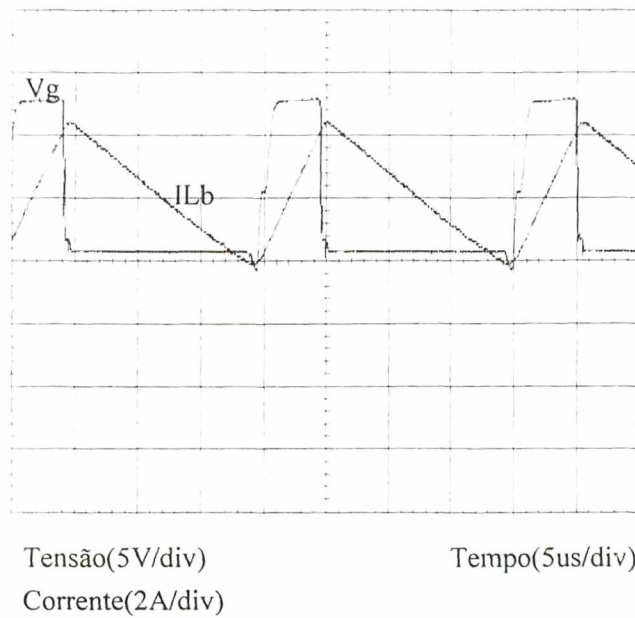
A partir de agora, são apresentados os resultados experimentais obtidos com o protótipo, operando independentemente do circuito inversor de saída, alimentando uma carga resistiva que corresponde a uma pequena sobrecarga de aproximadamente 10% da carga nominal, a fim de se comprovar o princípio de funcionamento. A primeira aquisição feita pode ser observada na figura II.27 onde é possível observar o sinal de gate do MOSFET.



*Fig. II.27 - Sinal de Comando do Mosfet.*

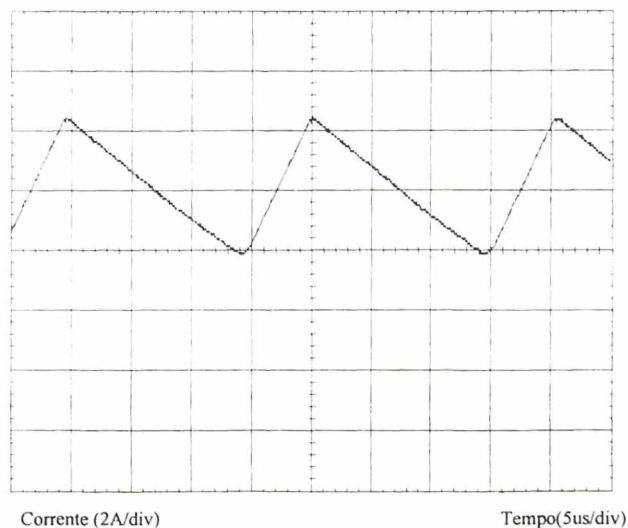
Através da figura II.27 pode-se observar que não há aplicação de tensão negativa no gate do MOSFET como foi proposto no item II.6.2, porque durante este experimento utilizou-se uma fonte de 15V e modificou-se o circuito de comando.

Na figura II.28 pode-se observar o sinal de gate e a corrente no indutor boost durante o pico da senóide de entrada, que é o caso crítico para garantir-se a condução descontinua.



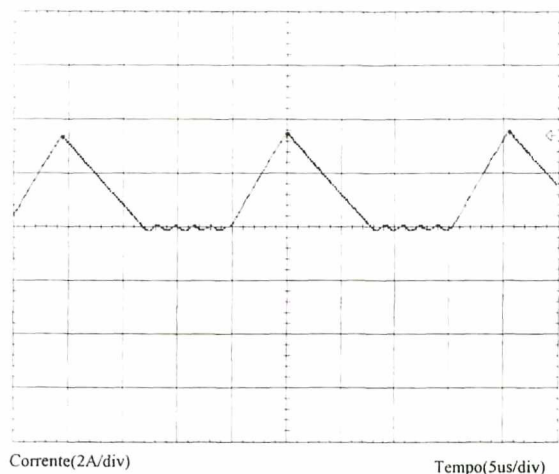
*Fig. II.28 - Tensão de Gate e Corrente no Indutor Boost.*

Para que se possa observar com maior nitidez a descontinuidade da corrente no indutor boost, a forma de onda desta corrente é mostrada novamente na figura II.29.



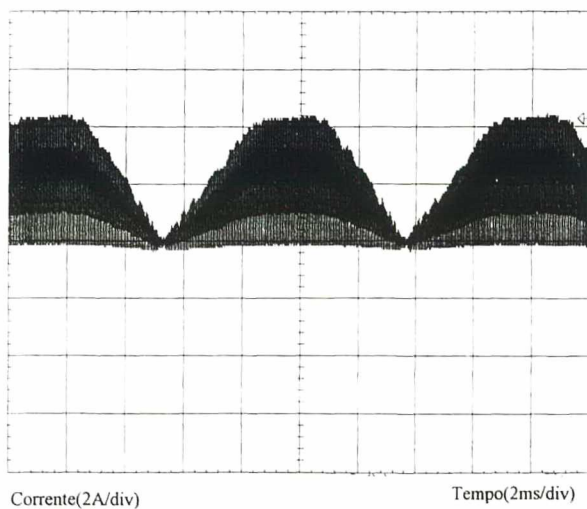
*Fig. II.29 - Corrente no Indutor Boost.*

Na figura II.30 é novamente mostrada a corrente no indutor boost, porém em um valor instantâneo menor da senóide da tensão de entrada a fim de se comprovar que é exatamente no pico da senóide que se localiza o ponto crítico para se garantir descontinuidade da corrente.



*Fig. II.30 - Corrente no Indutor Boost.*

A figura II.31 mostra a corrente na entrada do boost, agora para o intervalo de tempo correspondente a alguns semi-ciclos da rede. Através da figura II.24, pode-se comprovar a validação dos resultados obtidos por simulação.



*Fig. II.31 - Corrente no Indutor Boost.*

Nas figuras II.32 e II.33, são mostradas a tensão no interruptor e a corrente no indutor boost em dois pontos distintos da senóide de entrada. Como pode-se observar, quando a corrente no diodo extingue-se, ocorrem oscilações na tensão sobre o interruptor causadas pela recuperação do diodo boost.

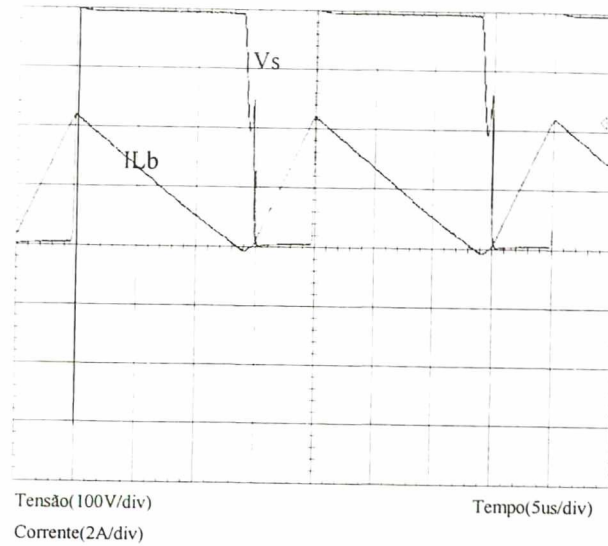


Fig. II.32 - Tensão no Transistor e Corrente em Lb.

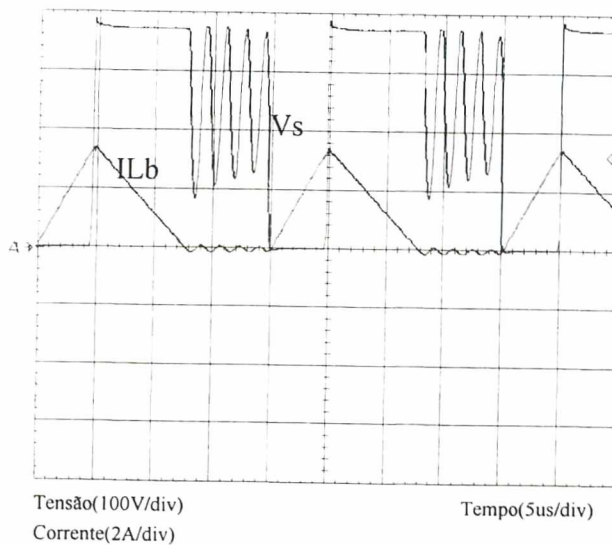


Fig. II.33 - Tensão no Transistor e Corrente em Lb.

Na figura abaixo, vê-se a variação da tensão na saída do boost, em função da variação da tensão da rede.

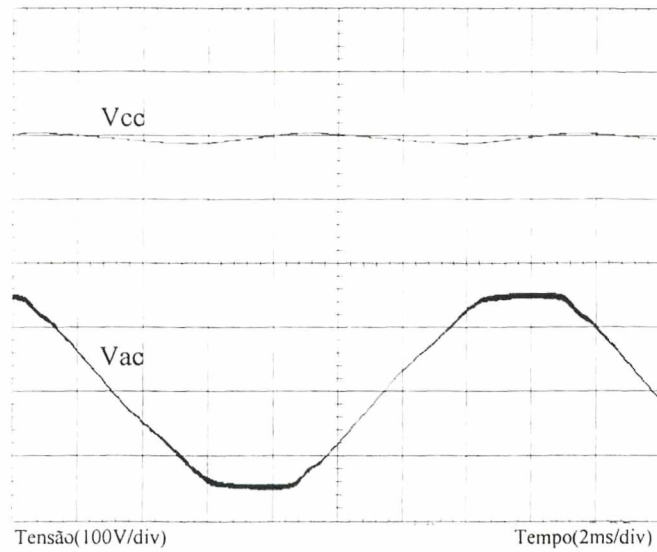


Fig. II.34 - Tensão na Entrada e no Barramento CC.

Finalmente, na figura II.35, ve-se a tensão da rede e a corrente drenada pelo boost. Como pode-se observar, devido à sobrecarga aplicada ao circuito, o filtro de linha não consegue filtrar com eficiência a alta frequência proveniente de comutação do MOSFET Sb, porém, ainda assim o circuito apresenta um desempenho satisfatório.

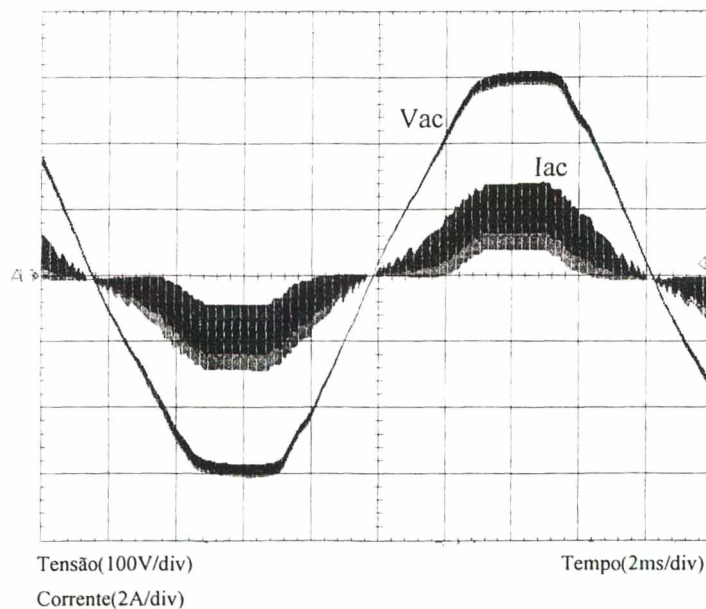


Fig. II.35 - Tensão e Corrente de Entrada

## II.8 - Conclusão

Neste capítulo foi apresentada uma metodologia de projeto para um estágio de entrada com correção de fator de potência, o que reduz as harmônicas, melhorando assim a qualidade da forma de onda da corrente solicitada do sistema elétrico.

A técnica utilizada foi a do conversor boost em modo de condução descontínuo. Foram realizadas simulações por computador e um protótipo foi implementado em laboratório, comprovando a validade da metodologia.

Tal técnica mostrou-se bastante interessante para a potência desejada e tem como principais vantagens a simplicidade de comando e as pequenas perdas de comutação, já que as perdas causadas pela recuperação do diodo boost são desprezíveis.

As principais desvantagens são as maiores perdas de condução devido ao valor de corrente eficaz mais elevado e um menor fator de potência total quando comparado aos resultados que se pode obter com o boost operando em condução contínua ou crítica.

# CAPÍTULO III

## ESTÁGIO INVERSOR

### III.1 - Introdução

Os reatores convencionais que utilizam bobinas e núcleo magnético, operando a 60Hz são os mais utilizados atualmente no mercado brasileiro. As principais desvantagens desses dispositivos são as perdas excessivas, que oscilam entre 20% e 30% da potência da lâmpada, o baixo fator de potência de entrada e a ocorrência do efeito estroboscópico.

Com o objetivo de sanar estes problemas surgiram os reatores eletrônicos, que ainda apresentam outras características de grande interesse que serão discutidas no decorrer deste capítulo, onde também é utilizada uma topologia para o estágio inversor do reator eletrônico para duas lâmpadas fluorescentes tubulares de 110W.

### III.2 - Características Ideais Para um Reator Eletrônico

No capítulo I foi feita uma breve análise sobre o comportamento das lâmpadas fluorescentes tubulares de baixa pressão operando em baixa e em alta frequência, através da qual conclui-se que as lâmpadas apresentam um aumento considerável no fluxo luminoso quando alimentadas em alta frequência. Também foi visto que o aquecimento dos eletrodos possibilita a partida em baixa tensão. É conveniente lembrar que a tensão de ignição deve ser a mínima necessária, pois tensões excessivas aceleram o desgaste dos eletrodos.

Quanto à forma de onda da corrente na lâmpada, esta deve ser a mais próxima possível de uma senóide, tendo em vista que as correntes circulantes nas harmônicas de



ordem superior diminuem a vida útil da lâmpada [6], além de interferir no funcionamento de outros equipamentos.

Baseado no que foi exposto, pode-se determinar como sendo características ideais para o reator eletrônico desejado:

01 - Apresentar pequeno volume e peso para diminuir a quantidade de material nas luminárias.

02 - Ser de baixo custo para poder concorrer com os sistemas tradicionais.

03 - Possuir as menores perdas possíveis.

04 - Estabilizar a descarga da lâmpada de maneira eficiente.

05 - Operar com alto fator de potência.

06 - Propiciar uma partida rápida e sem cintilamento da lâmpada.

07 - Não apresentar ruído audível.

08 - Operar em alta frequência.

09 - Permitir a troca de lâmpada com o circuito energizado.

10 - Ter isolamento galvânico entre o circuito e a carga.

11 - Operar normalmente uma única lâmpada, caso a outra chegue ao fim de sua vida útil, ou mesmo sem as duas lâmpadas.

### **III.3 - Topologia Proposta**

Baseado nas características supracitadas, escolheu-se dentre as configurações possíveis (ver referências [16], [26],[27], [28], [29] e [30]) a configuração meia ponte para o inversor, por ser esta de tecnologia dominada e também bastante adaptada para trabalhar com potências da ordem de 50 a 500W. O estágio de potência de tal estrutura pode ser observado na figura III.1.

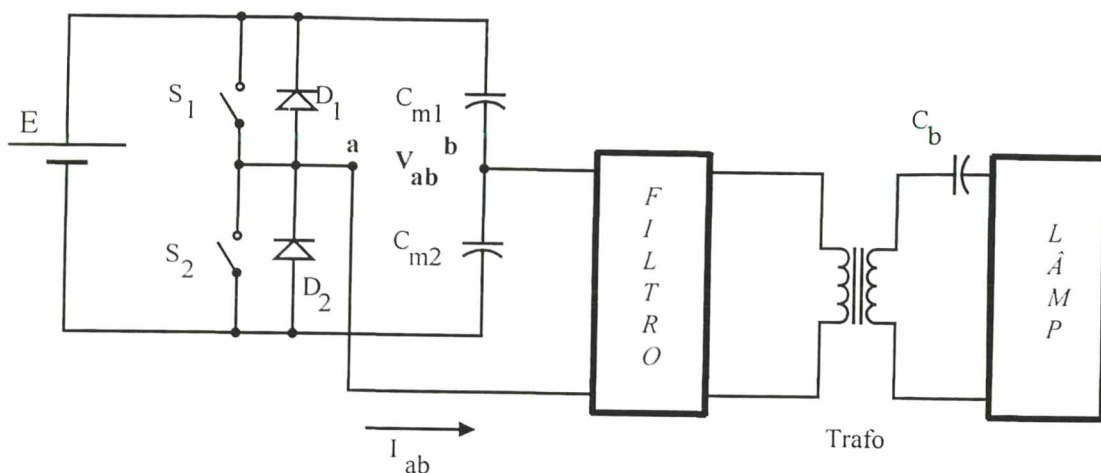


Fig. III.1 - Circuito de Potência do Inversor.

No circuito apresentado na figura III.1, identifica-se:

E - Fonte de alimentação CC.

$S_1, S_2$  - Transistores de potência.

$D_1, D_2$  - Diodos de roda livre.

$C_{m1}, C_{m2}$  - Capacitores de ponto médio.

$C_b$  - Capacitor ballast.

Trafo - Transformador para isolamento galvânico e adequação da tensão de partida da lâmpada.

LÂMP - Lâmpada de descarga fluorescente.

FILTRO - Filtro de harmônicas.

Tendo sido escolhida a topologia, pode-se observar ainda através da figura III.1 a presença do capacitor ballast  $C_b$ , cuja função é propiciar uma queda de tensão adequada, de modo a estabilizar e limitar a corrente na lâmpada após a sua ignição, já que antes disso praticamente não há circulação de corrente. A princípio, qualquer elemento passivo pode realizar estas funções, porém o capacitor é adotado por ser pequeno, econômico e não apresentar perdas por aquecimento.

O uso deste capacitor traz como grande inconveniente o fato de que da forma como é representada a estrutura, tem-se uma corrente de carga com característica capacitiva,

ou seja, tem-se uma corrente adiantada em relação à tensão, o que por sua vez provoca sobretensões nos MOSFET's no momento em que se processam seus bloqueios, já que durante o processo de roda livre a corrente de carga circula pelos diodos intrínsecos dos MOSFET's que possuem característica de comutação dissipativa. Para solucionar este problema foram propostas duas técnicas, que serão expostas no decorrer deste capítulo. A primeira delas consiste na utilização de um indutor  $L_c$ , aqui denominado indutor de comutação suave (figura III.2), que com um valor ajustado adequadamente, torna a corrente  $I_{ab}$  atrasada em relação à tensão  $V_{ab}$ , propiciando dessa forma uma comutação do tipo ZVS nos interruptores. A comutação ZVS ainda é vantajosa na medida em que reduz o nível de interferência eletromagnética e de rádio interferência [6].

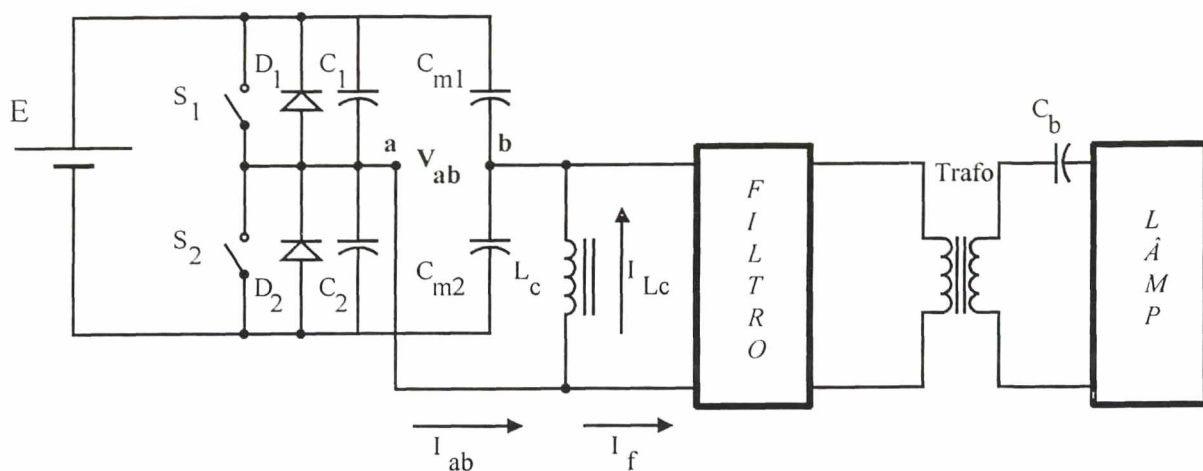


Fig. III.2 - Circuito de Potência do Inversor Usando Indutor  $L_c$ .

Onde :

$L_c$  - Indutor de comutação suave.

$C_1, C_2$  - capacitores de ajuda a comutação.

### III.3.1 - Análise Quantitativa e Qualitativa

A análise é feita iniciando-se com a apresentação das etapas de operação e das principais formas de onda.

Serão feitas algumas considerações a fim de simplificar a análise da estrutura:

- a) O conversor está operando em regime permanente.
- b) Os capacitores  $C_{m1}$  e  $C_{m2}$  são considerados como uma fonte de tensão constante e igual a  $E/2$ .
- c) Todos os semicondutores são ideais. Seus tempos de comutação e elementos parasitas são desprezados, as resistências de bloqueio são infinitas e as de condução são nulas.
- d) O transformador é ideal.
- e) A corrente  $I_{ab}$  é constante durante o período de comutação.
- f) O filtro se comporta como uma fonte de corrente senoidal.

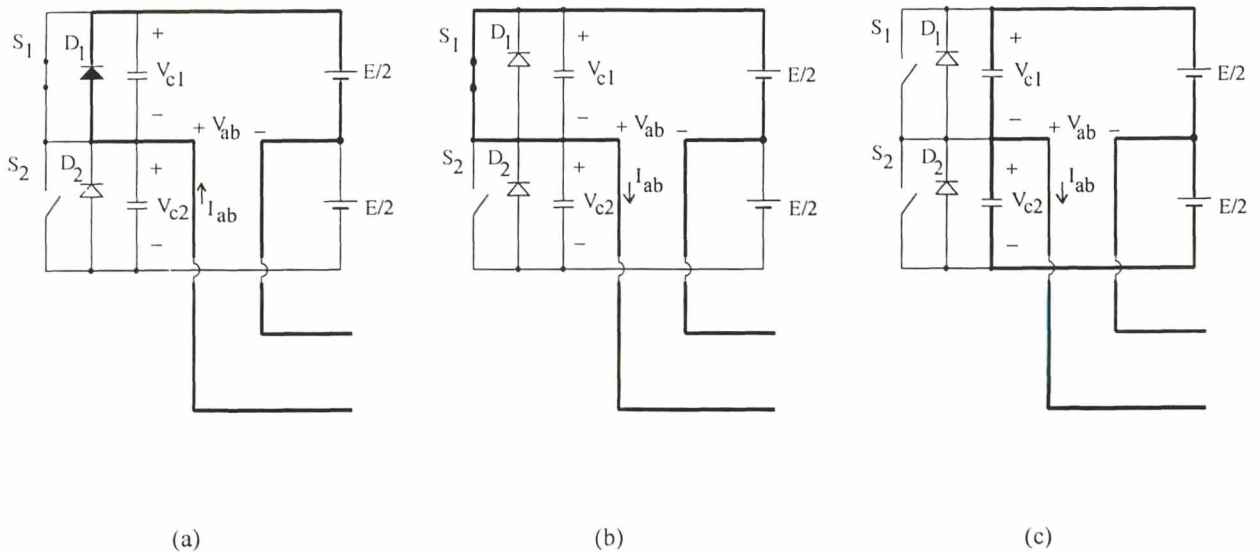
Serão descritas as etapas de operação para meio período de funcionamento da estrutura, já que o mesmo é simétrico. Os estados topológicos das etapas de operação podem ser vistos na figura III.3.

Na primeira etapa (figura III.3a), o diodo  $D_1$  conduz a corrente  $I_{ab}$ . O MOSFET  $S_1$  é comandado, porém só entrará em condução quando houver inversão no sentido da corrente. Durante este intervalo :  $V_{S1}=0$ ,  $V_{S2}=V_{C2}=E$ ,  $V_{ab}=E/2$ .

Na etapa seguinte (figura III.3b), após a inversão na corrente  $I_{ab}$ , ocorre o bloqueio natural do diodo  $D_1$  e o MOSFET  $S_1$  entra em condução sob tensão nula, caracterizando assim a comutação ZVS. Durante este intervalo :  $V_{S1}=0$ ,  $V_{S2}=V_{C2}=E$ ,  $V_{ab}=E/2$ .

Finalmente a última etapa que está representada na figura III.3c, inicia-se quando o transistor  $S_1$  é comandado a bloquear, assim a corrente que circulava por  $S_1$  é imediatamente transferida para os capacitores  $C_1$  e  $C_2$ . A tensão sobre o capacitor  $C_1$  cresce linearmente de 0 até  $E$ , enquanto a tensão sobre o capacitor  $C_2$  decresce na mesma proporção

de  $E$  até  $0$ . Esta etapa dura até o instante em que finaliza este semi-ciclo. A corrente  $I_{ab}$  neste instante deve ser suficientemente grande para assegurar uma transição completa de tensões nos capacitores. Durante esta etapa ocorre também a inversão da polaridade da tensão  $V_{ab}$ . O semi-ciclo seguinte inicia-se quando as correntes no capacitores  $C_1$  e  $C_2$  se anulam, transferindo assim a corrente para o diodo  $D_2$  e repetindo-se todo o processo.



*Fig. III.3 - Etapas de Operação do Circuito Inversor Usando Indutor de Comutação Suave Para Meio Período de Funcionamento.*

As principais formas de onda que representam o funcionamento da estrutura são apresentadas na figura III.4.

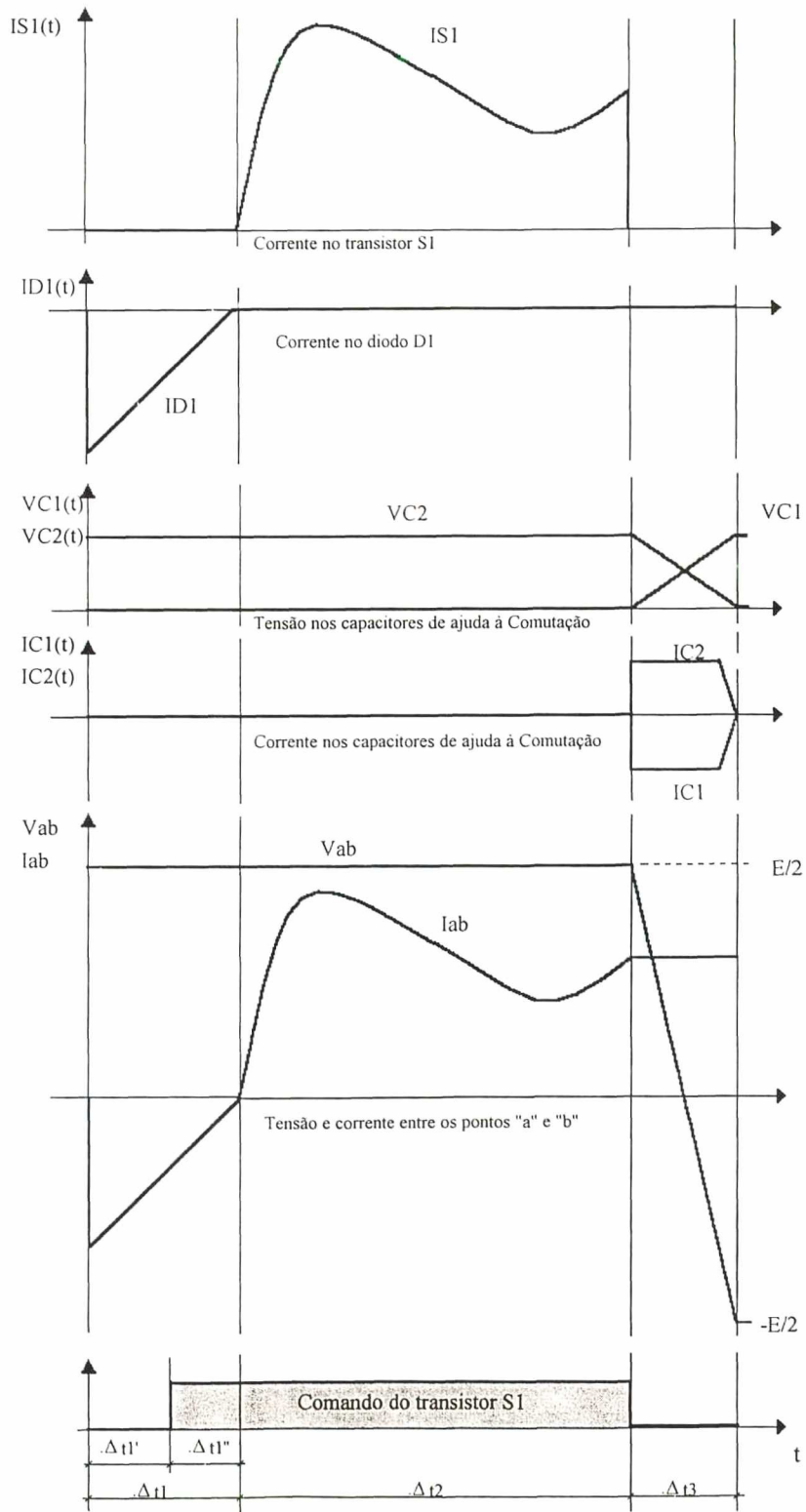


Fig. III.4 - Principais Formas de Onda Para Meio Período de Funcionamento do Inversor.

Como pode ser visto na figura III.5, a corrente  $I_{ab}$  fornecida pelo inversor pode ser decomposta em duas outras correntes distintas; a corrente  $I_f$  que atravessa o filtro em direção à carga e a corrente  $I_{Lc}$  que atravessa o indutor de comutação suave. A corrente  $I_{Lc}$  está atrasada em relação à tensão  $V_{ab}$  e a corrente  $I_f$  está adiantada em relação à  $V_{ab}$ , haja visto que a carga tem característica capacitiva pela contribuição de  $C_b$ .

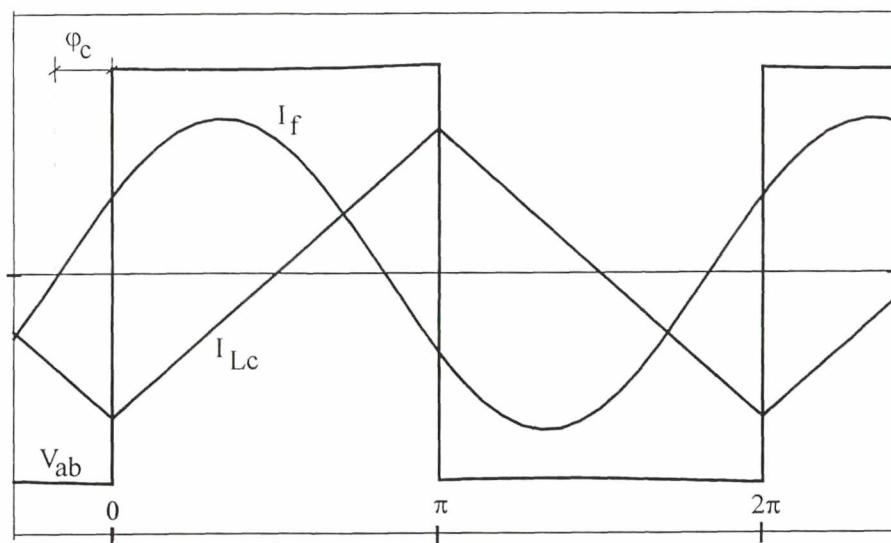


Fig. III.5 - Correntes  $I_f$  e  $I_{Lc}$  referidas no tempo pela tensão  $V_{ab}$ .

A função que representa a onda triangular ( $I_{Lc}(t)$ ), em série de Fourier é:

$$f(t) = \frac{-8}{\pi} \cdot A \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^2} \cdot \cos n\omega t \quad (3.1)$$

Onde:

$n$  = ordem da harmônica (somente ímpar)

$A$  = amplitude da onda

$\omega$  = frequência angular [rad/s]

Deste modo, a corrente  $I_{Lc}$  fica definida no tempo por:

$$i_{Lc}(t) = \frac{-8 \cdot I_{Lcmax}}{\pi^2} \left( \cos wt + \frac{1}{9} \cos 3wt + \frac{1}{25} \cos 5wt \dots \right) \quad (3.2)$$

Onde a corrente  $I_{Lcmax}$  é dada por:

$$I_{Lcmax} = \frac{E}{8 \cdot L_c \cdot f_s} \quad [A] \quad (3.3)$$

Onde:

$f_s$  - frequência de comutação [Hz]

$L_c$  - indutância de comutação suave [H]

$E$  - tensão de alimentação [V]

A corrente  $I_{ab}$  fica então definida no tempo como:

$$i_{ab}(t) = i_f(t) + i_{Lc}(t) \quad (3.4)$$

$$i_{ab}(t) = I_{fmax} \cdot \text{sen}(wt + \varphi_c) - \frac{8 \cdot I_{Lcmax}}{\pi^2} \left( \cos wt + \frac{1}{9} \cos 3wt + \frac{1}{25} \cos 5wt \dots \right) \quad (3.5)$$

Onde :

$\varphi_c$  = ângulo de defasagem da carga [rad/s]



## III.3.2 - Descrição dos Componentes do Inversor

Neste item é feita uma análise da função de cada um dos componentes constituintes do inversor proposto utilizando o indutor de comutação suave  $L_C$ .

### III.3.2.1 - Capacitor Ballast

O capacitor ballast é usado com a finalidade de propiciar uma queda de tensão adequada, realizando assim a estabilização do funcionamento da lâmpada e limitando a corrente que circula através da mesma após sua ignição. Como já foi citado anteriormente, qualquer elemento passivo poderia ser utilizado para realizar esta função, mas opta-se pelo uso do capacitor porque ele apresenta algumas vantagens com relação aos outros componentes que poderiam substituí-lo [6].

O valor da queda de tensão no capacitor ballast deve ser:

$$\Delta V_b = V_{ig} - V_L \quad (3.6)$$

Onde :

$\Delta V_b$  : queda de tensão no capacitor [V]

$V_{ig}$  : tensão de ignição da lâmpada [V]

$V_L$  : tensão nominal de operação da lâmpada [V]

As tensões de ignição e de operação variam conforme o tipo e a potência da lâmpada. Para as lâmpadas de 110W operando em 60Hz, a tensão de ignição pode aproximar-se dos 500V eficazes. Quando a lâmpada é alimentada em alta frequência, sua tensão de ignição fica entre 250V e 350V, estando os eletrodos pré-aquecidos/não pré-aquecidos. Segundo a NBR 5115 [2], a tensão sobre as lâmpadas de 110W deve ficar entre 135 e 165V e a corrente nominal deve ser de 800mA.

Substituindo-se  $\Delta V_b$  na equação (3.6) pelos parâmetros do circuito e isolando-se o valor de  $C_b$ , chega-se a:

$$C_b = \frac{1}{\omega s \cdot R_L \cdot \sqrt{\frac{V_{ig}^2}{V_L^2} - 1}} \quad (3.7)$$

Onde :

$R_L$  : resistência equivalente da lâmpada [ $\Omega$ ]

$\omega s$  : frequência angular de comutação[rad/s]

### III.3.2.2 - Capacitores de Ajuda a Comutação

Durante o intervalo  $\Delta t_3$  representado na figura III.4, o circuito pode ser representado pela Figura III.6. Como esta etapa é muito rápida (ns), devido à frequência de comutação e os valores das capacitâncias envolvidas, pode-se considerar a corrente  $I_{ab}$  constante.

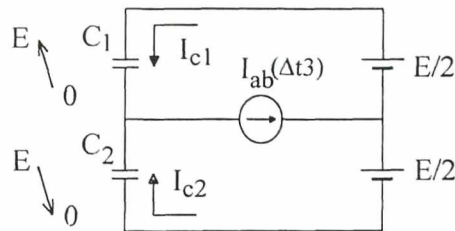


Fig. III.6 - Circuito Equivalente Para o Intervalo  $\Delta t_3$ .

O dimensionamento de  $C_1$  e  $C_2$  é dado por:

$$C_1 = C_2 > \frac{I_{ab}(\Delta t_3) \cdot \Delta t_3}{2 \cdot E} \quad (3.8)$$

Onde:

$I_{ab}(\Delta t_3)$  - valor da corrente  $I_{ab}$  no instante  $\Delta t_3$

### III.3.2.3 - Capacitores de Ponto Médio

Como o próprio nome diz, os capacitores de ponto médio, são capacitores divisores de tensão utilizados a fim de que se possa obter o funcionamento da estrutura. Mais informações sobre o dimensionamento destes capacitores podem ser obtidas na referência [6].

O valor das capacitâncias necessárias é dado por:

$$C_{m1} = C_{m2} = \frac{I_{ab}(\Delta t_3)}{8 \cdot \Delta V \cdot f_s} \quad (3.9)$$

Onde :

$\Delta V$  : variação da tensão média sobre o capacitor.

### III.3.2.4 - Filtro de Harmônicas

Para a escolha da topologia ideal para o filtro, diversos fatores devem ser levados em conta, porém os principais são:

1<sup>o</sup> - Uma boa atenuação das harmônicas de ordem superior, principalmente a de 3<sup>a</sup> ordem, haja visto que na entrada do filtro tem-se uma forma de onda quadrada sem modulação. Como foi abordado anteriormente, quanto mais livre de harmônicas estiver a corrente da lâmpada, maior será a sua vida útil.

2<sup>o</sup> - Garantia de uma tensão constante mesmo com a variação da carga. Esta característica é fundamental para que em sistemas com várias lâmpadas, na falta de uma delas, as restantes operem normalmente e, ainda, quando uma lâmpada chegar ao fim de sua vida útil tenha-se a possibilidade de substituição com o circuito energizado. Isto acarreta num maior conforto ao usuário, que não corre o risco de ficar em ambiente mal iluminado e, ainda, reduz o tempo de manutenção.

Estes aspectos demonstram que o filtro tem uma função primordial no desempenho da topologia proposta. Maiores detalhes sobre topologias de filtros podem ser observadas na referência [24] e especificamente sobre o filtro adotado neste trabalho na referência [6].

A topologia proposta é vista na figura III.7. Trata-se de um filtro LCLC série-paralelo, que atende as características desejadas e, ainda, tem-se a vantagem de poder usar a indutância de magnetização do transformador como elemento do filtro.

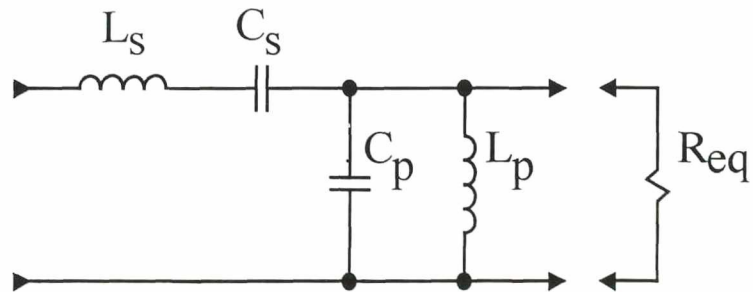


Fig. III.7 - Topologia do Filtro de Harmônicas.

A função de transferência do filtro é dada pela equação (3.10) :

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{L_p C_s S^2}{C_s L_s L_p C_p S^4 + \frac{L_p C_s L_s}{R_{eq}} S^3 + (L_p C_p + C_s L_s + L_p C_s) S^2 + \frac{L_p}{R_{eq}} S + 1} \quad (3.10)$$

Onde:

$L_s$  - indutor do ramo série [H]

$C_s$  - capacitor do ramo série [F]

$L_p$  - indutor do ramo paralelo [H]

$C_p$  - capacitor do ramo paralelo [F]

$R_{eq}$  - resistência de carga equivalente [ $\Omega$ ]

O ganho de tensão do filtro é dado pela expressão abaixo.

$$G = \frac{V_o(S)}{V_i(S)} = \frac{1}{\sqrt{\left[1 - x_r \left(2 - \frac{1}{w^2} - w^2\right)\right]^2 + \frac{1}{Q^2} \left(w - \frac{1}{w}\right)^2}} \quad (3.11)$$

Onde:

$V_i$  é o valor da fundamental da tensão de saída.

$V_o$  é o valor da fundamental da tensão de entrada. Como tem-se uma onda quadrada de amplitude  $E/2$ ,  $V_o$  fica definido por:

$$V_o = \frac{2 \cdot E}{\pi \cdot \sqrt{2}} \quad (3.12)$$

$Q$  é o fator de qualidade do filtro dado por:

$$Q = w_r \cdot C_s \cdot R_{eq} \quad (3.13)$$

$x_r$  é a relação entre os elementos dos ramos, dada por:

$$x_r = \frac{L_s}{L_p} = \frac{C_p}{C_s} \quad (3.14)$$

$w$  é a relação entre a frequência angular de comutação e de ressonância:

$$w = \frac{w_s}{w_r} \quad (3.15)$$

$w_r$  é dada por:

$$w_r = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}} \quad [rad / s] \quad (3.16)$$

O percentual de distorção das harmônicas de ordem superior é dado por:

$$H_n \% = \frac{V_o(nS)}{V_o(S)} = \sqrt{\frac{\left[1 - x_r \left(2 - \frac{1}{w^2} - w^2\right)\right]^2 + \frac{1}{Q^2} \left(w - \frac{1}{w}\right)^2}{\left[1 - x_r \left(2 - \frac{1}{n^2 w^2} - w^2\right)\right]^2 + \frac{1}{Q^2} \left(nw - \frac{1}{nw}\right)^2}} \cdot \frac{100}{n} \quad (3.17)$$

Através das equações (3.11) e (3.17) pode-se traçar os ábacos das figuras III.8 a III.11.

Através do ábaco da figura III.8, pode-se observar que, operando com  $w=1$ , ou seja, a frequência de comutação igual à frequência de ressonância do filtro ( $w_s = w_r$ ), mesmo com uma grande variação de  $Q$ , o ganho de tensão do filtro continua sendo unitário. Assim, pode-se manter a tensão constante na saída do filtro mesmo variando-se a carga.

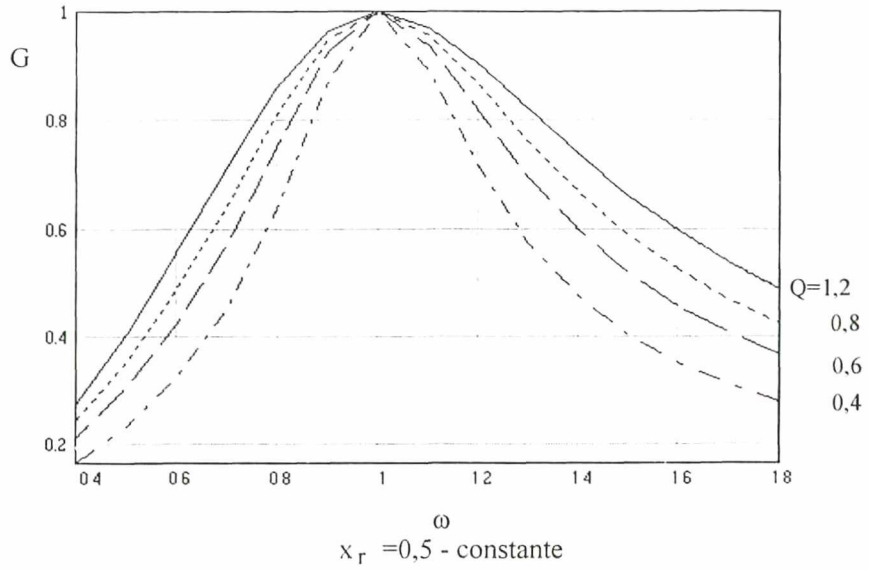


Fig. III.8 - Relação Entre Ganho de Tensão e  $w$ .

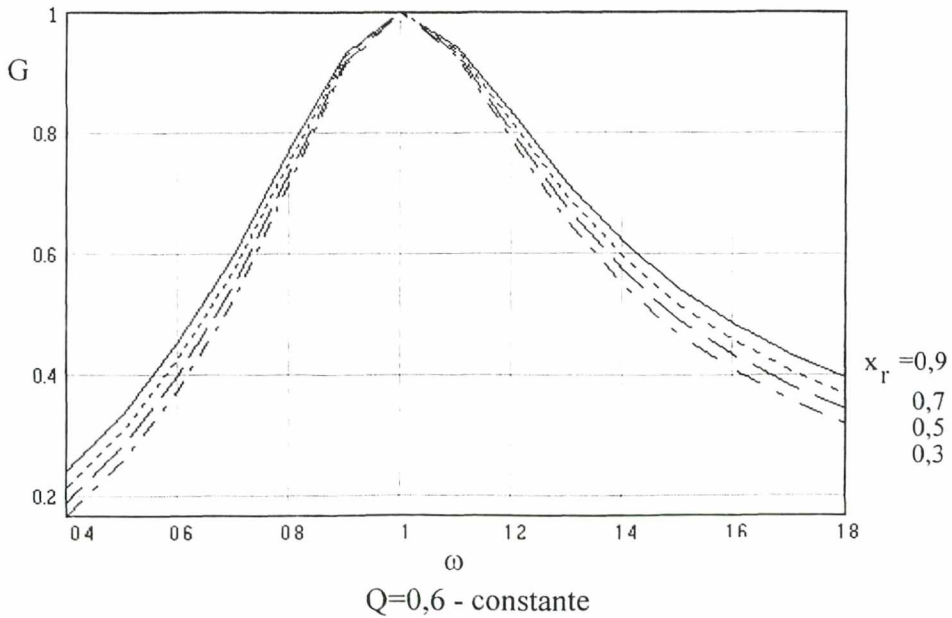


Fig. III.9 - Relação Entre Ganho de Tensão e  $w$ .

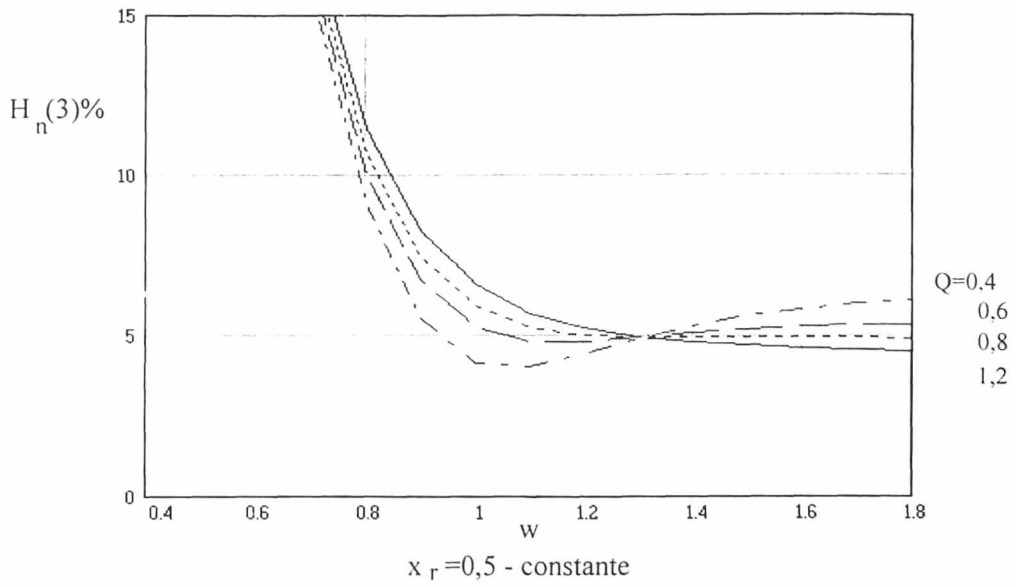


Fig. III.10 - Relação Entre Percentual de Distorção Harmônica e  $w$ .

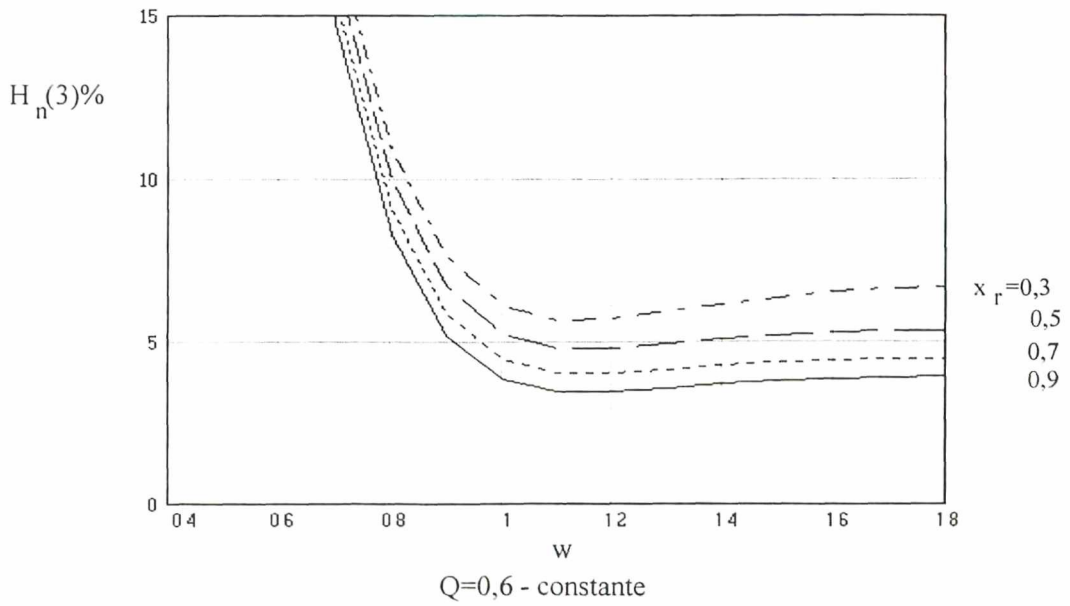


Fig. III.11 - Relação Entre Percentual de Distorção Harmônica e  $w$ .

É importante salientar que tal filtro, quando operando com  $w_r=1$ , não afeta a fase da corrente que o atravessa.

### III.3.2.5 - Transformador

Na topologia proposta na figura III.1, o transformador é responsável por cinco funções distintas:

- 1 - Realiza o isolamento galvânico entre o circuito de potência e a carga.
- 2 - Adapta a tensão disponível na saída do filtro de harmônicas à tensão necessária para realizar a ignição da lâmpada.
- 3 - Sua indutância magnetizante é aproveitada como um elemento do filtro de harmônicas, como será visto mais adiante.
- 4 - Possibilita a ligação de mais de uma lâmpada através da adição de enrolamentos secundários, tantos quantos forem necessários, havendo assim independência de funcionamento das lâmpadas.
- 5 - Através de enrolamentos auxiliares, o transformador pode fornecer a tensão necessária para o aquecimento dos eletrodos da lâmpada e para a fonte de comando dos interruptores.

### III.3.2.6 - Dimensionamento do Indutor de Comutação Suave (ZVS)

Da equação (3.5), o valor de  $L_c$ , para que a corrente  $I_{ab}$  tenha característica indutiva, deve ser tal que, para  $i_{ab}(t)=0 \Rightarrow \omega t > 0$ . Assim, fazendo-se uma composição das equações (3.5) e (3.3) e isolando-se  $L_c$ , chega-se a:

$$L_c = \frac{E \cdot \left( \cos \omega t + \frac{1}{9} \cos 3\omega t + \frac{1}{25} \cos 5\omega t \right)}{I_{fmax} \cdot \sin(\omega t + \varphi_c) \cdot f_s \cdot \pi^2} \quad (3.18)$$

$I_{fmax}$  é a corrente de carga referida ao lado primário do transformador. Assim:

$$I_{fmax} = \frac{I_{carga} \cdot \sqrt{2}}{a} \quad (3.19)$$



Onde:

a : relação de transformação.

Desta maneira a indutância  $L_C$  fica caracterizada pelos parâmetros do circuito e em função apenas de  $\omega t$ . O seu valor será crítico quando para  $i_{ab}(t)=0 \Leftrightarrow \omega t=0$ . Neste caso, substituindo-se o valor de  $\omega t=0$  (ângulo crítico) na equação (3.18), encontra-se o valor da  $L_C$  crítica:

$$L_{c\text{critica}} = \frac{1,15 \cdot E}{I_{f\text{max}} \cdot \text{sen } \varphi_c \cdot f_s \cdot \pi^2} \quad (3.20)$$

### III.3.2.7 - Corrente Eficaz nos Transistores

Antecipando-se ao critério de escolha dos componentes do circuito, consideram-se os transistores  $S_1$  e  $S_2$  como transistores MOSFET's. Assim a corrente que atravessa esses transistores é a soma de  $I_{S1}$  e  $I_{D1}$ , pois, os MOSFET's possuem um diodo intrínseco em anti-paralelo.

A contribuição das harmônicas de ordem superior na corrente eficaz dos interruptores é muito pequena. Portanto, a contribuição de  $I_{L_C}$  na corrente eficaz é dada principalmente pela sua fundamental, que segundo a equação (3.2) está sob a forma:

$$i_{Lc(1)}(t) = \frac{-8 \cdot I_{Lc\text{max}}}{\pi^2} \cos \omega t \quad (3.21)$$

A corrente sobre os transistores fica então expressa da seguinte maneira:

$$i_s(t) = i_{Lc(1)}(t) + i_f(t) = I_{f\text{max}} \text{sen}(\omega t + \varphi_c) - \frac{8 \cdot I_{Lc\text{max}}}{\pi^2} \cos \omega t \quad (3.22)$$

A corrente eficaz é dada por:

$$I_{S_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \left( I_{f\text{max}} \text{sen}(\omega t + \varphi_c) - \frac{8 \cdot I_{Lc\text{max}}}{\pi^2} \cos \omega t \right)^2 d\omega t} \quad (3.23)$$

Desenvolvendo a equação (3.23) chega-se a:

$$I_{S_{ef}} = \frac{1}{2\pi^2} \sqrt{I_{f \max}^2 \cdot \pi^4 + 64 \cdot I_{L_c \max}^2 - 16 \cdot I_{f \max} \cdot I_{L_c \max} \cdot \text{sen} \varphi_c \cdot \pi^2} \quad (3.24)$$

### III.4 - Metodologia de Projeto Usando Indutor de Comutação Suave

Para determinar todos os componentes do circuito inversor utilizando a estrutura aqui proposta, deve-se:

- 1 - Encontrar o ponto de Operação da Lâmpada ( $V_L$  e  $I_L$ ), a fim de calcular a resistência equivalente  $R_L$ .
- 2 - Calcular o valor do capacitor ballast.
- 3 - Calcular o ângulo de deslocamento da carga.
- 4 - Calcular os parâmetros do transformador.
- 5 - Calcular o indutor  $L_C$ .
- 6 - Calcular os valores dos elementos do filtro.
- 7 - Dimensionar os interruptores.
- 8 - Dimensionar os capacitores de ponto médio e de ajuda à comutação.

### III.5 - Projeto de um Protótipo Usando Indutor de Comutação Suave e Simulação por Computador

Seguindo os passos indicados no item anterior, inicia-se determinando em laboratório os valores de corrente e de tensão na lâmpada para o ponto de operação na potência nominal. Assim, sabendo-se que para a lâmpada a ser alimentada,  $V_L=135V$  e  $I_L=800mA$ , tem-se:

$$R_{L_i} = \frac{V_L}{I_L} = 168,75\Omega \quad (3.25)$$

Para que se possa determinar o valor do capacitor ballast, deve-se antes arbitrar o valor da frequência de comutação a ser utilizada no inversor. Existe uma tendência mundial em operar os reatores eletrônicos numa faixa entre 20kHz e 50kHz. Esta faixa de frequência é bastante extensa porque as características de desempenho da lâmpada não mudam em alta frequência, porém, segundo a referência [31], deve-se evitar a faixa entre 33kHz e 45kHz porque a operação de reatores eletrônicos nestas frequências, em ambientes onde existam aparelhos com controle remoto por infravermelho, pode causar interferência nos comandos do controle remoto, já que estes aparelhos costumam trazer um ou dois filtros na entrada do seu sensor infravermelho sintonizados nessas frequências. Baseado nisso, escolheu-se a frequência de 20kHz e, assim, pôde-se calcular o valor do capacitor ballast conforme a equação (3.7):

$$C_b = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 20000 \cdot 168,75 \cdot \sqrt{\frac{310^2}{135^2} - 1}}$$

$$C_b = 22,813nF$$

Calculado  $C_b$ , pode-se calcular o ângulo de defasamento entre a tensão  $V_{ab}$  e a corrente  $I_f$ (ver figura III.5):

$$\varphi_c = -\operatorname{tg}^{-1}\left(\frac{-1}{\omega S \cdot C_b \cdot R_L}\right) \quad (3.26)$$

$$\varphi_c = 1,12 \cong 64,1^\circ$$

Seguindo os passos indicados no item anterior, deve-se agora calcular os parâmetros do transformador, para tanto, necessita-se dos seguintes dados:

$S_t$  [VA] : potência aparente nominal.

$f_s$  [Hz] : frequência nominal de operação.

$\Delta T$  [°C] : variação de temperatura estimada.

$V_{s1}=V_{s2}$  [V] : tensão nos enrolamentos dos secundários principais.

$V_{a1}=V_{a2}=V_{a3}=V_{a4}$  [V] : tensão nos enrolamentos de aquecimento dos eletrodos.

$V_{aux}$  [V] : tensão no enrolamento da fonte de comando.

A potência aparente do transformador ( $S_t$ ) é dada pelo somatório das potências de todas as saídas, assim:

$$S_S = V_S \cdot I_L = V_{ig} \cdot I_L = 310 \cdot 0,8 = 248VA \quad (3.27)$$

$$S_a = V_e \cdot I_e = 3,0 \cdot 0,3 = 0,9VA \quad (3.28)$$

$$S_{aux} = V_{aux} \cdot I_{aux} = 26 \cdot 0,350 = 9,1VA \quad (3.29)$$

Onde :

$S_S$  : potência em um dos enrolamentos secundários principais.

$V_S$  : tensão em um dos enrolamentos secundários principais, que deve fornecer a tensão de ignição da lâmpada.

$S_a$  : potência entregue aos eletrodos para realizar o aquecimento dos mesmos.

$V_e$  : tensão para aquecimento dos eletrodos.

$I_e$  : corrente para aquecimento dos eletrodos.

$S_{aux}$  : potência da fonte de comando.

$V_{aux}$  : tensão fornecida ao circuito de comando.

$I_{aux}$  : corrente drenada pelo circuito de comando.

$$S_t = 2 \cdot S_s + 4 \cdot S_c + S_{aux} = 508,7VA \quad (3.30)$$

Adota-se fator de utilização  $ke=0,3$ , densidade de fluxo magnético  $B=0,20T$  e densidade de corrente  $J_{max}=300A/cm^2$  ; assim:

$$AeAw = \frac{S_t \cdot 10^4}{2 \cdot ke \cdot J_{max} \cdot f_s \cdot B} \quad (3.31)$$

$$AeAw = 7,065cm^4$$

Assim sendo, adotou-se o núcleo EE 55 - IP6 da THORTHON, cujos dados são mostrados a seguir:

$$Ae = 3,54cm^2$$

$$Aw = 2,50cm^2$$

$$AeAw = 8,85cm^4$$

Através da equação (3.12), chega-se ao valor da tensão eficaz no primário do transformador:

$$V_p = \frac{2 \cdot 400}{\pi \cdot \sqrt{2}} = 180,06V$$

De posse destes dados pode-se calcular o número de espiras dos enrolamentos:

$$N_p = \frac{V_p \cdot 10^4}{2 \cdot Ae \cdot B \cdot f_s} \quad (3.32)$$

$$N_p = 63esp$$

$$Ns1 = Ns2 = N_p \cdot \frac{Vs1}{V_p} \quad (3.33)$$

$$Ns1 = Ns2 = 108esp$$

$$Na = Np \cdot \frac{Va}{Vp} \quad (3.34)$$

$$Na = 1esp$$

$$Naux = Np \cdot \frac{Vaux}{Vp} \quad (3.35)$$

$$Naux = 10esp$$

A relação de transformação é dada por:

$$a = \frac{Vp}{Vs_{1,2}} = \frac{180,06}{310} = 0,581 \quad (3.36)$$

Para evitar perdas excessivas nos enrolamentos devido ao efeito “skin”, deve-se calcular o número de condutores que comporá cada espira. Adota-se então um condutor com um diâmetro correspondente ao dobro da profundidade de penetração, assim:

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{fs}} = \frac{7,5}{\sqrt{20000}} = 0,053 \quad (3.37)$$

$$Itotal = (2 \cdot IL + Ie + 4 \cdot Iaux) \cdot 0,581 \cong 5,5A \quad (3.38)$$

Conciliando a profundidade de penetração com a capacidade de corrente do condutor, optou-se pelo fio 22AWG, sendo usados dois fios no enrolamento primário e apenas um nos demais enrolamentos. Desta forma procede-se o cálculo das perdas envolvidas. Inicialmente calcula-se as perdas nos enrolamentos que compõem o transformador :

$$Pcup = \frac{R_c \cdot Np \cdot lm \cdot i_{efp}^2}{Nf_p} = \frac{0,0007 \cdot 63 \cdot 11,6 \cdot \left(\frac{0,92}{0,581}\right)^2}{2} = 0,641W \quad (3.39)$$

$$Pcus = \frac{R_c \cdot Ns \cdot lm \cdot i_{efs}^2}{Nf_s} = \frac{0,0007 \cdot 108 \cdot 11,6 \cdot 0,92^2}{1} \cdot 2 = 1,48W \quad (3.40)$$

$$Pcua = \frac{R_c \cdot Na \cdot lm \cdot i_{efa}^2}{Nf_a} = \frac{0,0007 \cdot 1 \cdot 11,6 \cdot 0,3^2}{1} \cdot 4 = 0,002W \quad (3.41)$$

$$P_{cu\text{aux}} = \frac{R_c \cdot N_{aux} \cdot l_m \cdot i_{efaux}^2}{N_{fi}} = \frac{0,0007 \cdot 10 \cdot 11,6 \cdot 0,35^2}{1} = 0,09W \quad (3.42)$$

Onde:

$P_{cu\text{aux}}$  : perdas nos enrolamentos.

$R_c$  : resistência térmica do fio escolhido.

$N_i$  : número de espiras.

$l_m$  : comprimento médio de uma espira.

$i_{efi}$  : corrente eficaz que atravessa o enrolamento

$N_{fi}$  : número de fios por espira.

Agora calcula-se as perdas no núcleo:

$$P_{mag} = c_m \cdot f_s^x \cdot B^y \cdot V_n = 69,63 \cdot 20000^{1,18} \cdot \left(\frac{0,20}{2}\right)^{2,34} \cdot 42,50 \cdot 10^{-6} = 1,45W \quad (3.43)$$

Onde :

$P_{mag}$  : perdas relativas no núcleo.

$c_m, x, y$  : constantes referentes ao tipo de material que compõem o ferrite (ver referências [23] e [32])

$V_n$  : volume do núcleo.

Agora, de posse das perdas totais no núcleo, pode-se determinar a variação na temperatura do transformador.

$$P_{tot} = 3,663W$$

$$R_c = 23 \cdot A_e A_w^{-0,37} = 10,26^\circ C / W \quad (3.44)$$

$$\Delta T = R_c \cdot P_{tot} = 37,5^\circ C \quad (3.45)$$

Onde :

$\Delta T$  : variação de temperatura estimada

Como a indutância magnetizante do transformador, referida ao primário, é um elemento do filtro de harmônicas, este deve ser construído antes do projeto do filtro.

Afim de obter-se o menor volume de filtro, pode-se inserir um pequeno entreferro no transformador, reduzindo-se assim o valor necessário para  $L_s$ , porém, isto traz como consequência um aumento na corrente magnetizante do trafo. No protótipo implementado, este artifício não foi adotado. O valor de indutância magnetizante medida foi:

$$L_p = 14,8mH$$

Para o cálculo da resistência de carga equivalente ( $R_{eqc}$ ), opta-se como critério de simplificação, a carga como uma resistência pura, referida ao primário do transformador. Assim :

$$R_{eqc} = 55,6\Omega$$

Desejando-se uma distorção harmônica em torno de 4% e sintonizando a frequência de ressonância na frequência de comutação ( $w=1$ ), tem-se:

$$xr = 0,2 \quad Q \cong 0,15$$

$$L_s = xr \cdot L_p = 2,96mH \quad (3.46)$$

$$C_s = \frac{1}{ws^2 \cdot L_s} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 20000)^2 \cdot 2,96 \cdot 10^{-3}} = 21,39nF \quad (3.47)$$

Da equação 3.10 obtém-se a relação entre os elementos que compõem o filtro, então:

$$C_p = C_s \cdot xr = 4,27nF \quad (3.48)$$

$$Q = C_s \cdot ws \cdot R_{eqc} = 0,145$$

Dessa forma, os elementos do filtro ficam definidos:

$$L_p = 14,8mH$$

$$L_s = 2,96mH$$

$$C_p = 4,27nF$$

$$C_s = 21,39nF$$



Para o cálculo do indutor de comutação suave, parte-se da equação (3.20), através da qual pode-se calcular o valor da indutância crítica.

$$L_{c,critica} = \frac{1,15 \cdot 400 \cdot 0,581}{0,8 \cdot 2\sqrt{2} \cdot \text{sen}1,1398 \cdot 20000 \cdot \pi^2} = 606 \mu H$$

Adotando-se um atraso de  $1 \mu s$  na corrente  $i_{ab}(t)$  em relação a tensão  $V_{ab}(t)$ . Da equação (3.18), calcula-se o valor de  $L_C$ :

$$L_c = 619 \mu H$$

Adotar-se-á um indutor de  $500 \mu H$ .

Quanto ao dimensionamento dos transistores, optou-se pelo uso do tipo MOSFET, já que assim pode-se fazer uso de suas características intrínsecas, ou seja, pode-se aproveitar o fato do transistor MOSFET possuir um diodo intrínseco e uma capacitância parasita entre “dreno” e “source”. Isto posto, são dados necessários para o seu dimensionamento a corrente eficaz que o atravessa, a corrente de pico e a máxima tensão reversa.

A máxima corrente eficaz no transistor é dada pela equação (3.24):

$$I_{s_{ef}} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{3,89^2 \cdot \pi^4 + 64 \cdot 5^2 - 16 \cdot 5 \cdot 3,89 \cdot \text{sen}(1,12)\pi^2} = 890 mA$$

Como o circuito proposto apresenta uma característica atípica, onde a corrente eficaz nos transistores é maior à vazio, do que a plena carga, faz-se necessário o cálculo da corrente para este ponto de operação (maiores detalhes podem ser vistos na referência [6]).

$$I_{s_{ef}} = \frac{IL_{c_{max}}}{\sqrt{6}} = 2,04 A$$

A corrente de pico máxima ocorre quando o circuito estiver sem carga, quando a corrente de pico no transistor será a mesma do indutor de comutação suave, assim:

$$I_{sp} = 5,0 A$$

E, finalmente, determina-se a tensão reversa máxima, que em condições normais de operação não deve superar a tensão de barramento CC preestabelecida.

Com estes dados, por disponibilidade de componentes, optou-se pelo uso do transistor MOSFET **IRFP460** com as seguintes características:

Corrente de dreno média ( $T_j = 25^\circ\text{C}$ ) -  $I_D = 20\text{A}$

Tensão reversa : 500V

Resistência de condução ( $110^\circ\text{C}$ ) -  $R_{ds} : 0,47\Omega$

Resistência térmica junção-cápsula -  $R_{jc} : 0,45^\circ\text{C/W}$

Resistência térmica cápsula-dissipador -  $R_{cd} : 0,24^\circ\text{C/W}$

Resistência térmica junção-ambiente -  $R_{ja} : 40^\circ\text{C/W}$

Capacitância de saída -  $C_{oss} : 870\text{pf}$

Para a cálculo das perdas nos transistores pode-se dividi-las em duas partes : as perdas de condução e de comutação.

A perda em condução é dada por:

$$P_{cond} = \frac{t_{on}}{T} \cdot R_{ds} \cdot I_D^2 = 0,5 \cdot 0,47 \cdot 2,04^2 \cong 1\text{W} \quad (3.49)$$

Onde :

$P_{cond}$  : perda em condução(W).

$t_{on}$  : tempo de condução do transistor (s).

$T$  : período de comutação.

$I_D$  : corrente de dreno

Este cálculo é feito considerando-se a razão cíclica igual à 0,5 durante o pior caso para o transistor (circuito à vazio).

A perda de comutação é dada pela equação (3.50). Como a comutação é do tipo ZVS, releva-se somente as perdas no bloqueio. Considerando-se o tempo de bloqueio

superior ao tempo estipulado em catálogo devido ao atraso introduzido pelo circuito de comando, tem-se :

$$P_{comut} = \frac{f_s}{2} \cdot t_r \cdot I_D \cdot E = 2,1W \quad (3.50)$$

Onde :

$t_r$  : tempo de bloqueio do MOSFET.

A perda total para cada transistor é dada por:

$$P_s = P_{cond} + P_{comut} = 3,1W \quad (3.51)$$

A resistência térmica entre a junção e o ambiente tem seu valor máximo dado por:

$$R_{ja} = \frac{t_j - t_a}{P_s} \quad (3.52)$$

Onde:

$t_j$  : Temperatura de junção do componente

$t_a$  : Temperatura ambiente.

Considerando o fato de que o reator deve ficar dentro de um caixa metálica fechada, adota-se uma temperatura ambiente  $t_a=50^\circ\text{C}$  e a temperatura de junção de  $110^\circ\text{C}$ . Dessa forma:

$$R_{ja}=19,35^\circ\text{C}/W.$$

Como este valor é menor que a resistência térmica junção-ambiente do componente, opta-se por usar um pequeno dissipador por medida de segurança, mesmo

sabendo-se que o transistor em questão poderia operar com uma temperatura de junção maior que a estipulada no projeto.

Não sendo alvo do estudo aqui apresentado, o cálculo do dissipador será omitido. O dissipador a ser utilizado deverá possuir uma resistência térmica menor ou igual a  $18,66^{\circ}\text{C}/\text{W}$ . Optou-se então por um pequeno dissipador fabricado pela Fischer Elektronik, modelo SK129, cuja resistência térmica é  $R_{da}=4,83871^{\circ}\text{C}/\text{W}$ .

Finalmente, calcula-se os capacitores de ponto médio e de ajuda à comutação.

Com a ajuda da equação (3.9) e adotando-se um valor de  $\Delta V=2V$ , chega-se a :

$$C_{m1} = C_{m2} > \frac{0,52}{8 \cdot 2 \cdot 50000} = 1,6 \mu\text{F}$$

Adota-se o valor comercial de :

$$C_{m1}=C_{m2}=2,2 \mu\text{F}/400V.$$

Para os capacitores de ajuda à comutação, com o auxílio das equações (3.5) e (3.8), considerando-se  $\Delta t_3$  mínimo igual ao tempo de bloqueio dos transistores :

$$C_1 = C_2 = 36 \text{pF}$$

Como a capacitância de saída do MOSFET é maior que este valor, fica dispensado o uso de capacitores auxiliares.

### III.5.1 - Dimensionamento Físico dos Indutores

Para o cálculo do indutor  $L_S$ , deve-se inicialmente calcular as corrente eficaz e de pico no indutor. A corrente eficaz é a mesma do primário do transformador, dada por:

$$I_{L_{S_{ef}}} = \frac{S_t}{V_p} = 4,71 \text{A} \quad (3.53)$$

Como a forma de onda é senoidal, a corrente de pico fica determinada por:

$$IL_{sp} = IL_{sef} \cdot \sqrt{2} = 6,66A \quad (3.54)$$

Adotando-se :  $B=0,3(T)$  ,  $J_{max}=300(A/cm^2)$  e  $Kew=0,6$  , assim:

$$AeAw = \frac{L_s \cdot IL_{sp} \cdot IL_{sef} \cdot 10^4}{B \cdot J_{max} \cdot kew} \quad (3.55)$$

$$AeAw = 17,19cm^4$$

Assim, adota-se o núcleo EE65/26 - IP6 da THORNTON, cujos dados são os seguintes:

$$AeAw=19,68cm^4 \quad Ae=5,37cm^2 \quad Aw=3,7cm^2$$

Agora, de forma análoga ao indutor boost calculado no item II.6.1, calcula-se o número de espiras e o entreferro necessários na construção do indutor. Dessa forma obtém-se:

$$N_{LS}=126esp \quad e \quad Lg_{LS} = 0,0028 \text{ cm, usando-se 4 condutores 22AWG}$$

por espira.

Procedendo-se de forma análoga ao cálculo do indutor  $L_s$ , pode-se calcular as características físicas do indutor de comutação suave, levando-se em consideração os seguintes aspectos:

- a corrente de pico é dada pela equação (3.3);

- sendo a corrente neste indutor uma corrente triangular, o seu valor eficaz é dado por :

$$IL_{sef} = \frac{IL_{cp}}{\sqrt{3}} \quad (3.56)$$

Desta forma chega-se ao indutor  $L_C$  que será construído usando um núcleo EE42/15 IP6 da THORNTON, com um entreferro de 0,003cm, no qual serão enroladas 72 espiras compostas de 2 fios de bitola 22 AWG.

### III.5.2 - Resultados de Simulação

Com as simulações realizadas, cujos resultados são mostrados a partir de agora, busca-se comprovar a metodologia proposta para o equacionamento da topologia. Na figura III.12 pode-se observar o comportamento da tensão e da corrente sobre as lâmpadas, onde percebe-se uma linearidade que não corresponde exatamente à realidade, já que foi utilizado o modelo resistivo para a lâmpada.

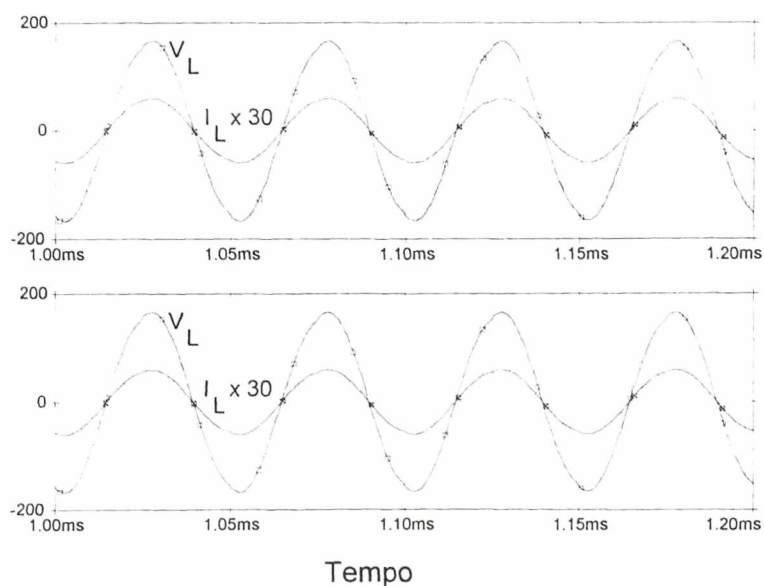


Fig. III.12 - Corrente e Tensão nas duas Lâmpadas.

Nas figuras III.13 e III.14 vê-se respectivamente, as tensões de entrada e de saída do filtro e a seguir a tensão e a corrente de saída do filtro. Pode-se aqui destacar a qualidade da tensão de saída do filtro.

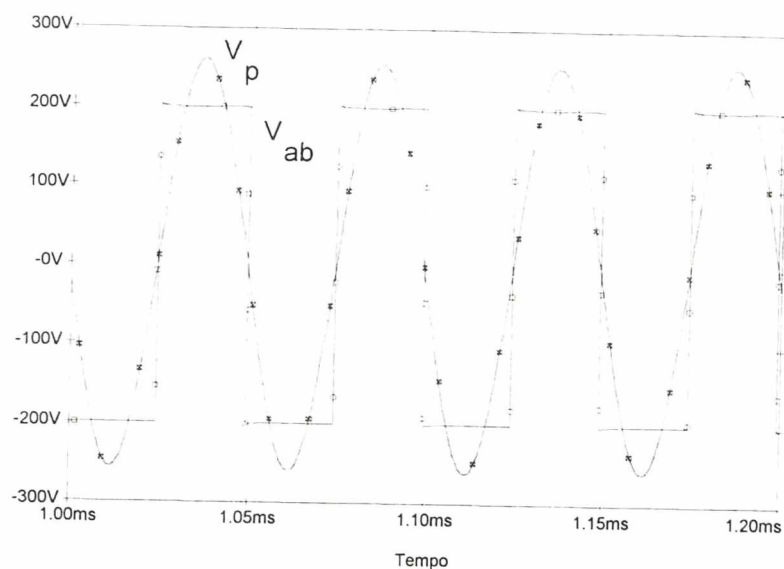


Fig. III.13 - Tensões Antes e Após o Filtro de Harmônicas.

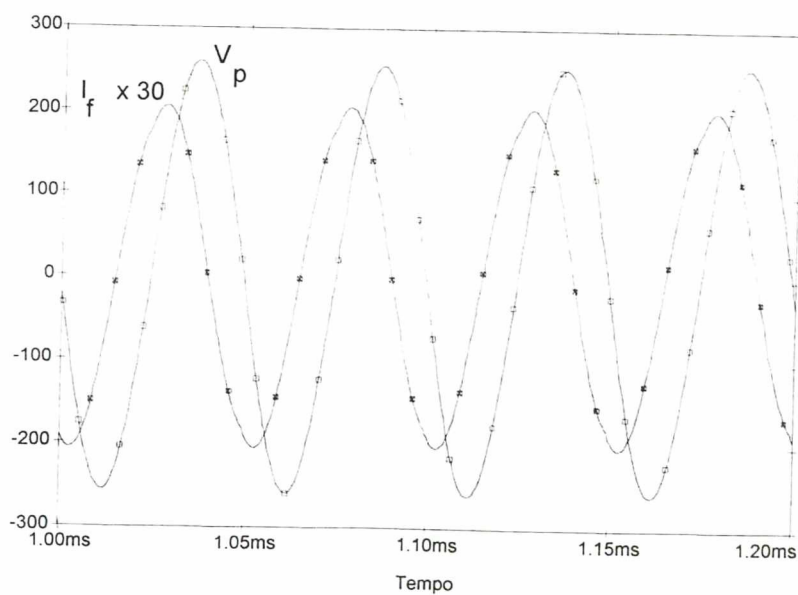


Fig. III.14 - Tensão e Corrente na Saída do Filtro.

Na figura abaixo tem-se a tensão e a corrente na transistor S1, onde a condução do diodo em anti-paralelo com o transistor fica evidenciada, garantindo dessa forma uma comutação do tipo ZVS.

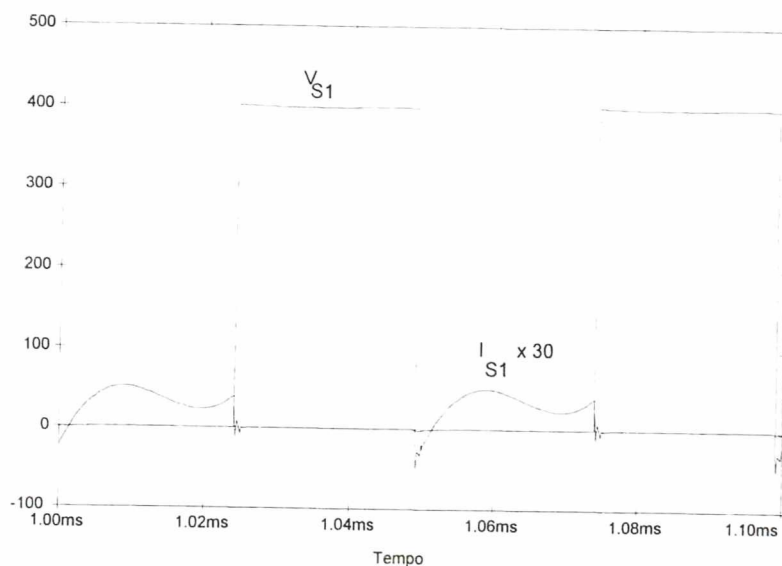


Fig. III.15 - Tensão e Corrente no Transistor S1.

Na figura III.16 observa-se a tensão e a corrente entre os pontos a e b.

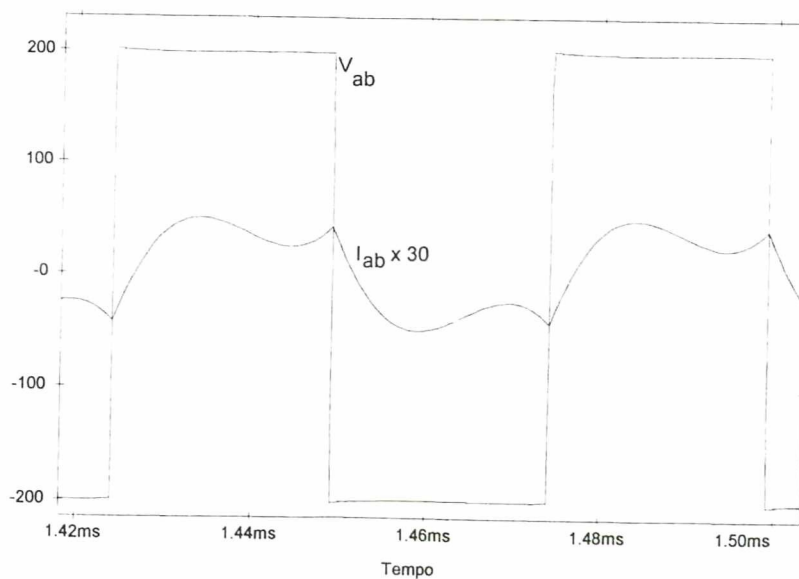


Fig. III.16 - Tensão e Corrente Entre os Pontos a e b.



A partir de agora, são mostrados resultados de simulação com o circuito operando com apenas uma das lâmpadas. Na figura III.17 pode-se observar que a lâmpada restante continua operando normalmente.

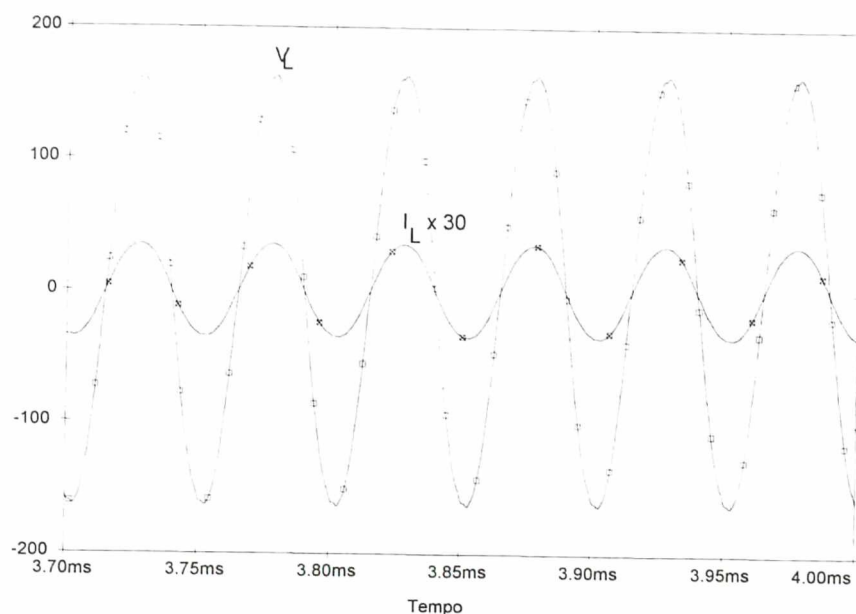


Fig. III.17 - Tensão e Corrente na Lâmpada Com Meia Carga.

Na figura III.18, observa-se a corrente no transistor S1, que mantém seu comportamento normal.

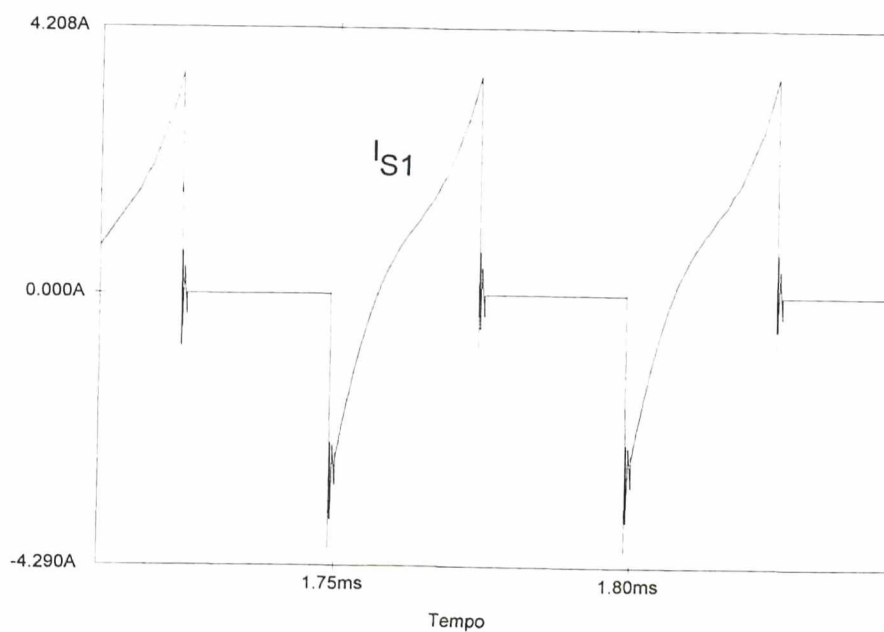


Fig. III.18 - Corrente no Transistor S1 Com Meia Carga.

Nas figuras III.19 e III.20, vê-se, respectivamente, o comportamento do filtro (tensão na saída do filtro) e da corrente no transistor S1 quando o circuito é operado à vazio.

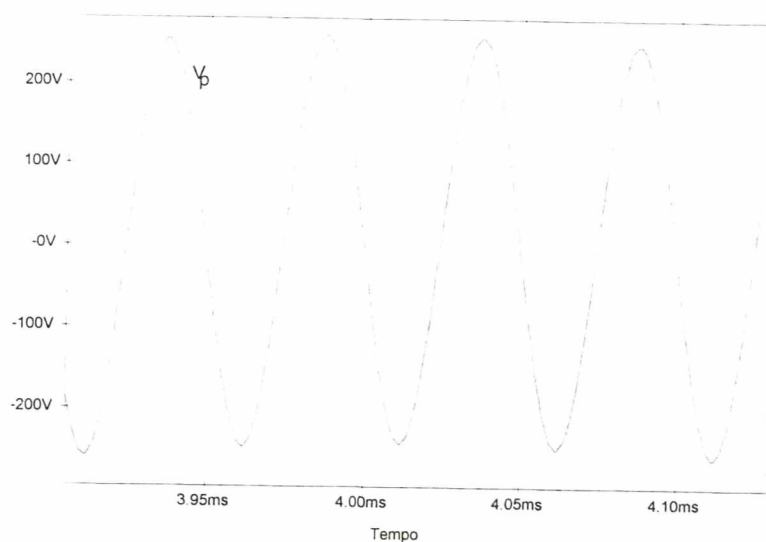


Fig. III.19 - Tensão na Saída do Filtro à Vazio.

Pode-se observar que mesmo na condição de operação à vazio, as tensões e correntes mantêm seu nível normal de operação. Pode-se observar também que com a diminuição da carga, a corrente que circula pelos transistores torna-se maior, já que esta é formada pela soma das correntes  $I_f$  e  $I_{Ic}$ ; com a diminuição de  $I_f$ , a corrente eficaz no transistor torna-se maior.

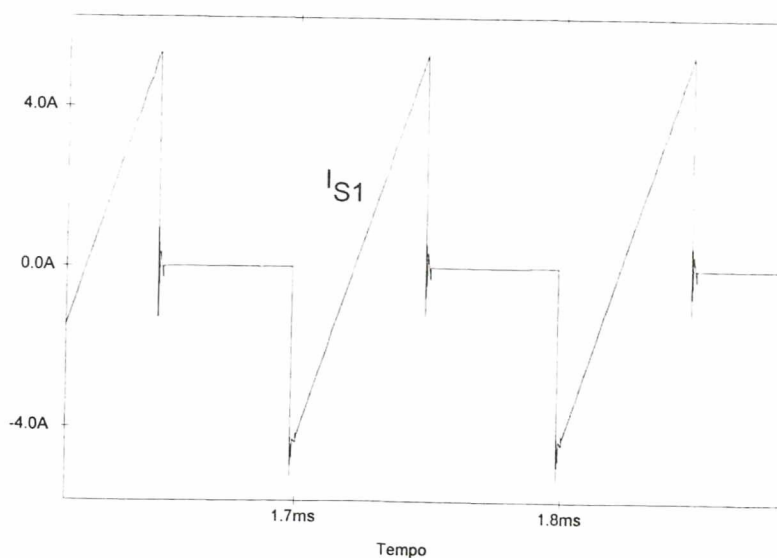


Fig. III.20 - Corrente no Transistor S1 à Vazio.

### III.6 - Circuito de Comando

Como no estágio de entrada, o circuito de comando é baseado em um CI 3524, porém aqui, as duas saídas (pinos 11 e 14) não são interligadas a fim de que se possa obter dois sinais de comando complementares. O circuito de comando completo pode ser visto na figura III.21.

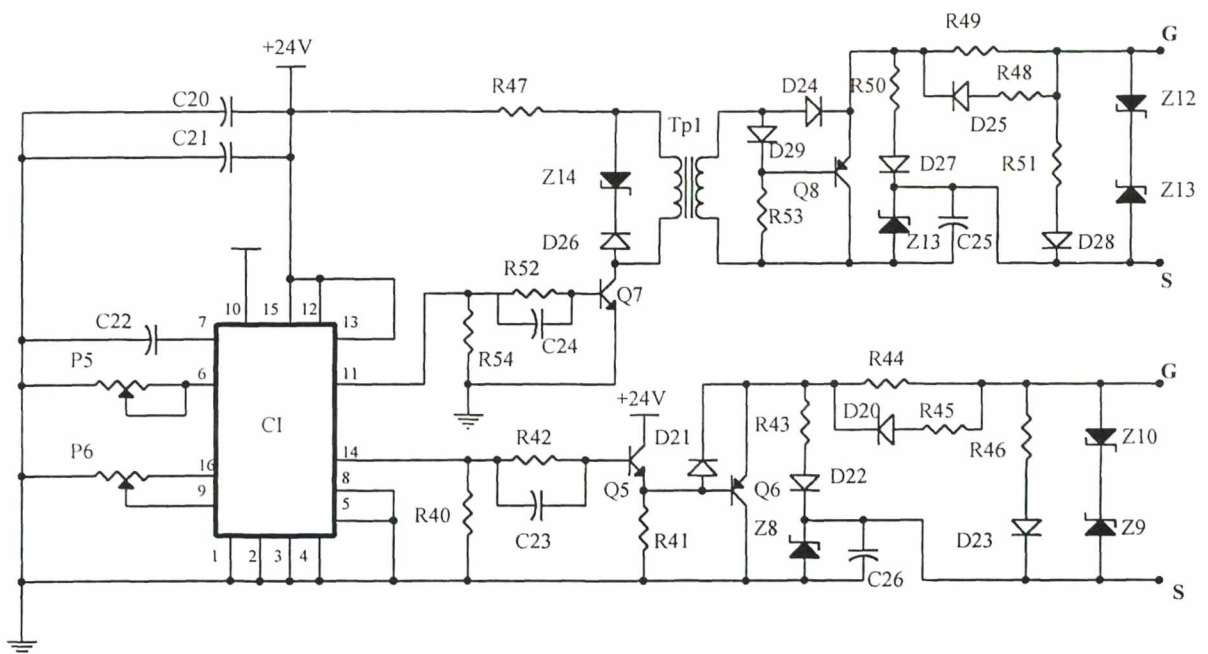


Fig. III.21 - Circuito de Comando do Estágio Inversor.

Assim como no estágio de entrada (item II.6.2), os transistores são atacados com um sinal positivo próximo aos 15V e bloqueados mediante a aplicação de uma tensão negativa próxima aos 7V. A aplicação de tensão negativa fez-se necessária porque quando o circuito operar com comutação ZCS no bloqueio e comutação dissipativa na entrada em condução, como será mostrado mais adiante, há o risco do aparecimento de picos de tensão no sinal de comando durante o bloqueio dos MOSFET's, causando assim disparos intempestivos.

Relação de componentes do circuito de comando do inversor:

CI - Circuito integrado 3524

C20 - Capacitor eletrolítico 47 $\mu$ F/25V

C22 - Capacitor de poliéster metalizado 2,2nF/63V

C21 - Capacitor de poliéster metalizado 33nF/63V

C24, C23 - Capacitor cerâmico 1,5nF

C25, C26 - Capacitor eletrolítico 10 $\mu$ F/25V

D20 a D29 - Diodo de sinal 1N4148

P5, P6 - Trimpot multi-voltas 20k $\Omega$

Q5, Q7 - Transistor NPN de uso geral tipo BC550

Q6, Q8 - Transistor PNP de uso geral tipo BC327

R40, R54 - Resistor 22k $\Omega$  / 0,25W

R41 - Resistor 10k $\Omega$  / 0,25W

R42, R46, R53, R51 - Resistor 1k $\Omega$  / 0,25W

R43, R50 - Resistor 2,2k $\Omega$  / 0,25W

R44, R49 - Resistor 12 $\Omega$  / 0,25W

R45, R48 - Resistor 2,7 $\Omega$  / 0,25W

R47 - Resistor 10 $\Omega$  / 0,25W

Tp1 - Trafo de pulso (80 espiras primário e 80 espiras secundário, fio 25AWG em núcleo EE20)

Z8, Z13 - Diodo zener 6V8/0,5W

Z9, Z11 - Diodo zener 16V/0,5W

Z10, Z12 - Diodo zener 7V5/0,5W

Z14 - Diodo zener 18/1W

### III.7 - Resultados Experimentais Usando Indutor de Comutação Suave

A partir de agora, apresenta-se as principais formas de onda adquiridas em osciloscópio digital em um protótipo implementado em laboratório, cujo circuito de potência pode ser visto na figura abaixo.

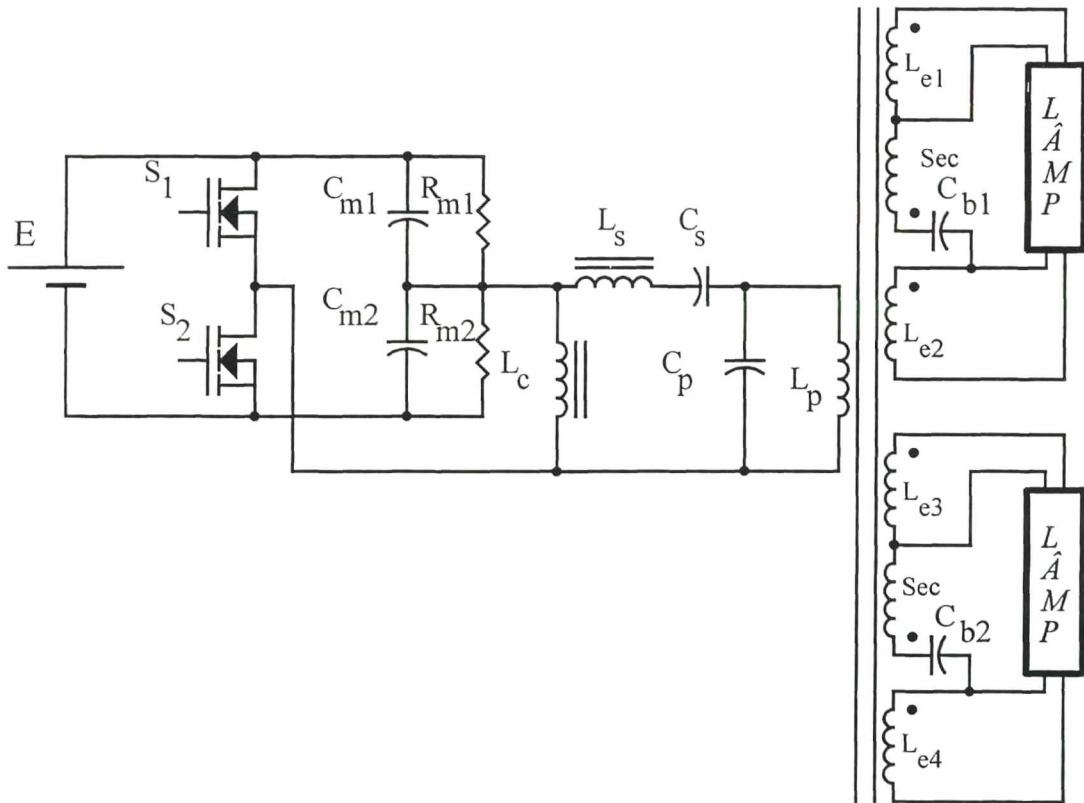


Fig. III.22 - Circuito de Potência do Estágio Inversor.

A relação de componentes do circuito de potência do inversor usando valores comerciais fica definida como:

$S_1, S_2$  - Transistor MOSFET IRFP460

$C_{m1}, C_{m2}$  - Capacitor de poliéster metalizado  $2,2\mu\text{F}/400\text{V}$

$R_{m1}, R_{m2}$  - Resistores  $150\text{k}\Omega/0,25\text{W}$

$L_C$  -  $500\mu\text{H}$

$L_S - 2,96\text{mH}$

$L_P - 14,8\text{mH}$

$C_S - 22\text{nF}$

$C_P - 3,9\text{nF}$

$C_b - 18\text{nF}$

$L_e$  e  $Sec$  - são respectivamente os secundários principais e de aquecimento do transformador.

Adotou-se um valor ligeiramente inferior ao calculado para o capacitor ballast, pois como já foi comentado, estando a lâmpada alimentada em alta frequência, há um aumento substancial no fluxo luminoso emitido, por isso muitas vezes trabalha-se com potências até 30% menores que a nominal. Com o capacitor de 18nF, a potência medida sobre a lâmpada foi de 106,4W.

A primeira aquisição é mostrada na figura III.23, que mostra o sinal de comando dos dois transistores. Pode-se observar a aplicação de uma tensão negativa durante o bloqueio.

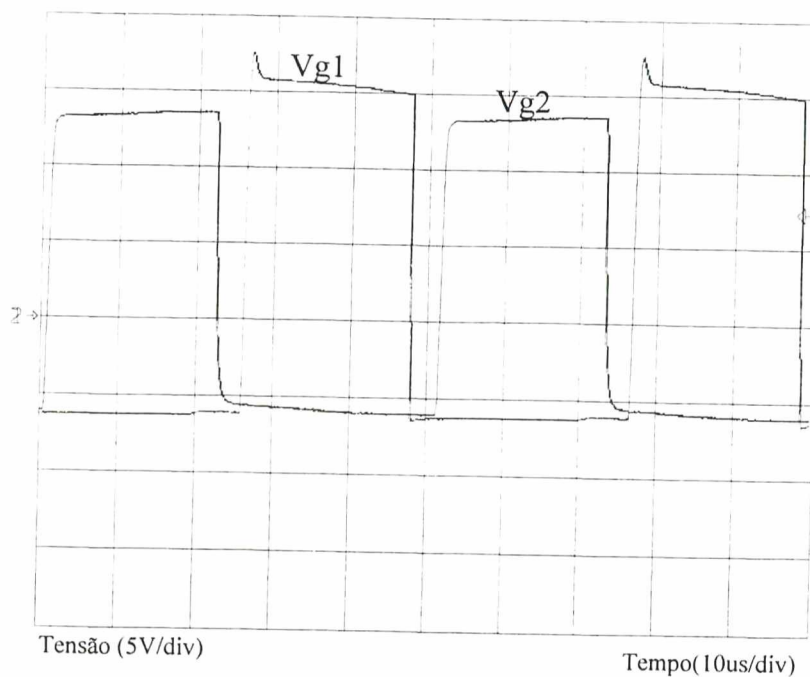


Fig. III.23 - Sinal de Comando dos Mosfet's.

Na figura abaixo observa-se a tensão e a corrente em uma das lâmpadas, onde pode-se observar a não linearidade do seu comportamento.

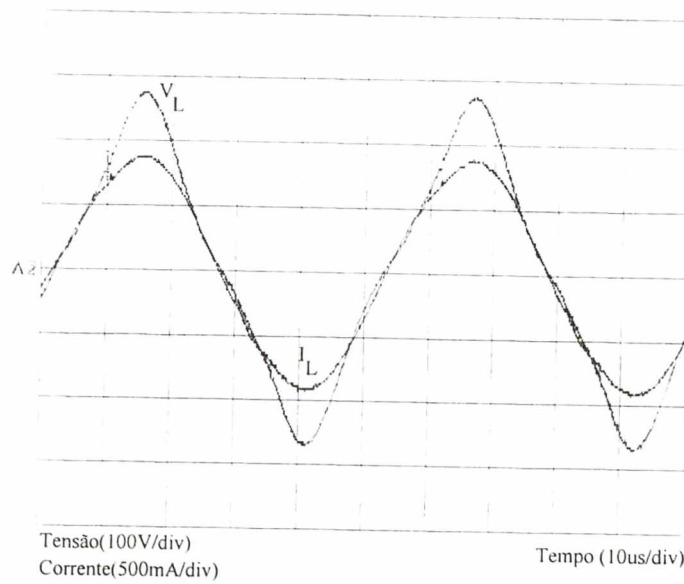


Fig. III.24 - Tensão e Corrente em uma das Lâmpadas.

Na figura III.25 pode-se observar a tensão e a corrente na saída do filtro de harmônicas.

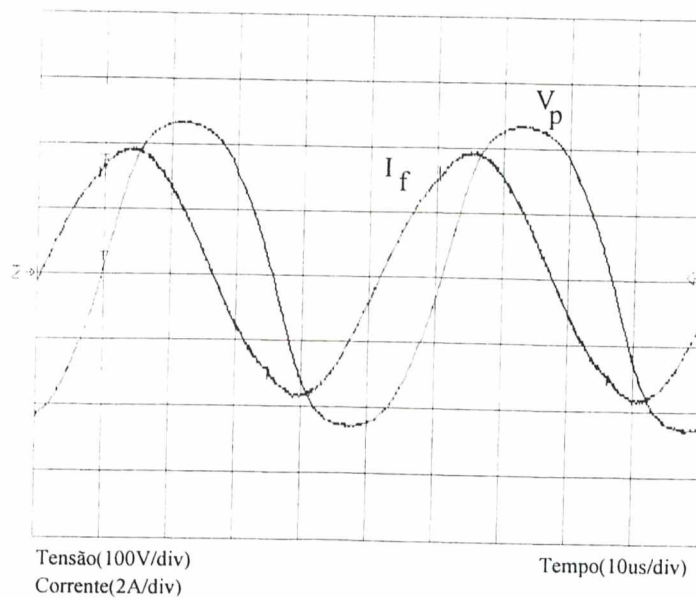


Fig. III.25 - Tensão e Corrente na Saída do Filtro de Harmônicas.

Na figura III.26 pode-se observar as tensões na entrada e na saída do filtro. Destaca-se aqui a qualidade da tensão na saída do filtro.

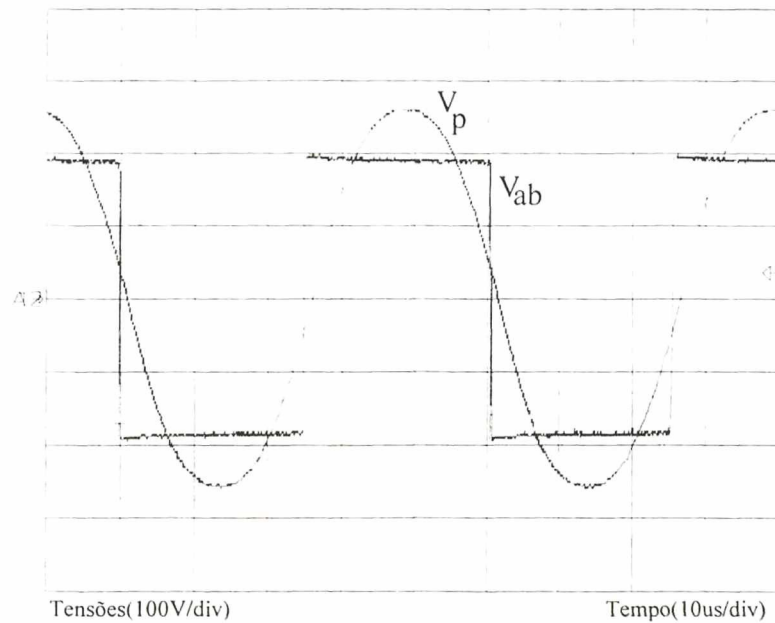


Fig. III.26 - Tensões  $V_{ab}$  e  $V_p$ .

Na figura III.27, vê-se a tensão  $V_{ab}$  e a corrente no indutor  $L_C$ , atrasada em relação à  $V_{ab}$ .

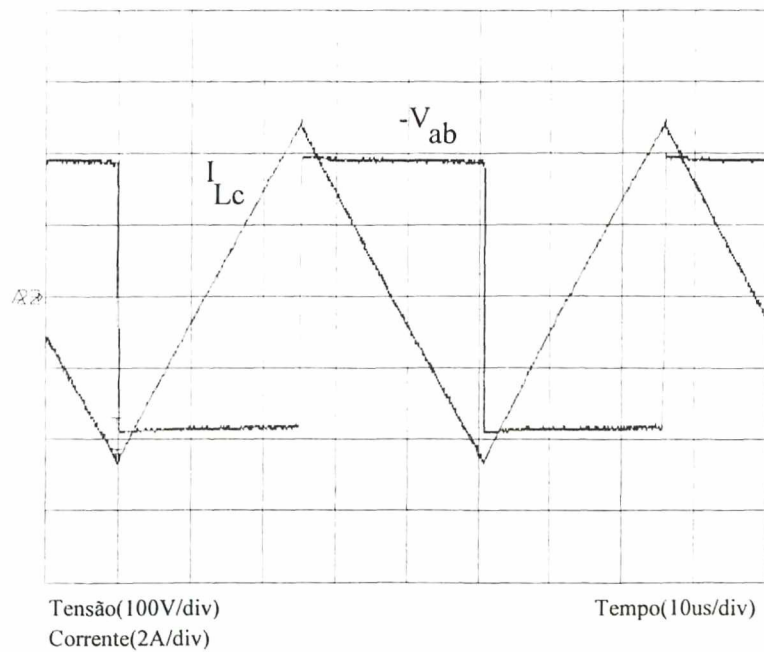


Fig. III.27 - Tensão  $V_{ab}$  Corrente no Indutor de Comutação Suave.



Na figura III.28 observa-se a tensão  $V_{ab}$  e a corrente  $I_{ab}$ .

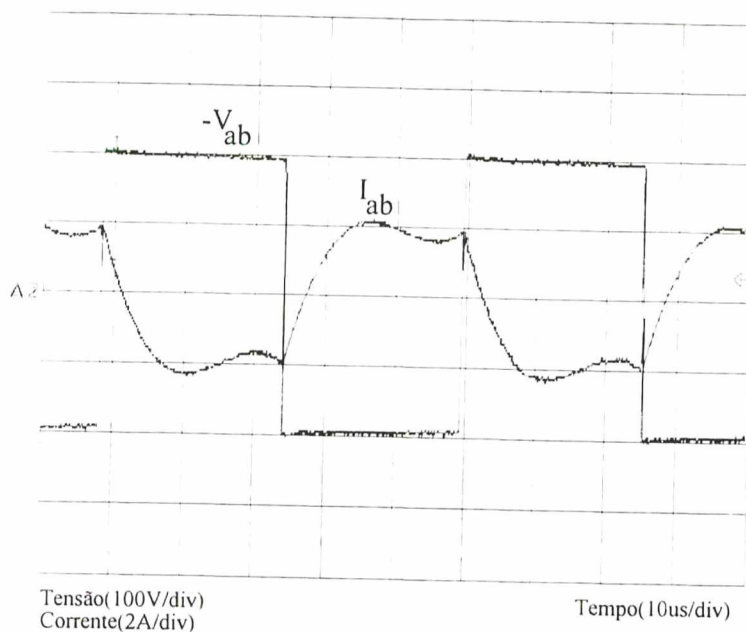


Fig. III.28 - Tensão  $V_{ab}$  e Corrente  $I_{ab}$ .

Nas figuras a seguir, vê-se, respectivamente, a tensão sobre os dois transistores, tensão e corrente sobre o transistor S1 e tensão e corrente sobre o transistor S2.

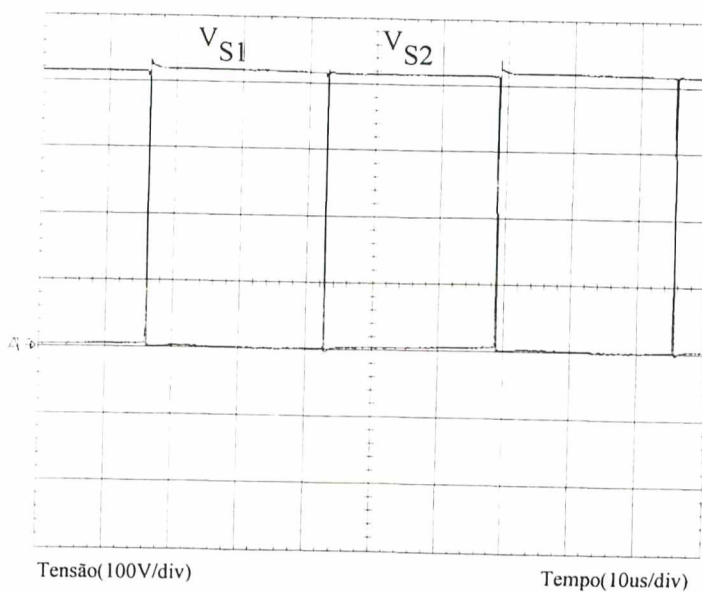


Fig. III.29 - Tensão Sobre os Dois Transistores.

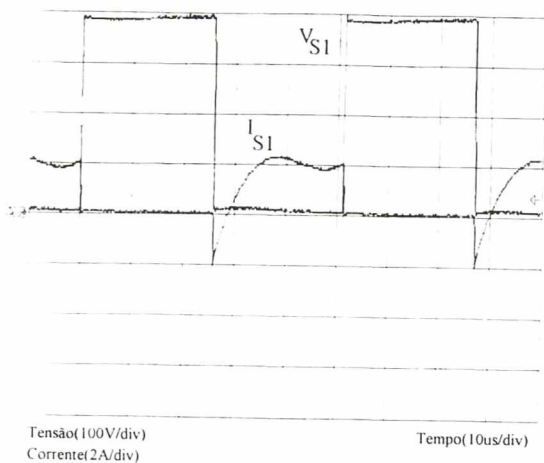


Fig. III.30 - Tensão e Corrente  
no Transistor S1.

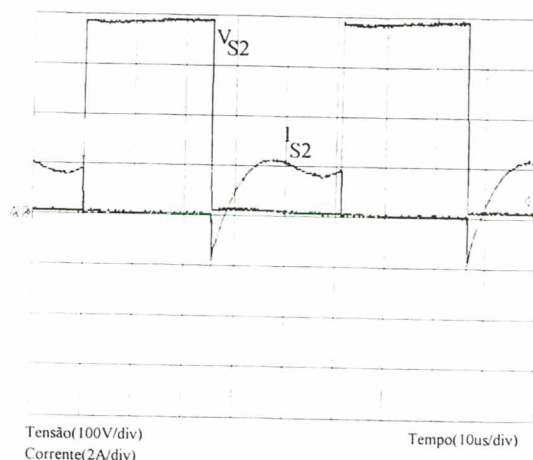


Fig. III.31 - Tensão e Corrente  
no Transistor S2.

Finalmente na figura III.32 vê-se a tensão da rede e a corrente drenada pelo estágio de entrada. O fator de potência medido através do medidor de potência WT110 da Yokogawa foi de 0,938.

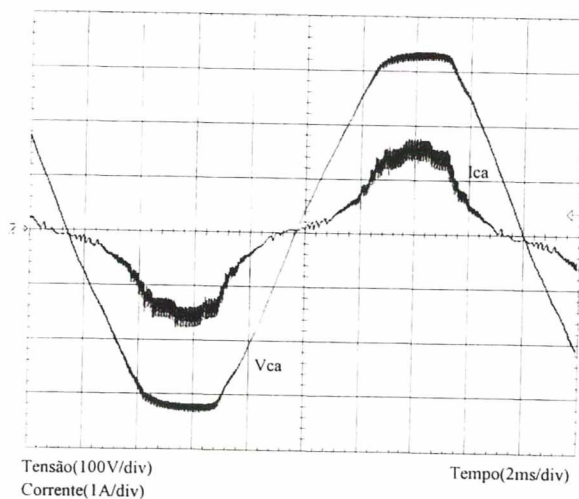


Fig. III.32 - Tensão e Corrente na Entrada.

Com a configuração aqui apresentada foram feitas medidas, também através do WT110, para obter-se o rendimento da estrutura. Com isso obteve-se os seguinte rendimentos:

$$\eta_{boost} = 93,5\%$$

$$\eta_{inversor} = 93,88\%$$

$$\eta_{hallast} = 87,78\%$$

A partir de agora são apresentados os resultados obtidos com o circuito com apenas uma das lâmpadas. Na figura III.33 pode-se observar a tensão e a lâmpada restante.

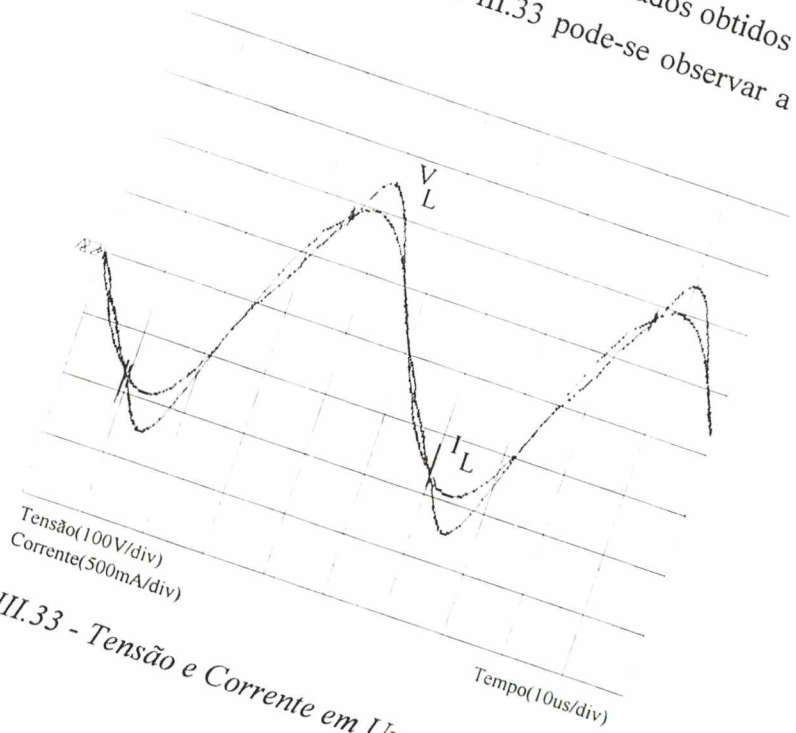


Fig. III.33 - Tensão e Corrente em Uma das Lâmpadas.

Na figura III.34 apresenta-se a tensão na saída do filtro, que como pode-se observar não sofreu modificações relevantes.

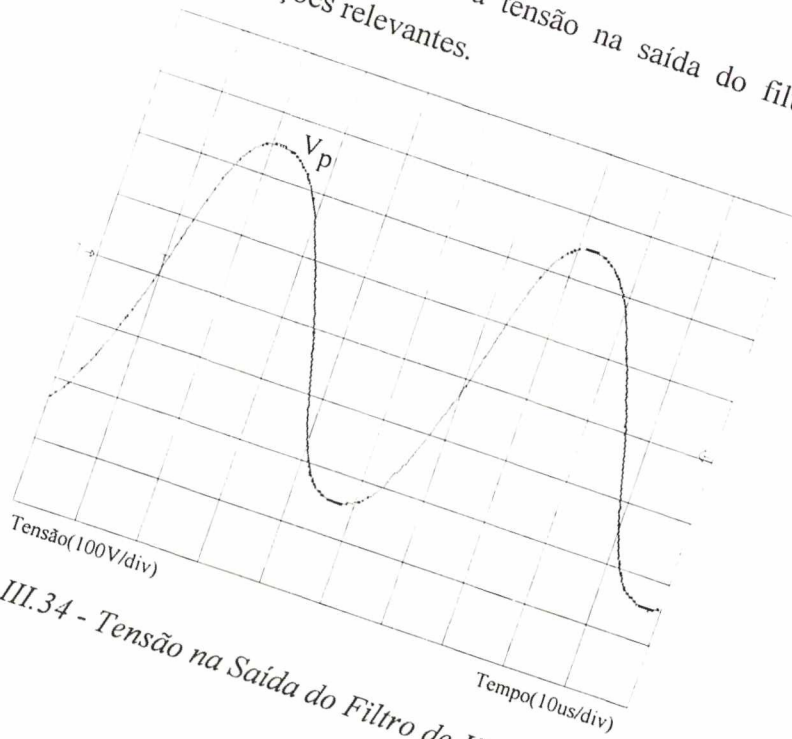
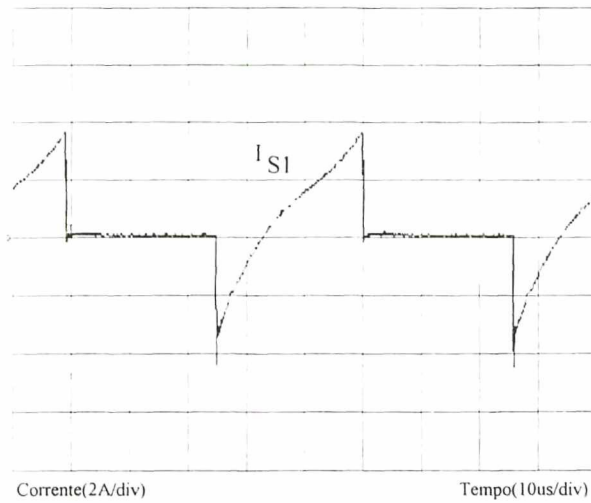


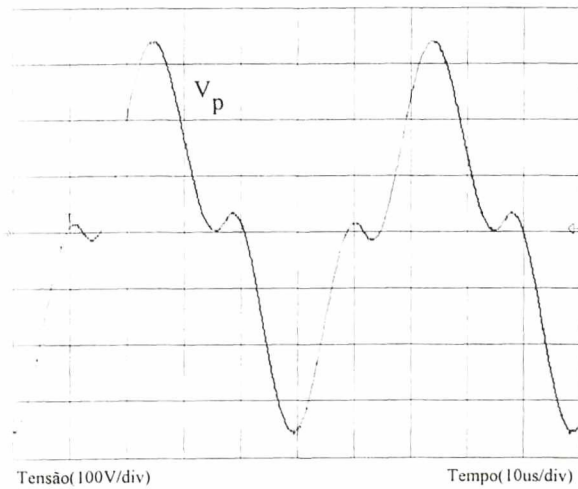
Fig. III.34 - Tensão na Saída do Filtro de Harmônicas.

Na figura III.35 pode-se observar a corrente no MOSFET  $S_1$  que comportou-se da forma esperada, ou seja, sofreu um pequeno aumento.

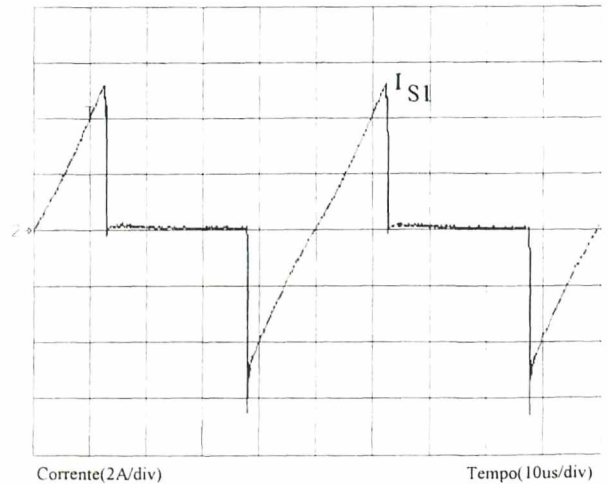


*Fig. III.35 - Corrente no Transistor  $S_1$ .*

Finalmente, são apresentados os resultados obtidos com o circuito operando sem lâmpadas. Na figura III.36 observa-se a tensão na saída do filtro e na figura III.37 a corrente no MOSFET  $S_1$ .



*Fig. III.36 - Tensão na Saída do Filtro de Harmônicas.*



*Fig. III.37 - Corrente no Transistor  $S_1$ .*

Como pôde-se observar, a corrente eficaz nos transistores aumenta com a diminuição da carga, como foi comentado no item III.5.

### III.8 - Inversor Operando no Modo ZCS

Como já foi citado no item III.3, a corrente de carga do inversor possui característica capacitiva devido ao capacitor ballast. Com a utilização do indutor de comutação suave é possível tornar a corrente  $I_{ab}$  atrasada em relação à tensão  $V_{ab}$  obtendo-se assim comutação ZVS na entrada em condução dos transistores.

Com o objetivo de se diminuir o peso e o volume do reator, aqui será analisado o caso em que é dispensado o uso do indutor  $L_C$  e o inversor passa a operar naturalmente com comutação ZCS. Sem a presença de  $L_C$ , ocorrem alterações nas etapas de operação. As etapas de operação para o inversor nesta nova condição estão sintetizadas na figura III.38.

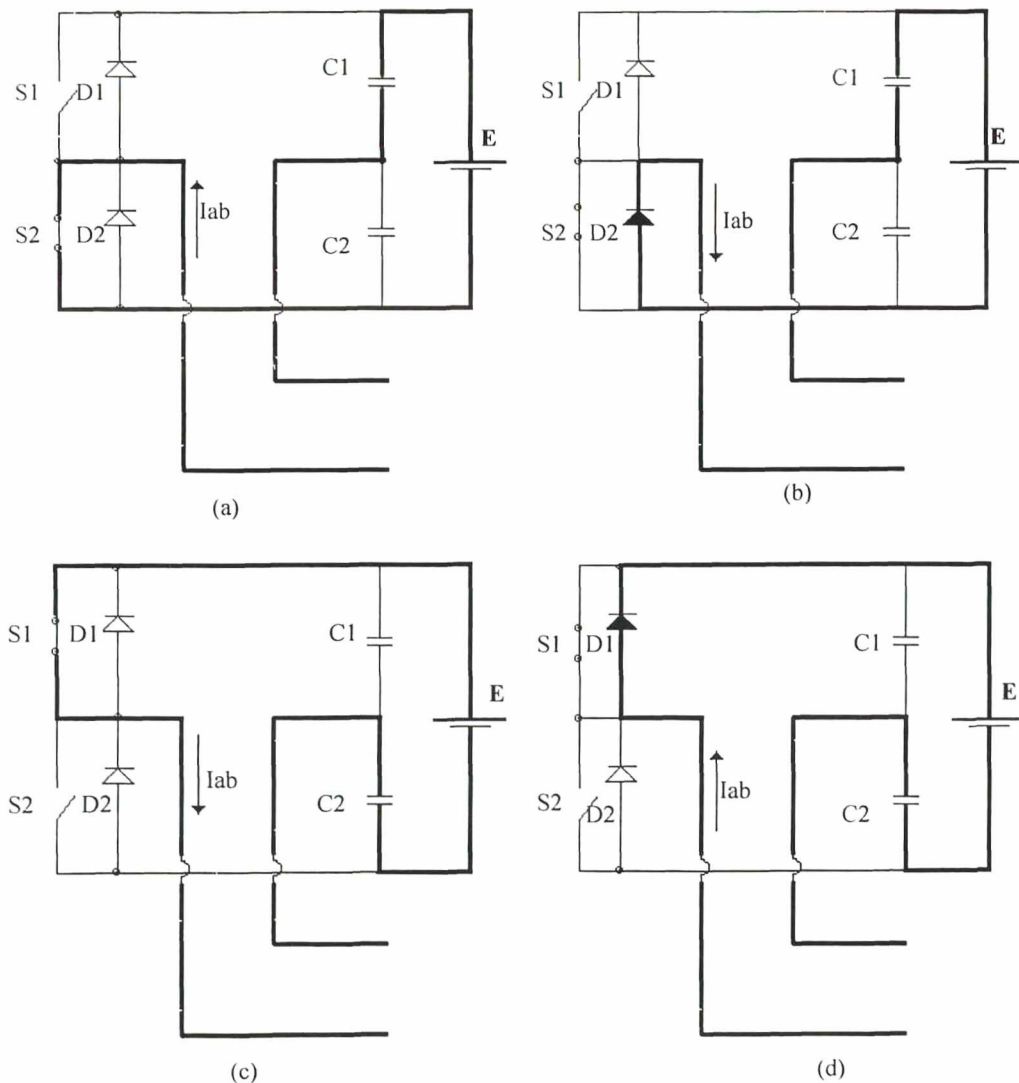
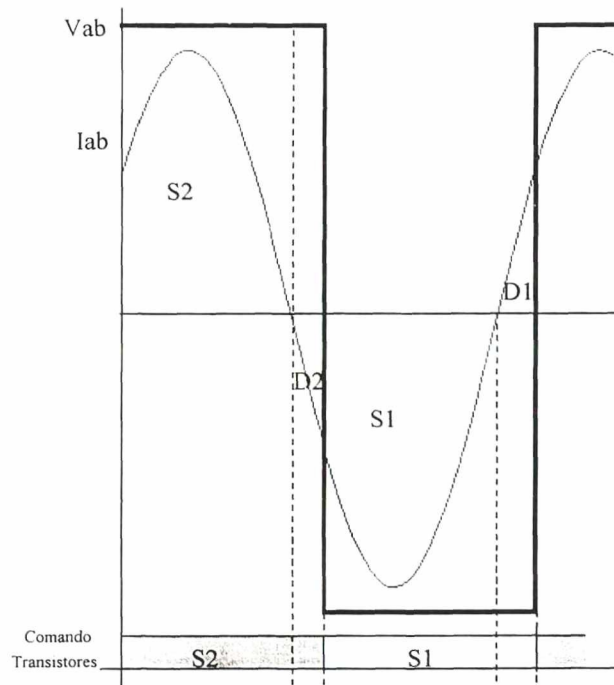


Fig. III.38 - Etapas de Operação para o Circuito de Potência do Inversor.

Inicialmente supõe-se que o MOSFET  $S_2$  esteja conduzindo a corrente  $I_{ab}$  (figura III.38a), adiantada em relação à  $V_{ab}$ , como podemos ver na figura III.39. Esta etapa mantém-se até que ocorra a inversão no sentido da corrente  $I_{ab}$ , que passa a circular através do diodo  $D_2$ , caracterizando assim a comutação ZCS.

A segunda etapa de operação mostrada na figura III.38(b) é caracterizada pela condução do diodo  $D_2$ .



*Fig. III.39 - Formas de Onda para o Estudo da Comutação do Circuito de Potência do Inversor.*

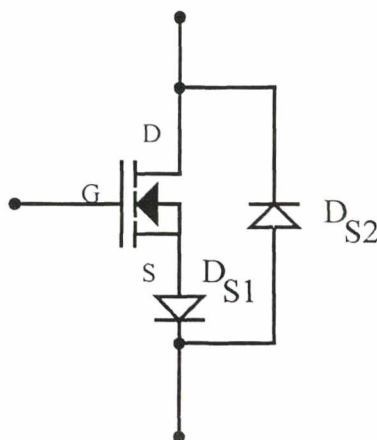
A terceira etapa inicia-se quando o transistor  $S_1$  é comandado a conduzir, desviando para si a corrente que circulava através de  $D_2$ , ocorrendo aí uma comutação dissipativa. De forma semelhante ao que ocorre na primeira etapa, na última etapa, ilustrada na figura III.38(d),  $I_{ab}$  muda novamente de sentido sendo transferida naturalmente de  $S_1$  para  $D_1$  (comutação ZCS).

O fato do diodo intrínseco do MOSFET não ser suficientemente rápido limita a frequência de operação em relação a que se pode obter com os MOSFET's, pois no momento da entrada em condução dos transistores (figura III.38c), devido ao grande tempo de recuperação reversa dos diodos intrínsecos dos MOSFET's, acabam gerando-se grandes

perdas e sobretensões, por isso faz-se necessária a utilização de alguma técnica que amenize estes problemas.

Uma maneira de suprimir os diodos intrínsecos, o que permite que se opere os MOSFET's com frequências maiores sem grandes problemas com a recuperação dos diodos é mostrada na figura III.40.

O diodo  $D_{S1}$  inibe o diodo intrínseco do MOSFET e o diodo  $D_{S2}$  é um diodo ultra rápido com característica de recuperação suave.



*Fig. III.40 - Supressão de Diodo Intrínseco do Mosfet.*

Apesar de apresentar bons resultados em alguns ensaios realizados, esta técnica mostrou-se pouco prática e economicamente inviável devido ao aumento no número de componentes necessários.

Para o inversor operando no modo de comutação ZCS sem a utilização de diodos rápidos, torna-se necessária a utilização de um grampeador a fim de evitar que as sobretensões geradas destruam os transistores. O circuito grampeador escolhido é mostrado na figura III.41, onde o capacitor  $C_{g1}$ , o diodo  $D_{g1}$  e o resistor  $R_{g1}$  formam o circuito grampeador do transistor  $S_1$  e os componentes  $C_{g2}$ ,  $D_{g2}$  e  $R_{g2}$  formam o grampeador do transistor  $S_2$ .

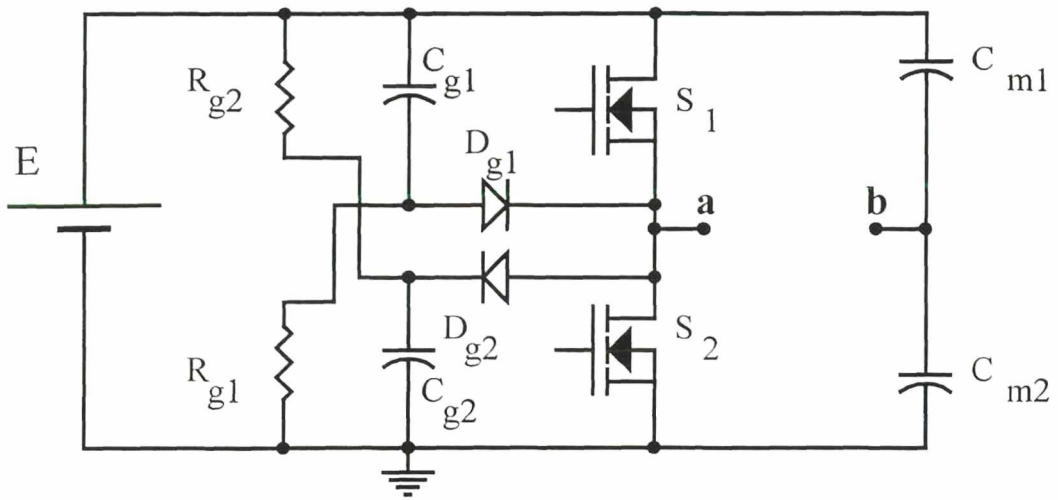


Fig. III.41 - Circuito Grampeador.

Maiores detalhes sobre o funcionamento e o dimensionamento do circuito grampeador podem ser vistos na referência [33].

### III.8.1 - Corrente Eficaz nos Transistores

Novamente, antecipando-se ao critério de escolha de componentes, considera-se os transistores  $S_1$  e  $S_2$  como transistores MOSFET's.

Também aqui, desprezar-se-á a contribuição das harmônicas de ordem superior de corrente do filtro para a corrente eficaz dos transistores e, não havendo mais a presença do indutor  $L_C$ , a corrente nos transistores fica então expressa da seguinte maneira:

$$i_S(t) = i_f(t) = I_{f_{\max}} \cdot \text{sen}(wt + \varphi_C) \quad (3.57)$$



A corrente eficaz é dada por:

$$I_{Sef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} (I_{f \max} \cdot \text{sen}(wt + \varphi_C))^2 dt} \quad (3.58)$$

Desenvolvendo-se a equação (3.58) chega-se a:

$$I_{Sef} = \frac{I_{f \max}}{2} \quad (3.59)$$

### III.8.2 - Cálculo do Grampeador

Para que se possa realizar o cálculo dos componentes do grampeador, são necessários os seguintes valores:

- |  |  |
|--|--|
| 1 - Tensão no barramento CC;                             | 5 - Corrente de carga máxima;                          |
| 2 - Máxima sobretensão admissível;                       | 6 - Corrente de carga eficaz;                          |
| 3 - Frequência de comutação;                             | 7 - Máxima corrente de pico suportada pelo transistor. |
| 4 - Indutâncias de cablagem e intrínsecas (componentes); |  |

Considerando-se que a indutância de cablagem média do circuito seja de  $1 \mu H/m$  e conhecendo-se as indutâncias internas dos componentes através de dados de catálogo, pode-se então determinar a indutância total envolvida no processo.

A sobretensão que aparece no momento da comutação pode ser calculada a partir de:

$$V_{Cmax} - E = \sqrt{\frac{(2 \cdot L_{cir})}{C_g}} \cdot I_{Ls_p} \quad (3.60)$$

Onde :

$V_{Cmáx}$  : máxima sobretensão admissível (tensão no capacitor).

$L_{cir}$  : indutância total do circuito.

$C_g$  : capacitor do grampeador.

Definindo-se :

$$x = \frac{V_{C_{\max}} - E}{E} \quad (3.61)$$

Das equações (3.60) e (3.61) obtém-se:

$$C_g = 2 \cdot L_{cir} \cdot \left( \frac{I_{f \max}}{x \cdot E} \right)^2 \quad (3.62)$$

Denomina-se:

$$k = -\ln\left(\frac{0,01}{x}\right) \quad (3.63)$$

O valor da resistência do resistor  $R_g$  é dada por:

$$R_g \leq \frac{T_s}{2 \cdot C_g \cdot k} \quad (3.64)$$

O valor escolhido para  $R_g$  deve necessariamente ser menor ou igual ao encontrado através da equação (3.64) para o bom funcionamento da estrutura.

A potência dissipada em  $R_g$  é dada por:

$$P_{Rg} = L_{cir} \cdot I_{f \max} fS \quad (3.65)$$

### III.9 - Metodologia de Projeto Usando Grampeador

A metodologia de projeto aqui proposta faz uso dos mesmos procedimentos apresentados no item III.4, diferindo apenas quanto ao indutor ZVS que não se faz mais necessário, à corrente eficaz nos transistores e ao cálculo dos componentes do grampeador. Dessa forma, para determinar o valor dos componentes que compõem o circuito inversor, deve-se:

- 1 - Encontrar o ponto de Operação da Lâmpada ( $V_L$  e  $I_L$ ), a fim de calcular a resistência equivalente  $R_L$ .
- 2 - Calcular o valor do capacitor ballast.
- 3 - Calcular os parâmetros do transformador.
- 4 - Calcular os valores dos elementos do filtro.
- 5 - Dimensionar os interruptores.
- 6 - Dimensionar os capacitores de ponto médio.
- 7 - Dimensionar os componentes do grampeador.

### III.10 - Projeto de um Protótipo Usando Grampeador

Apresentar-se-ão apenas os cálculos dos componentes que diferem dos já calculados no item III.5, omitindo-se os demais, cujos resultados já são conhecidos.

A corrente eficaz nos transistores pode ser obtida através da equação (3.59), assim:

$$I_{sef} = \frac{3,89}{2} = 1,945A$$

Pode-se também calcular as perdas nos transistores (ver referência [25]), cujos valores são:

$$P_{comt} \approx 19,2W$$

$$P_{cond} = 1W$$

Adotando-se os mesmos valores de temperatura indicados no item III.5, o dissipador exigido deverá apresentar uma resistência térmica menor que  $2^{\circ}C/W$ .

Convém lembrar que embora tenha sido utilizado o mesmo protótipo implementado segundo o item III.5, houve a necessidade de se utilizar um bom dissipador, devido as grandes perdas de comutação apresentados pela estrutura.

Admitindo-se uma sobretensão máxima de 30V. Calcula-se então o parâmetro  $x$  através da equação (3.61):

$$x = \frac{430 - 400}{400} = 0,075$$

Sabendo que a indutância  $L_{cir}$  aproximada é de  $450mH$ (somatório de todas as indutâncias parasitas envolvidas), pode-se então calcular o valor do capacitor  $C_g$ :

$$C_g = 2 \cdot 450 \cdot 10^{-9} \cdot \left( \frac{3,89}{0,075 \cdot 400} \right)^2 = 15,13 \cdot 10^{-9} F$$

Finalmente para determinar  $R_g$ , calcula-se :

$$k = -\ln\left(\frac{0,01}{0,0715}\right) = 2,0149$$

$$R_g = \frac{50 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 15,13 \cdot 10^{-9} \cdot 2,0149} = 820,06\Omega$$

$$P_{Rg} = 450 \cdot 10^{-9} \cdot 3,89 \cdot 20 \cdot 10^3 = 0,035W$$

### III.11 - Resultados Experimentais Usando Grampeador

A partir de agora, apresenta-se as principais formas de onda adquiridas em osciloscópio digital em um protótipo implementado em laboratório, cujo circuito de potência pode ser visto na figura III.42.

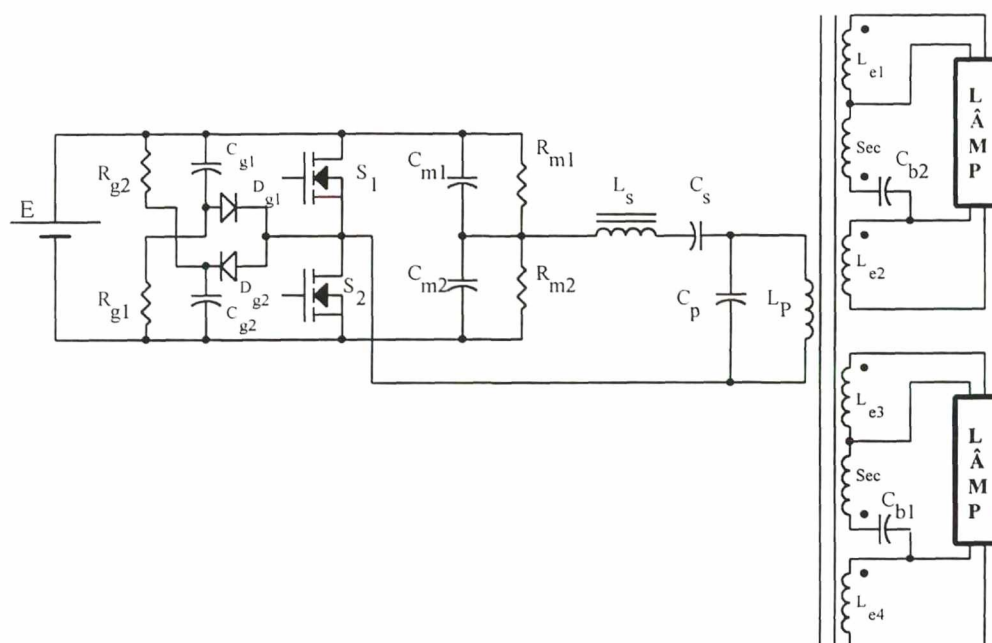


Fig. III.42 - Circuito de Potência do Inversor Usando Grampeador.

A relação de componentes do circuito de potência do inversor usando valores comerciais fica definida como:

$S_1, S_2$  - Transistor MOSFET IRFP460

$C_{m1}, C_{m2}$  - Capacitor de poliéster metalizado 2,2 $\mu$ F/400V

$R_{m1}, R_{m2}$  - Resistores 150k $\Omega$ /0,25W

$L_r$  - 2,96mH

$L_p$  - 14,8mH

$C_s$  - 22nF

$C_p$  - 3,9nF

$C_{b1}, C_{b2}$  - 18nF/400V

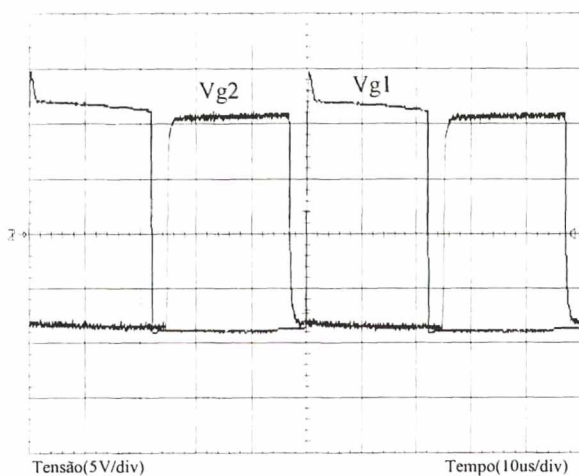
$R_{g1}, R_{g2}$  - 820 $\Omega$ / 0,5W

$C_{g1}, C_{g2} - 18\text{nF}/630\text{V}$

$D_{g1}, D_{g2} - \text{diodo } 1\text{N}4937$

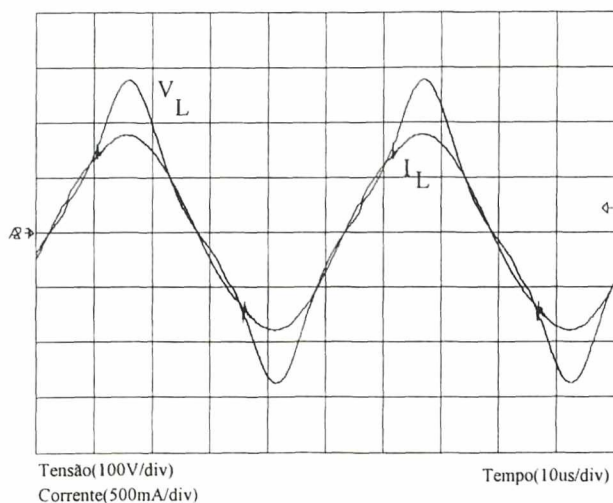
Convém lembrar que o circuito de comando aqui utilizado é o mesmo do item III.6.

A seguir são apresentados os resultados obtidos com o protótipo implementado. Na primeira aquisição feita, que pode ser observada na figura abaixo, observa-se o sinal de comando dos transistores.



*Fig. III.43 - Sinal de Comando dos Mosfet's.*

Na figura III.44, observa-se a tensão e a corrente na lâmpada, que não sofreu alterações substanciais, comprovando assim que a mudança das etapas de funcionamento do inversor não influi de maneira significativa no desempenho da lâmpada.



*Fig. III.44 - Tensão e Corrente em Uma das Lâmpadas.*

Nas figuras III.45 e III.46 são mostradas respectivamente a corrente  $I_f$ , que neste caso corresponde à corrente  $I_{ab}$ , junto a tensão no primário do transformador e junto à tensão  $V_{ab}$ .

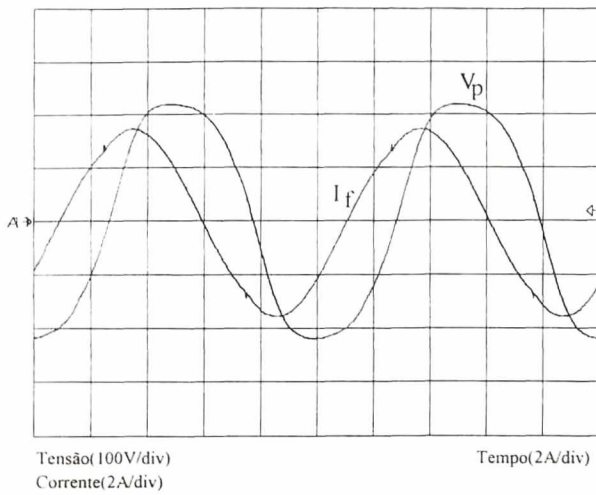


Fig. III.45 - Tensão e Corrente na Saída do Filtro de Harmônicas.

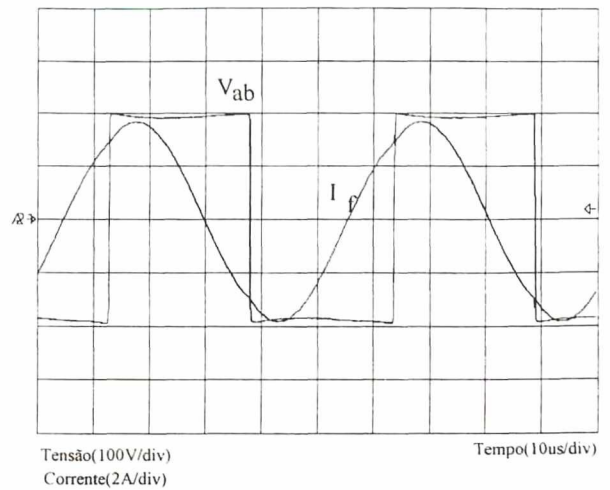


Fig. III.46 - Tensão  $V_{ab}$  e Corrente na Saída do Filtro de Harmônicas ( $I_{ab}$ ).

A corrente  $I_{ab}$  adiantada em relação à  $V_{ab}$  propicia a comutação ZCS.

A figura III.47 mostra as tensões  $V_{ab}$  e  $V_p$ , através da qual pode-se observar a qualidade da tensão no primário do trafo, comprovando assim que a alteração do modo de funcionamento também não influi no comportamento do filtro, que continua atenuando de forma eficiente as harmônicas de ordem superior.

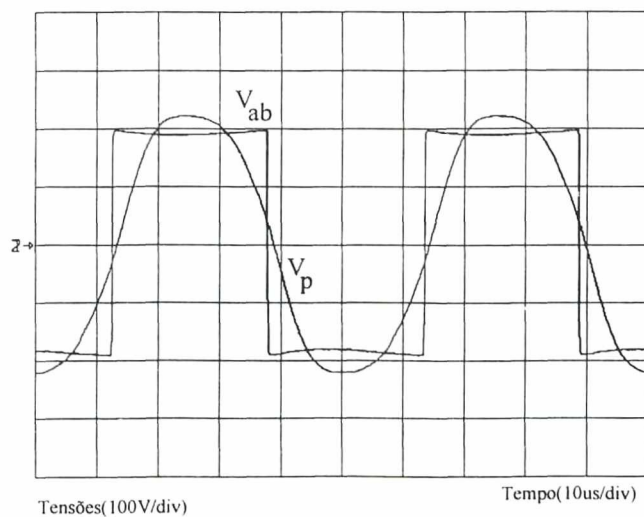


Fig. III.47 - Tensão e Corrente na Saída do Filtro de Harmônicas.

Na figura III.48 apresenta-se as tensões sobre os dois transistores MOSFET's.

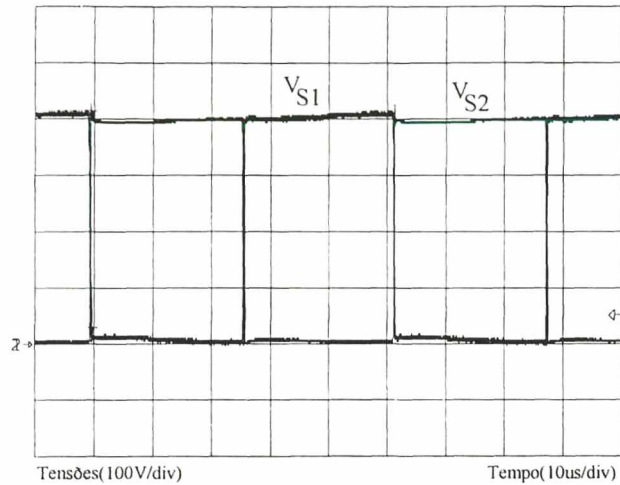


Fig. III.48 - Tensão Sobre os Dois Transistores.

Nas figuras III.49 e III.50 pode-se observar a tensão e a corrente no transistor S1 para o inversor alimentando duas e uma lâmpada respectivamente. Nestas figuras fica evidenciada a comutação ZCS. Pode-se notar também que para duas lâmpadas a corrente eficaz nos transistores é maior do que quando o inversor trabalha no modo ZVS e que ocorrem picos de corrente no momento das comutações, aumentando assim as perdas de condução e comutação nos transistores. Os picos de corrente chegam a aproximadamente 10A quando o inversor opera com as duas lâmpadas.

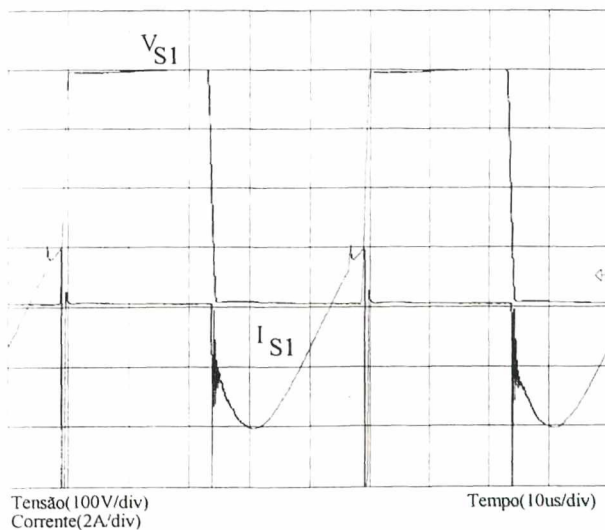


Fig. III.49 - Tensão e Corrente em S1 Com Duas Lâmpadas.

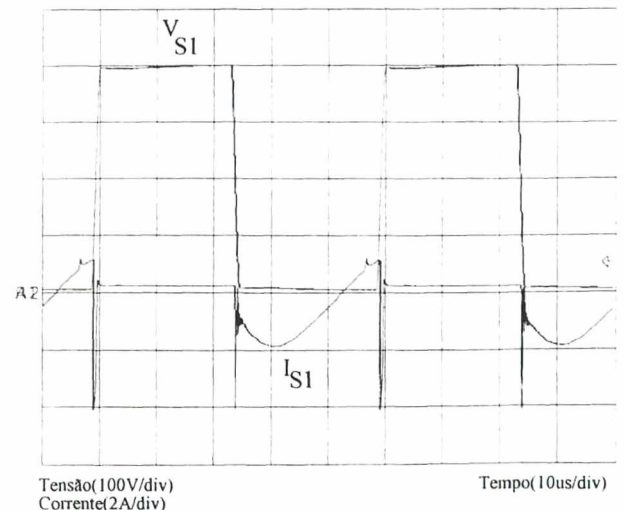
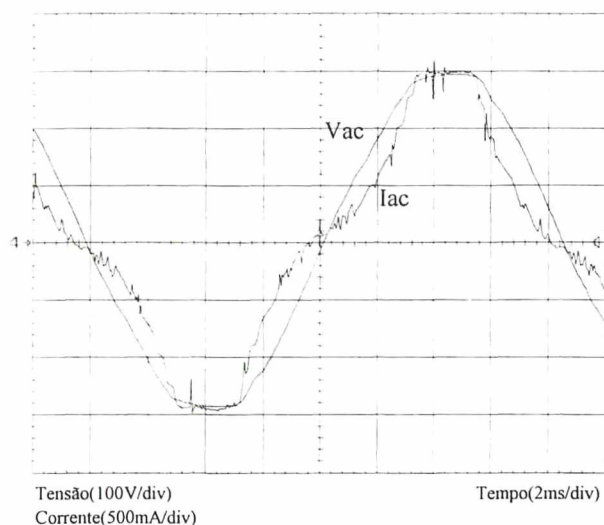


Fig. III.50 - Tensão e Corrente em S1 Com Apenas Uma das Lâmpadas.



Finalmente, na figura III.51 são mostradas a tensão e a corrente na entrada do conjunto ballast, onde pode-se observar o comportamento da corrente. O fator de potência aqui obtido através de medida realizada usando o WT110 foi de 0,935. Como foi mencionado no item II.3.8, o melhor fator de potência ocorre para a tensão de entrada mínima, assim, ao aplicar-se uma tensão eficaz de 185V na entrada do protótipo, obteve-se um fator de potência de 0,975,



*Fig. III.51 - Tensão e Corrente de Entrada.*

O medidor de potência WT110 também foi usado a fim com a finalidade de medir as potências de entrada e saída dos estágios de entrada e inversor. Com isso obteve-se os seguinte rendimentos:

$$\eta_{boost} = 92,34\%$$

$$\eta_{inversor} = 81,2\%$$

$$\eta_{ballast} = 74,98\%$$

### III.12 - Conclusão

Neste capítulo foi apresentada a topologia de um inversor para alimentar a lâmpada em alta frequência. Com a utilização do filtro proposto e do transformador, obteve-se a possibilidade de substituição de lâmpadas com o circuito energizado e, ainda, ter seu funcionamento normal na falha de uma das lâmpadas.

A estabilização da lâmpada foi conseguida de maneira eficiente com o uso de um capacitor e sua ignição facilitada pelo aquecimento dos eletrodos.

Foram propostas duas técnicas para melhorar o desempenho do inversor com relação às comutações. Obteve-se bons resultados com o inversor operando no modo ZVS, que possui uma característica atípica, aumentando a corrente eficaz nos transistores e consequentemente as perdas, com a diminuição da carga. Quando o inversor é operado no modo ZCS há um aumento nas corrente eficaz à plena carga e o aparecimento de picos de corrente devido à recuperação reversa dos diodos que aumentam muito as perdas totais no transistor, tornando necessária a utilização de grandes dissipadores, o que inviabilizaria totalmente o conversor.

A tentativa de se retirar o indutor  $L_C$ , que é pesado e volumoso traz consequências de implementação práticas que não tornam interessante o uso do inversor operando no modo ZCS.

Pode-se dizer que a operação no modo ZVS permite utilizar diodos não muito rápidos no inversor e ainda assim operar em frequências bem mais elevadas que com a operação no modo ZCS. A técnica de melhor resultado, e por isso mais indicada é a que utiliza o indutor de comutação suave.

Para diminuir o indutor utilizado para a comutação suave no modo de operação ZVS, sugere-se que se aumente a frequência de operação do inversor ao máximo que os interruptores puderem suportar, observando-se que não ocorra aumento excessivo nas perdas de comutação, que exigirão um dissipador maior.

# CAPÍTULO IV

## REALIZAÇÃO DE UM REATOR ELETRÔNICO COM CONTROLE DE LUMINOSIDADE

### IV.1 - Introdução

Neste capítulo são apresentadas outras características desejadas para o reator eletrônico proposto neste trabalho. São apresentados detalhes práticos para a confecção de um protótipo final que é comparado com um reator convencional através de medidas realizadas e das características apresentadas por ambos.

### IV.2 - Características Adicionais

Além das características já mencionadas para o reator eletrônico, deseja-se ainda que o mesmo desligue-se automaticamente, quando o ambiente a ser iluminado não estiver sendo ocupado e que a potência entregue à lâmpada seja diminuída, diminuindo assim a luminosidade emitida, com o aumento da luminosidade natural do ambiente.

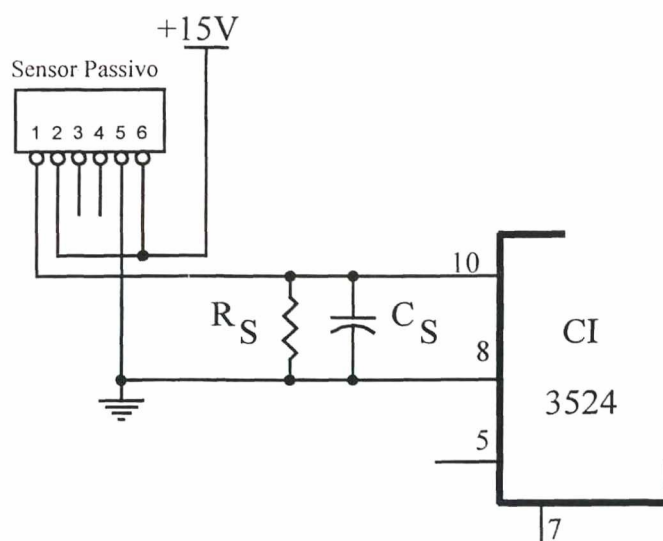
#### IV.2.1 - Controle Automático de Presença

O sistema de controle automático de presença é baseado num sensor comercial, aqui denominado sensor passivo, que contém num mesmo invólucro um receptor de raios infravermelhos e um circuito auxiliar que mantém em sua saída um sinal alto quando não há detecção de movimento no ambiente e que é automaticamente levado à zero quando alguém entra no campo de atuação do sensor.

O princípio de operação é semelhante ao mostrado em [34], ou seja, é baseado numa comparação entre duas varreduras diferentes, ou seja, o sensor faz uma varredura do ambiente medindo a quantidade de radiação infravermelha emitida pelos objetos em seu campo de ação, armazenando este valor. Após um determinado período é feita uma nova varredura e se não houver movimentação o sinal lido se manterá constante, não havendo assim acionamento do sensor. A movimentação de um objeto ou pessoa dentro do campo de ação do sensor causará uma alteração no sinal captado pelo sensor, causando a ativação do mesmo.

O sinal de saída do sensor passivo é aplicado ao pino 10 dos CI's que controlam o conversor boost do estágio de entrada e o inversor, ativando-os somente quando houver alguém no ambiente a ser iluminado.

O circuito utilizado para proporcionar a ativação/desativação do 3524 via sensor passivo pode ser visto na figura IV.1.



*Fig. IV.1 - Circuito Para Controle Automático de Funcionamento*

O resistor  $R_S$  é necessário para polarizar o transistor em coletor aberto presente na saída do sensor. O capacitor  $C_S$  foi utilizado para evitar que durante o processamento de potência ocorram interferências que desativem o 3524. O valor adotado para  $R_S$  foi de  $22k\Omega$  e para  $C_S$  de  $470nF$ .

## IV.2.2 - Controle de Luminosidade

A variação da luminosidade de uma lâmpada fluorescente abaixo de 30% do seu valor nominal é uma tarefa bastante complexa, já que a lâmpada normalmente perde a estabilidade a partir deste ponto. Existem algumas técnicas que podem ser utilizadas para que se possa operar a lâmpada fluorescente numa ampla faixa de potências sem que se perca a estabilidade, como pode-se ver em [35] que propõem um circuito onde uma pequena corrente CC é superposta à tensão de alta frequência e em [36] onde adiciona-se um transistor e um indutor auxiliar. Com estas técnicas pode-se obter níveis de luminosidade inferiores à 5% do nível nominal, porém, como o que se deseja neste trabalho é um controle que varie automaticamente a potência da lâmpada em função da luminosidade ambiente, julgou-se desnecessária a aplicação de técnicas que tornassem muito complexo o funcionamento do reator para que o mesmo pudesse operar numa faixa de potência de pouca importância.

Dessa forma optou-se por controlar a luminosidade através de um LDR (resistor dependente da luz), que atua no circuito de controle do conversor boost, variando a tensão do barramento CC, propiciando assim uma variação da potência entregue à lâmpada.

O LDR é um componente normalmente constituído por sulfato de cádmio que contém poucos elétrons livres quando não iluminado, o que torna sua resistência bastante elevada. Quando ele absorve luz, elétrons são liberados e a condutividade do material aumenta. A relação aproximada entre a resistência e o nível de luminosidade é dado por [37]:

$$R_{LDR} = A \cdot Lu^{-\alpha} \quad (4.1)$$

Onde :

$R_{LDR}$  : resistência do componente ( $\Omega$ ).

$Lu$  : nível de luminosidade (lux)

$A$  e  $\alpha$  : constantes características do material.

A temperatura pode afetar a resistência sob iluminação, porém, na prática, em temperaturas ambiente normais, o coeficiente de temperatura é pequeno e pode ser desprezado.

O controle da luminosidade através do uso do LDR é feito inserindo-o no controlador do estágio de entrada alterando o valor da tensão de referência do pino 2 do CI3524. Com a variação da luminosidade consegue-se a variar a tensão do barramento CC,

propiciando uma variação na potência entregue a lâmpada. Sabe-se que para o valor de tensão de barramento CC adotado, a variação obtida não será muito grande, já que em alta frequência o fluxo luminoso das lâmpadas é bastante grande e a tensão CC poderá variar somente entre 400V e 311V, porém, a potência entregue à lâmpada variará entre 265,4W e 123,2W, o que comprova o princípio de funcionamento.

Na figura IV.2 pode-se observar o circuito utilizado para o controle de luminosidade.

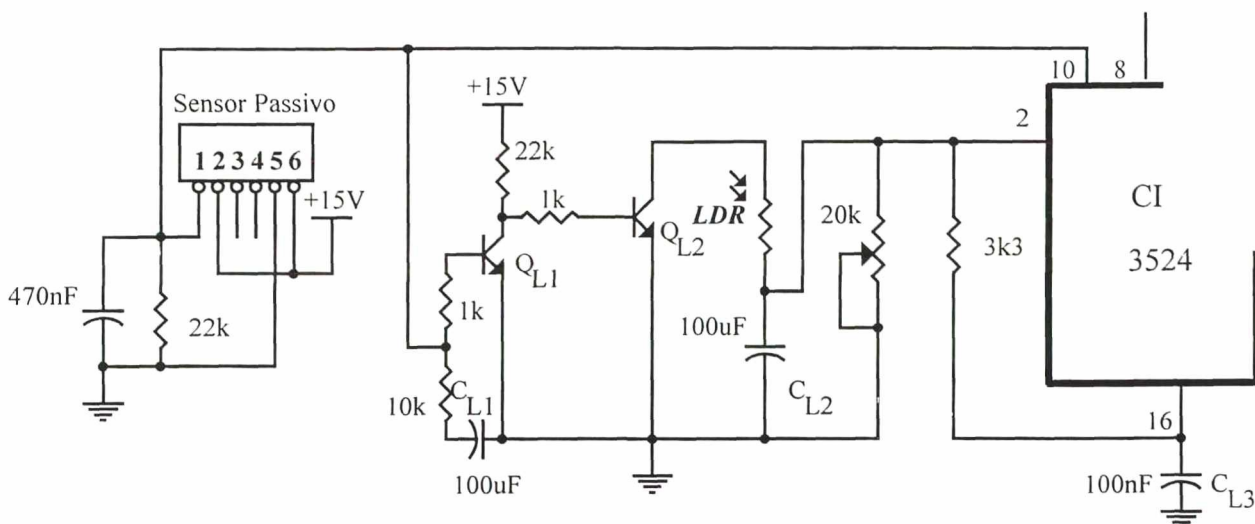


Fig. IV.2 - Circuito de Controle de Luminosidade.

O capacitor  $C_{L1}$  é usado para que os transistores  $Q_{L1}$  e  $Q_{L2}$  impeçam o LDR de interferir na tensão de referência quando o sensor passivo ativar o reator. Assim, com o valor adotado, a tensão de referência dependerá apenas do valor ajustado através do trimpot de  $22k\Omega$  durante aproximadamente cinco segundos, tempo suficiente para que se processe a ignição da lâmpada.

O capacitor  $C_{L2}$  se faz necessário para evitar que a rápida resposta do LDR cause instabilidade no controle do transistor boost. E, finalmente, o capacitor  $C_{L3}$  é usado por recomendação do fabricante para evitar possíveis variações na tensão regulada do CI.

Dessa forma deve-se proceder o ajuste da tensão de referência através do trimpot para que, quando o LDR não estiver ativo a tensão no barramento, corresponda à tensão nominal (400V), para que esta seja diminuída de acordo com a intensidade da luminosidade incidente sobre o LDR quando este estiver habilitado.

### **IV.3- Comparação entre o Reator Eletrônico Desenvolvido e Um Reator Eletromagnético com Alto Fator de Potência.**

No protótipo final que foi comparado com o reator eletromagnético, utilizou-se a técnica de comutação ZVS do inversor devido aos melhores resultados quando comparada à técnica de comutação ZCS. Com relação ao que foi exposto nos capítulos anteriores, foram feitas algumas alterações:

- 1 - Os transistores IRFP460 usados no inversor podem ser substituídos por transistores do tipo IRF840 que possuem um custo menor, porém optou-se em manter os mesmos transistores para poder usar os dissipadores calculados no item III.5.
- 2 - A associação de capacitores que formava o capacitor  $C_0$  do estágio de entrada foi substituída por uma outra formada por dois capacitores de  $680\mu\text{F}/250\text{V}$  com a finalidade de diminuir a variação da tensão no barramento CC. Isto traz como consequência a necessidade de utilizar-se uma ponte de diodos de maior capacidade (1N5404) e de um NTC para limitar a corrente na partida. Utilizou-se a alteração do valor do capacitor e não da resposta do controlador para diminuir a variação de tensão no barramento CC, porque a segunda técnica traz como consequência um aumento na distorção harmônica da corrente de entrada.
- 3 - Implementou-se os controles de presença e de luminosidade segundo o que foi indicado no item IV.2.

Dessa forma, o circuito final correspondente ao reator eletrônico pode ser visto nas figuras IV.3 e IV.4, onde mostra-se os estágios de entrada e do inversor respectivamente.

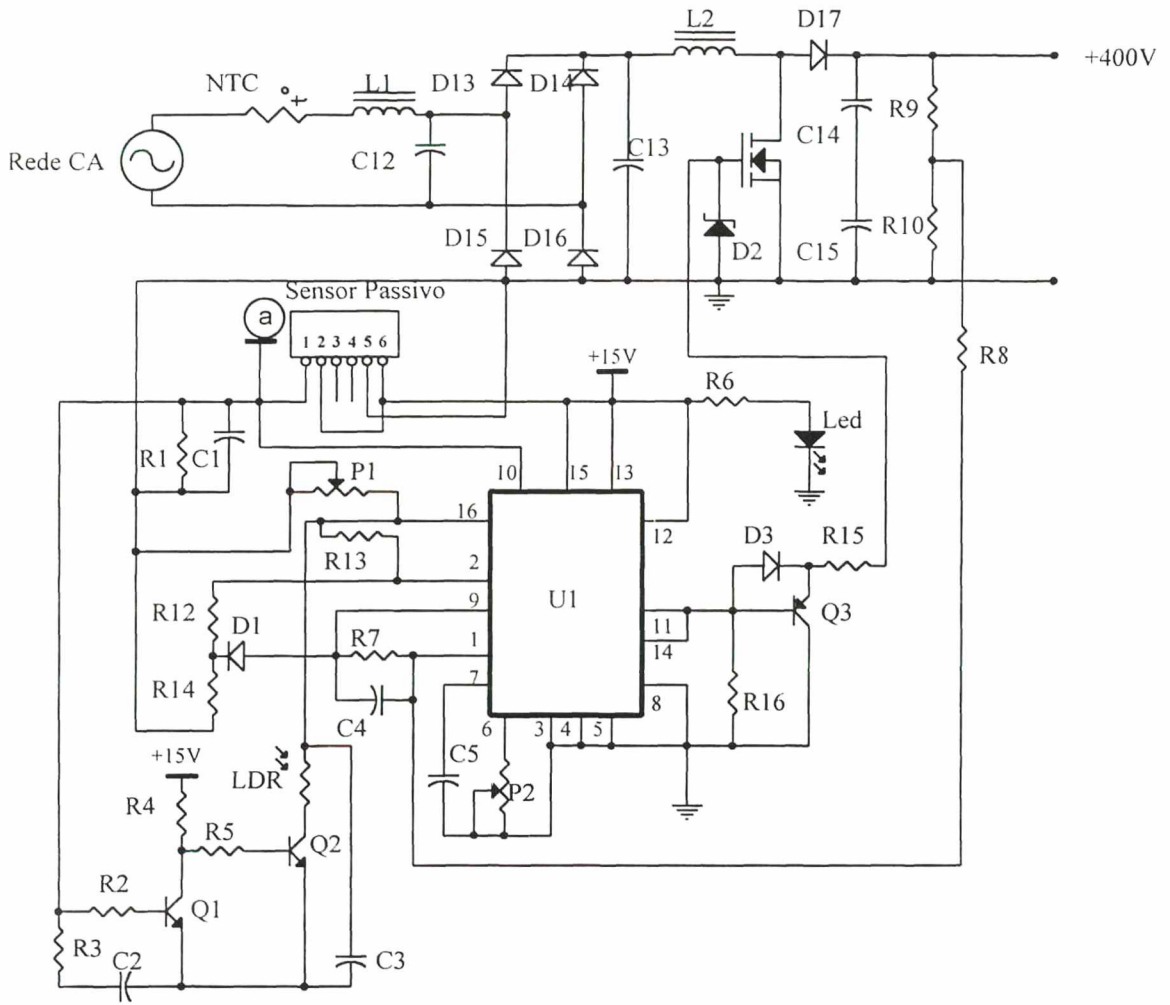


Fig. IV.3 - Estágio de Entrada.



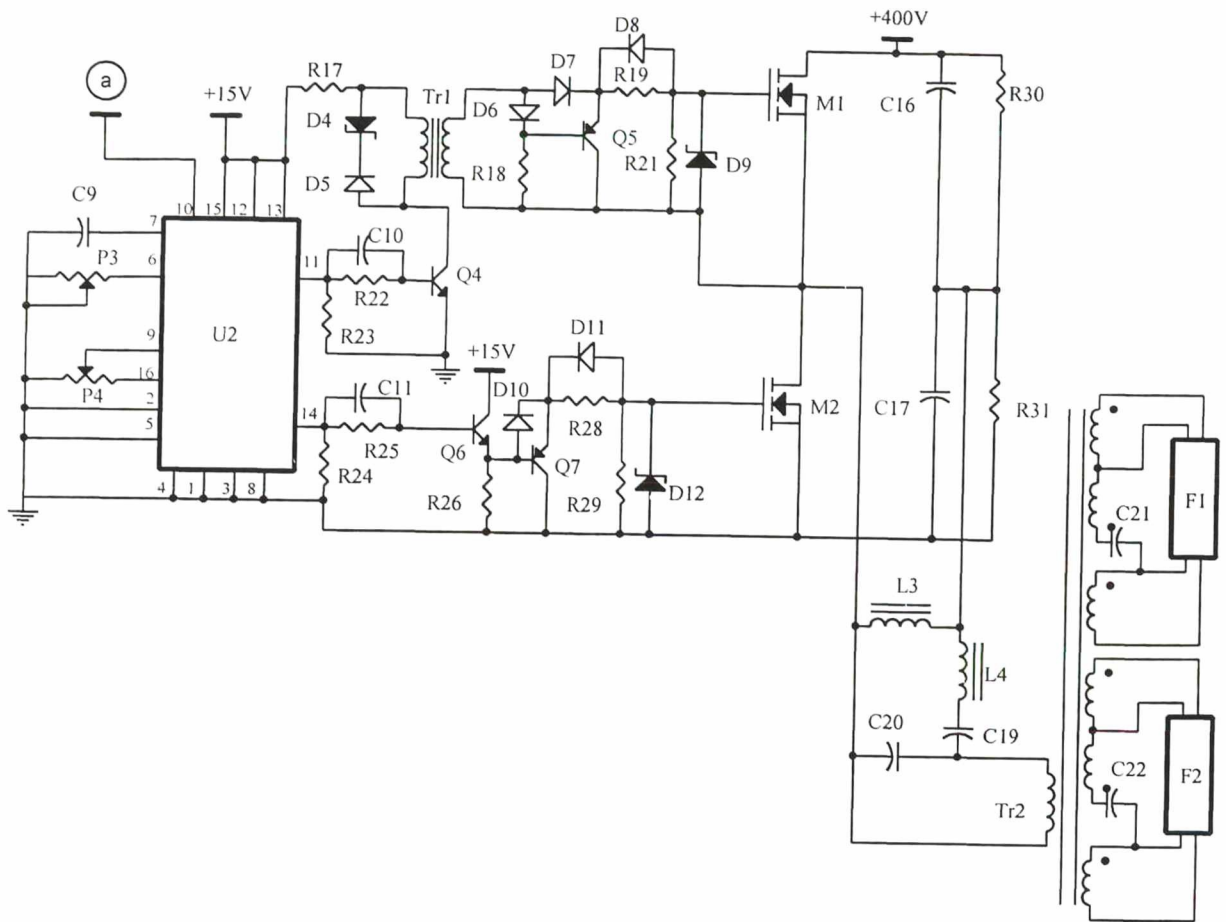


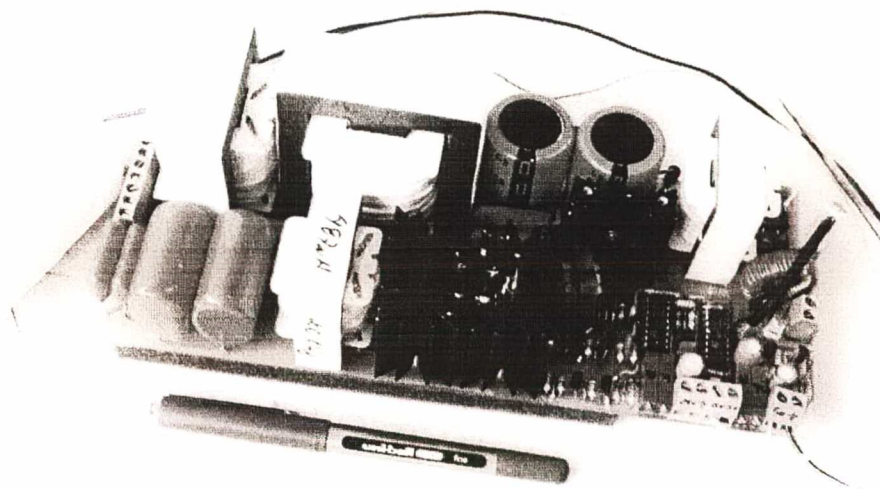
Fig. IV.4 - Estágio do Inversor.

A relação final de componentes do reator eletrônico fica definida como:

- C1 - Capacitor cerâmico 470nF/63V.
- C2, C3 - Capacitor eletrolítico 100 $\mu$ F/25V.
- C4 - Capacitor de poliéster metalizado 47nF/63V.
- C5, C9 - Capacitor de poliéster metalizado 2,2nF/63V.
- C10 - Capacitor cerâmico 1,5nF.
- C11 - Capacitor cerâmico 1nF.
- C12 - Capacitor MKT 330nF/400V.
- C13 - Capacitor de poliéster metalizado 150nF/400V.
- C14, C15 - Capacitor eletrolítico 680 $\mu$ F/250V.
- C16, C17 - Capacitor de poliéster metalizado 2,2 $\mu$ F/250V.
- C19 - Associação de capacitores 2 x 47nF/1,6kV. M1 - Transistor mosfet IRFP460.
- C20 - Capacitor de poliéster metalizado 3,9nF/250V.

C21, C22 - Capacitor de poliester metalizado 18nF/630V.  
D1, D3, D5, D6, D7, D8, D10, D11 - Diodo 1N4148.  
D2, D4 - Diodo zener 18V/0,5W.  
D9, D12 - Diodo zener 16V/0,5W.  
D13, D14, D15, D16 - Diodos 1N5404.  
D17 - Diodo MUR460.  
L1 - Indutor de filtragem 3mH.  
L2 - Indutor boost 390uH.  
L3 - Indutor  $L_C$  500 $\mu$ H.  
L4 - Indutor  $L_S$  2,96mH.  
M1 - Transistor mosfet IRFP460.  
M2 - Transistor mosfet IRFP460.  
M3 - Transistor mosfet IRFP460.  
P1 - Trimpot 10k $\Omega$ .  
P2, P3, P4 - Trimpot 20k $\Omega$ .  
Q1, Q2, Q4, Q6 - Transistor BC550.  
Q3, Q5, Q7 - Transistor BC327.  
R1, R4, R12, R23, R24 - Resistor de 22k $\Omega$ /0,25W.  
R2, R5, R6, R21, R25, R29 - Resistor de 1k $\Omega$ /0,25W.  
R3, R8 - Resistor de 10k $\Omega$ /0,25W.  
R7 - Resistor de 47k $\Omega$ /0,25W.  
R9 - Resistor de 560k $\Omega$ /0,25W.  
R10, R13, R22 - Resistor de 3,3k $\Omega$ /0,25W.  
R14 - Resistor de 6,8k $\Omega$ /0,25W.  
R15, R17 - Resistor de 10 $\Omega$ /0,25W.  
R16 - Resistor de 2,2k $\Omega$ /0,25W.  
R18 - Resistor de 820 $\Omega$ /0,25W.  
R26 - Resistor de 12k $\Omega$ /0,25W.  
R19, R28 - Resistor de 12 $\Omega$ /0,25W.  
R30, R31 - Resistor de 150k $\Omega$ /0,25W.  
Tr1 - Transformador de pulso.  
Tr2 - Transformador do inversor.  
U1, U2 - Circuito Integrado 3524.

A figura IV.5 mostra uma fotografia do protótipo implementado em laboratório.



*Fig. IV.5 - Foto do Protótipo*

A figura IV.6 mostra uma fotografia do protótipo implementado ao lado de um reator eletromagnético. O reator utilizado para a comparação é um reator da marca Keiko para duas lâmpadas fluorescentes de 110W partida rápida com alto fator de potência, modelo FR1102-226A com as seguintes especificações:

Tensão de entrada : 220Vef

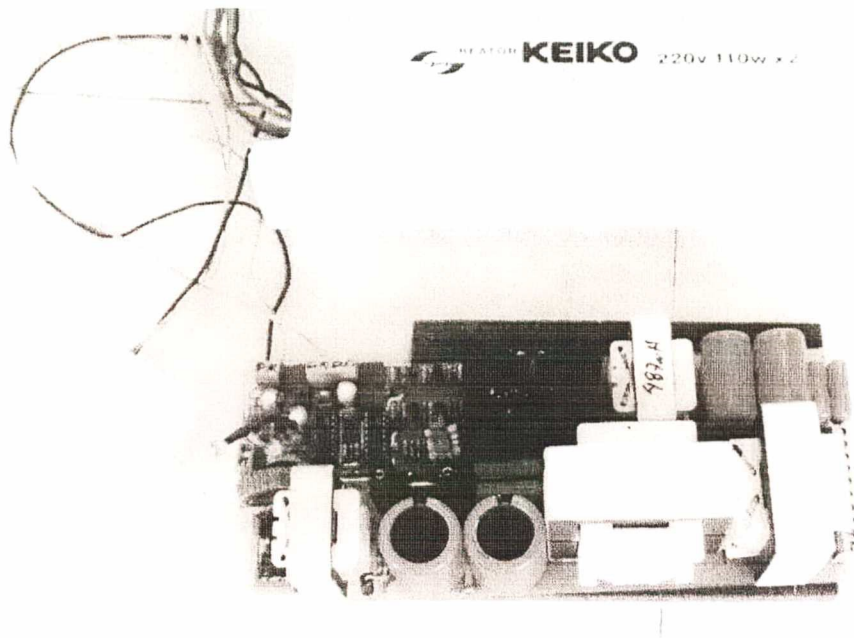
Frequência de operação : 60Hz

Potência nominal : 250W

Corrente nominal : 1,18A

Fator de potência : 0,95

Variação de Temperatura : 65°C

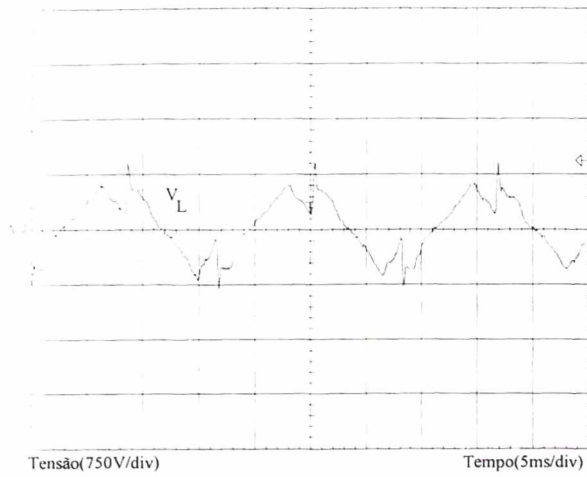


*Fig. IV.6 - Foto do Protótipo ao Lado de um Reator Eletromagnético.*

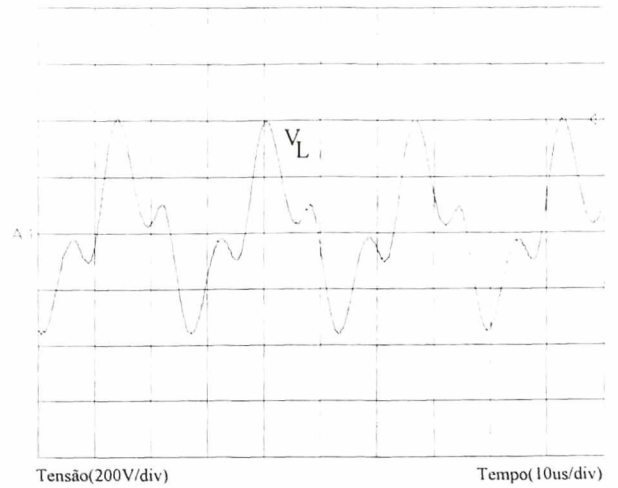
O reator eletrônico desenvolvido pesa, sem caixa metálica aproximadamente 1545g; já o reator eletromagnético pesa aproximadamente 3855g. Estima-se que uma caixa confeccionada em alumínio para as dimensões do reator deva pesar em torno de 150g, o que elevaria o peso total do reator eletrônico para aproximadamente 1700g. Quanto ao volume ocupado, o reator eletrônico ocupa aproximadamente  $1590\text{cm}^3$  e o eletromagnético  $1480\text{cm}^3$ .

Finalmente, é feita uma comparação entre o desempenho dos dois reatores através de aquisições e medidas realizadas.

Nas figuras IV.7 e IV.8 pode-se observar a tensão de ignição da lâmpada para os reatores convencional e eletrônico respectivamente.

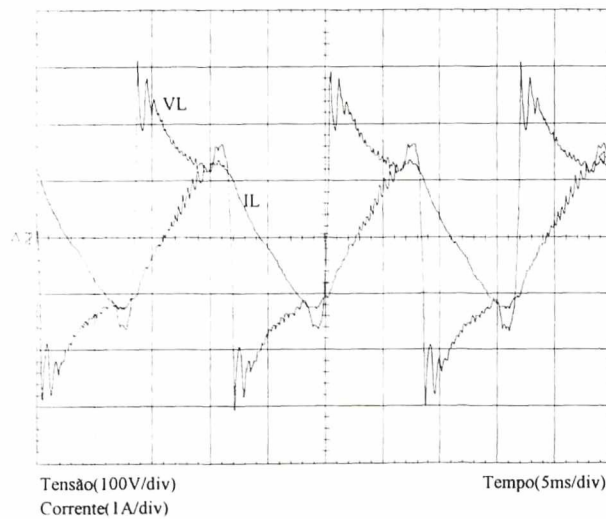


*Fig. IV.7 - Tensão de Ignição da Lâmpada no Reator Convencional.*

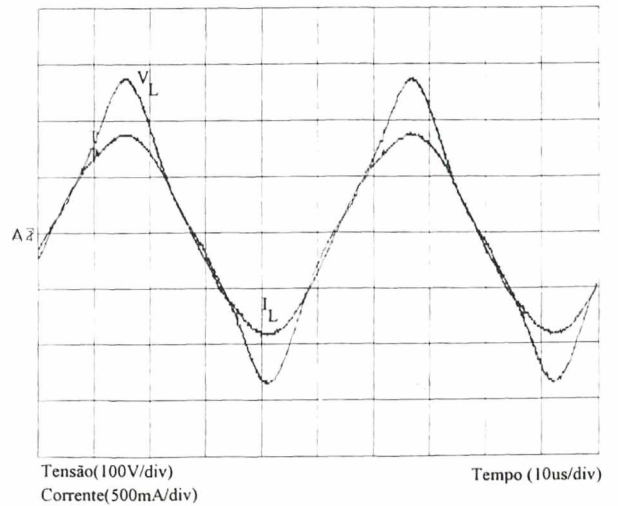


*Fig. IV.8 - Tensão de Ignição da Lâmpada no Reator Eletrônico.*

Nas figuras IV.9 e IV.10 pode-se observar a tensão e a corrente na lâmpada para os reatores convencional e eletrônico respectivamente.



*Fig. IV.9 - Tensão e Corrente na Lâmpada para o Reator Convencional.*



*Fig. IV.10 - Tensão e Corrente na Lâmpada para o Reator Eletrônico.*

Finalmente nas figura IV.11 e IV.12 apresenta-se a tensão e a corrente na entrada dos dois reatores. Pode-se observar o bom desempenho do reator eletrônico que corrige de maneira eficiente o fator de potência.

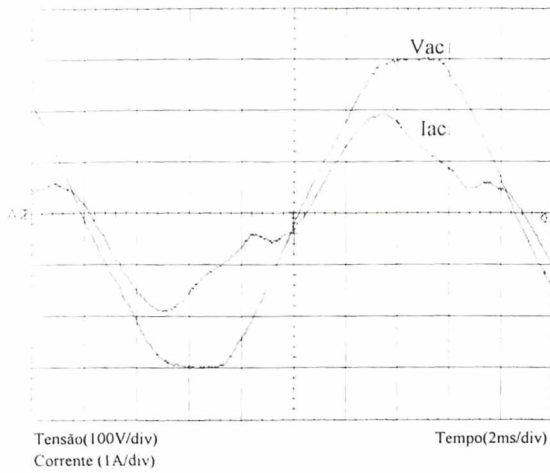


Fig. IV.11 - Tensão e Corrente na Entrada do Reator Eletromagnético.

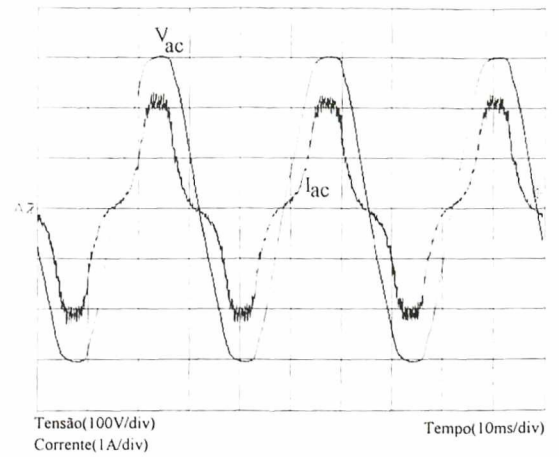


Fig. IV.12 - Tensão e Corrente na Entrada do Reator Eletrônico.

O rendimento e o fator de potência dos dois reatores foi medido com o auxílio do WT110 da YOKOGAWA e os resultados são mostrados na tabela IV.1 :

Medida	Reator Eletromagnético	Reator Eletrônico
Potência entregue a lâmpada (W)	96,2	105,3
Rendimento (%)	82,43	86,1
Fator de potência	0,949	0,941
Variação de temperatura em uma hora de operação com a temperatura ambiente em 26°C (°C).	67,5	Transistor : 74,5 Indutor Ls : 25,5 Indutor Lc : 44,6 Trafo : 23,4

Tab. IV.1 - Tabela Comparativa Entre os Reatores.

## IV.4- Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os dados necessários sobre a montagem de um protótipo do reator eletrônico, incluindo-se nele as características de controle de presença e luminosidade cujas técnicas utilizadas mostraram-se eficientes. Quanto ao controle de luminosidade, mesmo variando-se a tensão de barramento apenas entre 400V e 311V, obteve-se uma variação de 54% na potência consumida pelo reator, o que trouxe como consequência uma variação de 39% na luminosidade emitida pela lâmpada.

Finalmente foram feitas comparações entre o reator desenvolvido e um reator eletromagnético comercial através de medidas e ensaios, através dos quais pode-se observar que o reator eletrônico apresenta várias vantagens. Dentre elas pode-se citar:

- 1 - A ausência quase total de ruídos audíveis.
- 2 - Alto fator de potência, equivalente ao do reator eletromagnético.
- 3 - Maior nível de iluminação, para o mesmo consumo de energia.
- 4 - Forma de onda de tensão na lâmpada sem picos com forma próxima a de uma senóide, o que aumenta a vida útil da mesma.
- 5 - Maior economia de energia através dos controles de presença e de luminosidade.

## CONCLUSÃO GERAL

O presente trabalho foi constituído pelo estudo teórico e implementação experimental de uma estrutura destinada à alimentar duas lâmpadas fluorescentes de 110W com correção do fator de potência na entrada, controle da luminosidade baseado na luminosidade do ambiente e controle de presença desligando o reator quando não houver pessoas no ambiente a ser iluminado.

Foi feita uma análise do mecanismo de funcionamento e dos principais parâmetros que influem na eficiência da lâmpada com a finalidade de definir-se as características necessárias ao reator.

Optou-se pela utilização de um estágio de entrada com correção de fator de potência com um boost operando no modo de condução descontínua, porque este apresenta melhores resultados do que outras técnicas, como por exemplo o filtro Valley-Fill, e um comando mais simples quando comparado aos outros modos de operação do boost.

Tal estágio de entrada apresentou bons resultados com relação ao fator de potência, a taxa de distorção harmônica na corrente da entrada e ao controle da tensão de barramento, que varia de acordo com a luminosidade detectada pelo sensor do tipo LDR.

Por outro lado, a correção do fator de potência com o boost operando em condução descontínua não mostrou-se muito segura quanto ao controle da tensão para o reator operando à vazio, ou seja, quando as lâmpadas são retiradas, a tensão no barramento CC sobe muito, aproximando-se dos 490V. Este valor está muito próximo do limite dos transistores utilizados. Por isso, para um protótipo comercial, sugere-se a utilização do conversor boost operando em outro modo de condução para evitar a possibilidade da destruição dos transistores por sobretensão, ou ainda, para manter-se a técnica utilizada poderia-se substituir os transistores MOSFET pelos de tecnologia IGBT, que permitem a utilização de tensões mais elevadas no barramento CC.

O controle automático de presença foi obtido utilizando-se um sensor infravermelho comercial fabricado pela Heimann System da Alemanha que desativa os dois estágios do reator. Tal técnica mostrou-se interessante porque os capacitores do barramento CC mantêm-se sempre carregados com o valor da tensão máxima de entrada, diminuindo assim o transitório de partida.



Na última etapa de estudos utilizou-se uma topologia de meia ponte para o inversor com transformador de isolamento. Tal estrutura mostrou-se eficiente, com pequenas perdas nos transistores quando operando com o indutor  $L_C$ . O mesmo não ocorre quando o inversor é operado no modo ZCS, apresentando perdas excessivas nos transistores, inviabilizando assim o emprego desta estrutura.

O filtro adotado também mostrou-se eficiente permitindo que o inversor opere normalmente mesmo sem uma ou as duas lâmpadas. Neste último caso, com o inversor operando à vazio no modo ZVS, ocorre um aumento nas perdas por condução nos transistores, já que é nesta condição que registra-se a maior corrente eficaz devido a presença do indutor  $L_C$ . Embora isto comprometa o rendimento, nesta situação a potência solicitada da rede elétrica é baixa.

Por fim, um protótipo final é elaborado integrando numa mesma placa os dois estágios de tratamento de energia, ou seja, os estágios de entrada com correção de fator de potência e do inversor operando no modo de comutação ZVS, sendo acrescido a ele as características de controle de luminosidade e autodesligamento automáticos. Tal protótipo foi comparado com um reator eletromagnético comercial com partida rápida e apresentou melhores características.

O rendimento do reator eletrônico e a potência entregue às lâmpadas quando alimentadas pelo reator eletrônico são superiores ao que ocorre com o reator eletromagnético. Constatou-se também que o fluxo luminoso emitido pelas lâmpadas quando alimentadas em alta frequência é sensivelmente superior ao emitido pelas mesmas lâmpadas em baixa frequência. Não mediu-se esta variação por não se dispor de equipamento adequado. Segundo a norma NBR 5115, o reator deve partir em no máximo 10 segundos. No reator eletromagnético este tempo é de aproximadamente 3 segundos e no eletrônico de aproximadamente 2 segundos quando acionado pelo sensor automático de presença.

O reator eletrônico apresenta a característica de possibilitar economia de energia elétrica uma vez que possui maior rendimento que os reatores magnéticos e, para a mesma intensidade luminosa nas lâmpadas consome menos energia da rede elétrica.

Pôde-se observar também que o uso do reator eletrônico pode trazer uma economia substancial de energia elétrica devido aos controles de presença e luminosidade automáticos, dependendo do ambiente a ser iluminado.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] - "Tubular Fluorescent Lamps for General Lighting Service". IEC std. 81. 3<sup>a</sup> ed. Geneva, 1974. pp 188.
- [2] - "Lâmpada Fluorescente Tubular para Iluminação Geral". : Associação Brasileira de Normas Técnicas. NBR 5115, abr 1995.
- [3] - Deng, E.; Cuk, S., "Negative Incremental Impedance and Stability of a Fluorescent Lamps", IEEE – APEC'97, Vol. 2. February. Atlanta - Georgia, pp 1050-1056.
- [4] - Kaiser, W., "Conversor Eletrônico de Elevada Eficiência para a Alimentação de Lâmpadas Fluorescentes Tubulares", Tese de Doutorado, USP - 1988.
- [5] - Elenvaas, W., "Fluorescent Lamps and Lighting", Eindhoven. Philips Technical Library, 1959, pp 349.
- [6] - Junior, Pedro A. da S., "Sistema Eletrônico para Iluminação Fluorescente", Dissertação de Mestrado, UFSC - 1994.
- [7] - Mader, U.; Horn, P., "A Dynamic Model for the Electrical Characteristics of Fluorescent Lamp", IEEE - IAS/92, Anais pp 1928-1934.
- [8] - Caballero, D. A. R. "Sistemas Eletrônicos de Iluminação: Topologias, Análise, Projeto e Experimentação", Dissertação de Mestrado, UFSC - 1992.
- [9] - Alves, J. A. "Reator Eletrônico para Lâmpadas Fluorescentes Compactas com Alto Fator de Potência", Dissertação de Mestrado, UFSC - 1996.
- [10] - Hammer, E. E., "Characteristics of Various F40 Fluorescent Systems at 60 Hz and High Frequency", IEE - IAS, January/February 1985, vol IA-21, n<sup>o</sup>1, pp 11-16.
- [11] - Young, R. G., "Factors Influencing Fluorescent Lamp Color", Journal of the Illuminating Engineering Society, New York, July 92.
- [12] - Hammer, E. E. "Starting Voltage Characteristics of 40W Biaxial Fluorescent Lamps" , IEEE-IAS/1988, pp 1835-1848.
- [13] - Barbi, I.; Souza, A. F., "Correção de Fator de Potência de Fontes de Alimentação", Curso - UFSC - 1995.
- [14] - Blanco, C.; Alonso, M.; López, E., "A Single Stage Fluorescent Lamp Ballast with High Power Factor", IEEE - APEC/1996, Anais, pp 616-621.
- [15] - Moo, S. C.; Lee, C. R., "A New Power Factor Correction Circuit for Electronic Ballasts with Series-Load Resonant Inverter", IEEE - APEC/1996, Anais, pp 628-633.

- [16] - Licitra, C.; Malesani, L.; Spiazzi, G., "Single-Ended Soft-Switching Electronic Ballast with Unity Power Factor", IEEE - IAS, March/April 1993, vol 29, n°2, pp 382.-387.
- [17] - Verderber, R. R.; Morse, O. C.; Alling, W. R., "Harmonics from Compact Fluorescent Lamps", IEEE - IAS, May/June 1993, vol 29, n°3, pp 670-674.
- [18] - Blanco, C.; Alonso, M.; López, E., "Steady State for a High Power Factor Ballast for Fluorescent Lamps", Anais CIEP96, pp 88-94.
- [19] - Quian, J.; Lee, C., "Analysis, Design and Experiments of a High Power Factor Electronic Ballast", IEEE - APEC'97, Vol. 2. February. Atlanta - Georgia - pp 1023-1029.
- [20] - Gluskin, E., "High Harmonic Currents in Fluorescent Lamp Circuits", IEEE-IAS/1988, pp 1852-1854.
- [21] - Wu, T.F.; Chiang, C.; Chang, E.B., "Analysis and Design of a High Power Factor, Single-Stage Electronic Ballast with Diminng Feature", IEEE - APEC'97, Vol. 2. February. Atlanta - Georgia, pp 1030-1036.
- [22] - Martins, W., "Correção do Fator de Potência Trifásico Utilizando Dois Conversores Boost em Paralelo, Operando Defasados, no Modo de Condução Descontínua", Dissertação de Mestrado, UFSC - 1993.
- [23] - Barbi, I., "Projeto de Fontes Chaveadas", Curso - UFSC - 1995.
- [24] - Tadese, D.; Dawson, F. P.; Dewan, S. B., "A Comparasion of Power Circuits Topologies And Control Techniques for a High Frequency Ballast", IEE-IAS/93, Anais, pp 2341-2347.
- [25] - Bascopé, R. P. T., Perin, A. J. - O Transistor IGBT Aplicado em Eletrônica de Potência. Sagra Luzzato Editores - Porto Alegre, 1997.
- [26] - Yu, T.; Wu, L.; Wu, T., "Comparisons Among Self-Excited Parallel Resonant, Series Resonant and Current-Fed Push-Pull Electronic Ballast", IEEE - APEC/1994, Anais, pp 421-426.
- [27] - Moo, C. S.; Lee, C. R.; Chua, Y. T., "High-Power-Factor Electronic Ballast with Self-Excited Series Resonant Inverter", IEEE - APEC/1996, Anais, pp 2136-2140.
- [28] - Cabaline, C. G.; Có, M. A.; Vieira, J. L. F., "HPF Electronic Ballast for a 110W Fluorescent Lamp", Anais CIEP 96, pp 95-100.
- [29] - Aioke, N.; Kouhei, Y.; Nobuhara, Y., "Electronic Ballast for Fluorescent Lamp lighting system of 100W overall efficiency", Journal of IES/October 198, pp 225-239.
- [30] - Verderber, R. R.; Morse, O.; Rubinstein, F. M., "Performance of Electronic Ballast and Controls with 34 and 40 watt F40 Fluorescent Lamps", IEEE-IAS/1988, pp 1825-1834.

- [31] - Kataoka, S.; Atagi, K., "Prevention of IR Interference From High Frequency Fluorescent Lighting to IR Remote-Control Systems", IEEE-IAS/1995, pp 677-683.
- [32] - Viarougue, P., "Elements de Dimensionnement des Composants Magnétiques en Electronique de Pouissance"; LAMEP - UFSC - Set. 1994 - Publicação Interna.
- [33] - Florero, H. J., "Inversor Monofásico com Modulação PWM Otimizada a Três Níveis", Dissertação de Mestrado, UFSC - 1989.
- [34] - "Alarme Ultrasônico Integrado" - Nova Eletrônica nº42. e 43, 1980.
- [35] - Okude, A.; Ueoka, A.; Kambara, Y., "Development of an Electronic Dimming Ballast for Fluorescent Lamps", Journal of Illuminating Engineering Society, Winter 1992, pp 152-1.
- [36] - Fraia, L., "Dimming of the 26mm Diameter Fluorescent Lamps", Journal of IES/April 1985, pp 603-606.
- [37] - Data Handbook Philips - "Varistors, Thermistors and sensors", December 1981, pp. 397 - 404.
- [38] - Young, Y.; Cho, G., "Regenerative Signal Amplifying Gate Driver of Self-Excited Electronic Ballast for High Pressure Sodium (HPS) Lamp", IEEE - APEC/1996, Anais pp 993-998.
- [39] - Maksimovic, D., "Design of the Clamped-Current High-Power-Factor Boost Rectifier", IEEE - IAS, September/October 1995, vol 31, nº5, pp 986-982.
- [40] - Hammer, E. E., "Cathode Fall Voltage Relationship with Fluorescent Lamps", Journal of Illuminating Engineering Society, Winter 1995, pp116-122.
- [41] - Verderber, R. R.; Rubinstein, F. M.; Siminovitch, M. J., "Control of Lamp Wall Temperature", IEEE-IAS/1988, pp 1848-1851.
- [42] - Siminovitch, H.; Navvab, M.; Foulke, J. "Application of Luminance Contrast in the Evaluation Industrial Task Lighting", IEEE-IAS/1988, pp 1855-1864.
- [43] - Falk, N.K., "Eye Confort in Warehouse Lighting Situations", IEEE-IAS/1988, pp 1865-1877.
- [44] - Neils, M. F., "Specifying Energy Efficiency in New Fluorescent Fixture", IEEE-IAS/1988, pp 1870-1877.
- [45] - Application Note Tektronix - "Measurement Techniques for Electronic Ballast Design" - 1992.
- [46] - Hirst, B. M.; Hess, H. L., "Low Flicker Universal Power Converter for Filament-Based Heating Processes", IEEE - APEC'97, Vol. 2. February. Atlanta - Georgia, pp 1062-1067.

[47] - Ji, Y.; Davis, R., "Starting Performance of High-Frequency Electronic Ballast for Four-Foot Fluorescent Lamps", IEEE Transaction On Industry Application, vol 33 n°1, January/February 1997, pp 234-238.

[48] - Yiyong, S., "Using Pspice to Determine Lamp Current Variation Due to Electronic Ballast Component Tolerances" , IEEE Transaction On Industry Application, vol 33 n°1, January/February 1997, p 252-256.

[49] - Application Note Tektronix - Measuring Line-Current Harmonics.