

FABIANA DA SILVEIRA CAVALCANTE

**REATORES ELETRÔNICOS PARA LÂMPADAS DE
VAPOR DE SÓDIO DE ALTA PRESSÃO DE 70W**

FLORIANÓPOLIS

2001

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA

REATORES ELETRÔNICOS PARA LÂMPADAS DE
VAPOR DE SÓDIO DE ALTA PRESSÃO DE 70W

Dissertação submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para a
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

FABIANA DA SILVEIRA CAVALCANTE

Florianópolis, Dezembro de 2001

REATORES ELETRÔNICOS PARA LÂMPADAS DE VAPOR DE SÓDIO DE ALTA PRESSÃO DE 70W

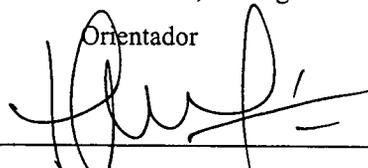
Fabiana da Silveira Cavalcante

‘Esta Dissertação foi julgada adequada para a obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, na área de concentração de Eletrônica de Potência, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’



Professor Ivo Barbi, Dr. Ing.

Orientador



Prof. Edson Roberto De Pieri, Dr.

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

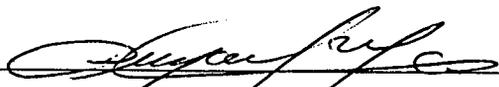


Professor Ivo Barbi, Dr. Ing.

Presidente da Banca



Professor Alexandre Ferrari de Souza, Dr.



Professor Denizar Cruz Martins, Dr.



Professor Enio Valmor Kassick, Dr.

Canção do Exílio - Gonçalves Dias

*“Kennst du das Land, wo die Citronen blühen,
Im dunkeln die Gold-Orangen glühen,
Kennst du es wohl? - Dahin, dahin!
Möcht ich... ziehn.”*
Goethe

“Minha terra tem palmeiras,
Onde canta o sabiá;
As aves, que aqui gorjeiam,
Não gorjeiam como lá.

Nosso céu tem mais estrelas,
Nossas várzeas tem mais flores,
Nossos bosques tem mais vida,
Nossa vida mais amores.

Em cismar, sozinho, à noite,
Mais prazer encontro eu lá;
Minha terra tem palmeiras,
Onde canta o sabiá.

Minha terra tem primores,
Que tais não encontro eu cá;
Em cismar - sozinho, à noite -
Mais prazer encontro eu lá;
Minha terra tem palmeiras,
Onde canta o Sabiá.

Não permita Deus que eu morra,
Sem que eu volte para lá;
Sem que desfrute os primores
Que não encontro por cá;
Sem qu'inda aviste as palmeiras,
Onde canta o Sabiá.”

À minha Pátria amada Brasil!!!

A meus pais Humberto e Ana,
pelo amor, pelo exemplo e pelo apoio incondicional.

A meus irmãos Nanã e Linha, meus grandes companheiros.

À memória de minha avó Maria.

A Dominik, dono do meu coração.

À memória de meu amigo Lairton.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, eu gostaria de agradecer de todo o coração ao Prof. Ivo Barbi que é como um segundo pai para mim. O carinho, o respeito e a admiração que eu tenho pelo Prof. Ivo são grandes demais para serem traduzidos por simples palavras. Eu espero, sinceramente, que um dia nós possamos trabalhar juntos novamente.

Ao Eduardo Deschamps porque foi ele quem me motivou a iniciar o mestrado e teve participação relevante na minha formação acadêmica e profissional.

À minha família: tios, tias, primas, primos e, em especial, às tias Bia, Lia e Deje. A meu padrinho, “Seu Mangabinha”, por toda a atenção e o carinho que ele sempre teve por mim e por minha família.

À minha grande amiga Steph que esteve comigo em todos os momentos e sempre teve para mim uma palavra de ânimo, um gesto de carinho, um sorriso amigo.

Às minhas amigas Aline e Rose que torceram muito por mim e com certeza são amigas para a vida toda. À Família Chassot que sempre me teve como uma filha e são pessoas que moram no meu coração.

A meu amigo Kefas que é uma pessoa única em caráter, em lealdade, em amizade.

A meu amigo Luis Tomaselli pelo apoio, pelas brincadeiras, pela amizade.

A meus amigos Sérgio, Yales e Tim sempre bem dispostos a ajudar, a bater um papo, a descontrair. A cervejinha e a lasanha do “happy-hour” vão deixar saudades :).

À Sissa e à Dulce que são duas amigas muito especiais.

Ao Wail e à Denise pela ajuda e pelo carinho.

Ao Vlad e à Carol que me acompanharam em toda a trajetória da Engenharia e se tornaram meus grandes amigos e companheiros em toda a minha estada em Florianópolis.

Ao Coelho e ao Pacheco por estarem sempre dispostos a me ajudar, pelos bate-papos, pelo bom-humor e, acima de tudo, pela amizade

Aos amigos do Maglab Prof. Adroaldo, Djonny, Milton, Luiz e Muriel.

Ao Mário Campos que me ajudou muitíssimo na parte experimental e ao Paulo Mário que implementou toda a parte de programação do microcontrolador.

A todos os professores, técnicos, doutorandos, mestrandos, bolsistas e auxiliares do INEP, que fazem deste instituto uma grande família.

Ao povo de Santa Catarina que fez meu coração se tornar catarinense.

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

REATORES ELETRÔNICOS PARA LÂMPADAS DE VAPOR DE SÓDIO DE ALTA PRESSÃO DE 70W

Fabiana da Silveira Cavalcante

Dezembro de 2001.

Orientador: Professor Ivo Barbi, Dr. Ing.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência.

Palavras-chave: Lâmpada de vapor de sódio, reator eletrônico.

Número de páginas: 131.

RESUMO: O presente trabalho trata do estudo de reatores eletrônicos com alto fator de potência para alimentar lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão. Primeiramente é feito um estudo sobre as características deste tipo de lâmpada obtendo-se também um modelo de simulação para a mesma. A seguir é feito o estudo de um retificador passivo para a correção do fator de potência, que foi escolhido pela sua simplicidade e robustez. A seguir são descritos dois inversores, um simétrico e um assimétrico, com diferentes estratégias de comando, para alimentar a lâmpada. É importante destacar a simplicidade dos circuitos de comando e a comutação suave dos interruptores em ambos os inversores, em toda a faixa de operação. O inversor assimétrico é microcontrolado permitindo uma variação da luminosidade da lâmpada de acordo com a programação do microcontrolador. Ao final tem-se uma conclusão sobre as vantagens e desvantagens das estruturas escolhidas e algumas sugestões para o prosseguimento da pesquisa nesta área.

Abstract of the Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for obtaining the degree of Master in Electrical Engineering.

ELECTRONIC BALLASTS FOR 70W HIGH PRESSURE SODIUM LAMPS

Fabiana da Silveira Cavalcante

December/2001.

Advisor: Professor Ivo Barbi, Dr. Ing.

Area of Concentration: Power Electronics.

Keywords: Sodium Lamps, electronic ballast.

Number of pages: 131.

ABSTRACT: The present work deals with the study of electronic ballasts with high power factor used for supplying power to high pressure sodium vapor lamps. Primarily, a study of the characteristics of this type of lamp is shown, which made possible the obtainment of a simulation model for the lamp. Afterwards, a study of a passive rectifier for power factor correction, chosen due to its simplicity and robustness, is presented. A description of two inverters, a symmetrical one and an asymmetrical one, each with different command strategies, used to supply power to the lamp, follows. It is important to emphasize the simplicity of the command circuits and the soft-switching of both of the inverters' switches throughout their entire operation. The asymmetric inverter is microcontrolled, which allows the luminosity of the lamp to be varied according to the microcontroller's program. Finally, a conclusion stating the advantages and disadvantages of the chosen structures and some suggestions for the continuation of studies in this area is presented.

SUMÁRIO

RESUMO	X
ABSTRACT	XI
INTRODUÇÃO GERAL	1
CAPÍTULO 1	4
ESTUDO SOBRE A LÂMPADA DE VAPOR DE SÓDIO DE ALTA PRESSÃO.....	4
1.1. INTRODUÇÃO.....	4
1.2. ESTRUTURA E PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO.....	5
1.3. CARACTERÍSTICAS ÓPTICAS	7
1.3.1. Conceitos de Grandezas Ópticas	7
1.3.2. Características da Lâmpada de Vapor de Sódio de Alta Pressão.....	9
1.4. CARACTERÍSTICAS ELÉTRICAS	11
1.4.1. Limites de Operação.....	13
1.5. CIRCUITOS AUXILIARES.....	14
1.5.1. Ignitores.....	14
1.5.2. Reator Eletrônico – Ballast	15
1.5.3. Regulador Magnético ou Reator de Potência Constante	15
1.5.4. Circuito Lead Ballast.....	15
1.6. OBTENÇÃO DE UM MODELO DE SIMULAÇÃO PARA A LÂMPADA DE VAPOR DE SÓDIO DE ALTA PRESSÃO.....	16
1.6.1. Metodologia.....	16
1.6.2 Aquisição de Parâmetros em Laboratório.....	18
1.6.3. Resultados de Simulação.....	20
1.7. CONCLUSÃO	21
CAPÍTULO 2	22
RETIFICADOR MONOFÁSICO DE ALTO FATOR DE POTÊNCIA UTILIZANDO UM FILTRO PASSIVO	22
2.1. INTRODUÇÃO.....	22
2.2. DESCRIÇÃO DO CIRCUITO.....	22
2.3. PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO	24
2.4. DIMENSIONAMENTO DO FILTRO DE ENTRADA	29

2.5. DIMENSIONAMENTO DOS DIODOS RETIFICADORES	31
2.6. DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR C_0	32
2.7. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	33
2.8. RESULTADOS EXPERIMENTAIS	35
2.9. CONCLUSÃO	38
CAPÍTULO 3	39
ESTUDO DE UM INVERSOR SIMÉTRICO PARA ALIMENTAÇÃO DE UMA LÂMPADA DE VAPOR DE SÓDIO DE ALTA PRESSÃO	39
3.1. INTRODUÇÃO.....	39
3.2. DESCRIÇÃO DO CIRCUITO.....	39
3.3. PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO	40
3.4. DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR DE FILTRO L_0	44
3.5. DIMENSIONAMENTO DOS INTERRUPTORES DE POTÊNCIA.....	48
3.6. DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR CC	51
3.7. DETERMINAÇÃO DO INDUTOR L_{AUX}	52
3.8. DETERMINAÇÃO DOS COMPONENTES DO IGNITOR.....	53
3.9. DETERMINAÇÃO DO CIRCUITO DE COMANDO	55
3.9.1. <i>Cálculo dos Componentes do Oscilador</i>	58
3.9.2. <i>Determinação do Resistor R_1</i>	59
3.9.3. <i>Determinação do Capacitor de Desacoplamento C_d</i>	61
3.9.4. <i>Determinação dos Componentes do Circuito Bootstrap</i>	61
3.9.5. <i>Determinação das Resistências de Gate dos MOSFETs</i>	64
3.10. DIAGRAMA ESQUEMÁTICO.....	65
3.11. LISTA DE COMPONENTES.....	66
3.12. RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	67
3.13. CONCLUSÃO.....	72
CAPÍTULO 4	73
ESTUDO DE UM INVERSOR ASSIMÉTRICO PARA A DIMERIZAÇÃO DE UMA LÂMPADA DE VAPOR DE SÓDIO DE ALTA PRESSÃO	73
4.1. INTRODUÇÃO.....	73
4.2. DESCRIÇÃO DO CIRCUITO.....	73
4.3. PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO	75
4.4. DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR DE FILTRO L_0	81

4.5. DIMENSIONAMENTO DOS INTERRUPTORES DE POTÊNCIA	85
4.6. DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR CC	87
4.7. DETERMINAÇÃO DO INDUTOR L_{AUX}	89
4.8. DETERMINAÇÃO DOS COMPONENTES DO IGNITOR	90
4.9. DETERMINAÇÃO DO CIRCUITO DE COMANDO	91
4.9.1. <i>Determinação do Capacitor de Desacoplamento C_{vcc}</i>	93
4.9.2. <i>Determinação dos Componentes do Circuito Bootstrap</i>	93
4.9.3. <i>Determinação das Resistências de Gate dos MOSFETs</i>	95
4.9.4. <i>Circuito Adaptador de Tensão</i>	96
4.9.5. <i>Fonte Auxiliar</i>	99
4.10. DIAGRAMA ESQUEMÁTICO.....	101
4.11. LISTA DE COMPONENTES.....	102
4.12. RESULTADOS EXPERIMENTAIS	104
4.13. CONCLUSÃO.....	113
CAPÍTULO 5	114
ASPECTOS DO CONTROLE DA POTÊNCIA UTILIZANDO O	
MICROCONTROLADOR.....	114
5.1. INTRODUÇÃO.....	114
5.2. VANTAGENS DO EMPREGO DE UM MICROCONTROLADOR	114
5.3. O MICROCONTROLADOR PIC 16C62B.....	115
5.3.1. <i>Aspectos Gerais</i>	115
5.3.2. <i>Módulo CCP</i>	116
5.3.3. <i>Exemplo de Cálculo</i>	119
5.3.4. <i>Frequência de Operação do Microcontrolador</i>	120
5.3.5. <i>Técnicas para Redução do Consumo de Corrente</i>	122
5.3.6. <i>Proteção de Código</i>	124
5.4. SEQUÊNCIA DE OPERAÇÃO DO REATOR.....	124
5.5. CONCLUSÃO	126
CONCLUSÃO GERAL	127
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	129

SIMBOLOGIA

Símbolos adotados nos equacionamentos.

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>	<i>Unidade</i>
C_{bs}	capacitância da fonte flutuante	F
C_c	capacitância de bloqueio de componente contínua	F
C_f	capacitância de filtragem de entrada	F
C_o	capacitância de filtragem da saída do pré-regulador	F
D	razão cíclica	
D_{bs}	diodo da fonte flutuante	
D_i	diodo do retificador de entrada	
f	freqüência da rede	Hz
f_o	freqüência de ressonância do filtro de entrada	Hz
f_{OSC}	freqüência de oscilação do cristal de quartzo	Hz
f_s	freqüência de comutação	Hz
I_{AVE}	correntes internas de chaveamento do CI	A
I_i	valor fixo no tempo de corrente	A
I_{cc}	corrente fornecida pelo pré-regulador à carga	A
I_{Co}	corrente no capacitor de saída do pré-regulador	A
I_D	corrente em um diodo	A
I_{Lf}	corrente no indutor do filtro de entrada	A
I_M	corrente de dreno do MOSFET	A
$I_{máx}$	corrente máxima na lâmpada	A
I_{min}	corrente mínima na lâmpada	A
I_{Qcc}	corrente quiescente do CI	A
I_s	corrente que circula somente pelo interruptor	A
L_{aux}	indutância de auxílio à comutação	H
L_f	indutância de filtragem	H
L_o	indutância de saída	H
P_{cond}	perdas por condução em um semiconductor	W
P	potência do reator	W
Q_G	carga de <i>gate</i> em um interruptor	C
R	resistência equivalente da lâmpada	Ω
R_{Dson}	resistência dreno-fonte no MOSFET quando em condução	Ω
R_{cd}	resistência térmica entre encapsulamento e dissipador	$^{\circ}C/W$
R_{da}	resistência térmica entre dissipador e ambiente	$^{\circ}C/W$
R_{ja}	resistência térmica entre junção e ambiente	$^{\circ}C/W$
R_{jc}	resistência térmica entre junção e encapsulamento	$^{\circ}C/W$
T_a	temperatura ambiente	$^{\circ}C$
t_i	tempo final de duração da etapa i	s
T_j	temperatura na junção	$^{\circ}C$
t_f	tempo de descida da corrente a zero no MOSFET (bloqueio)	s
t_{on}	tempo em que o interruptor está em condução	s
t_r	tempo da subida da corrente no MOSFET (entrada em condução)	s
V	valor fixo no tempo de tensão	V
V_{aux}	tensão sobre o indutor auxiliar	V
V_{BE}	tensão base-emissor de um transistor bipolar	V
V_{CC}	tensão de saída do pré-regulador	V
V_{Cc}	tensão sobre o capacitor de bloqueio	V
V_{Cf}	tensão do capacitor do filtro de entrada	V
V_c	tensão sobre o capacitor de entrada	V
V_{Comin}	tensão mínima sobre o capacitor de saída do pré-regulador	V
V_{Coptk}	tensão de pico sobre o capacitor de saída do pré-regulador	V
V_D	tensão reversa em um diodo	V
V_{DRM}	tensão máxima reversa de um diodo	V

V_{DS}	tensão dreno-fonte em um MOSFET	V
V_{in}	tensão da rede	V
$V_{Mmáx}$	tensão máxima nos interruptores	V
V_p	tensão de pico da rede	V
V_{PIC}	tensão de saída do PIC	V
τ	constante de tempo do circuito RL	s
ω	freqüência da rede	rad/s
ω_0	freqüência de ressonância do filtro de entrada	rad/s

Sub-índices utilizados.

<i>Sub-índice</i>	<i>Significado</i>
aux	valor relativo ao indutor auxiliar para a comutação
ef	valor eficaz da grandeza
máx	valor máximo da grandeza
mín	valor mínimo da grandeza
med	valor médio da grandeza
pk	valor de pico da grandeza
Δ	variação de uma grandeza em torno de um valor

Símbolos para referenciar elementos de circuitos.

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
C	Capacitor
L	Indutor
Q	Transistor
R	Resistor
S	Interruptor
SD	SIDAC
D	Diodo
M	Interruptor do tipo MOSFET
V	Fonte de tensão

Símbolos de unidades de grandezas físicas.

<i>Sub-índice</i>	<i>Significado</i>
C	Coulomb
Ω	Ohm
A	Ampère
F	Farad
H	Henry
Hz	Hertz
K	Kelvin
lm	Lúmens
lx	Lux
m	Metro
Pa	Pascal
rad	Radiano
s	Segundo
V	Volt
W	Watt

Acrônimos e abreviaturas.

	<i>Significado</i>
CC-CC	Corrente contínua – corrente contínua
CI	Circuito integrado
CISPR	<i>Comite International Special des Perturbations Radioelectriques</i>
INEP	Instituto de Eletrônica de Potência
IRC	Índice de Reprodução de Cores
MOSFET	<i>Metal-oxide-semiconductor field-effect-transistor</i>
PIC	<i>Peripheral interface controller</i>
UFSC	Universidade Federal de Santa Catarina

INTRODUÇÃO GERAL

A história da iluminação moderna teve início em meados do século XIX, quando, em 1879, Thomas Edison criou a primeira lâmpada incandescente do mundo.

As lâmpadas de vapor de sódio fazem parte do grupo de lâmpadas de descarga. Neste tipo de lâmpada, a luz é produzida através da descarga de um gás dentro de um tubo. A primeira lâmpada de descarga foi produzida em 1931 e foi uma lâmpada de vapor de mercúrio.

As lâmpadas de vapor de sódio de baixa pressão foram desenvolvidas no início dos anos 30, do século XX. Pelo fato do sódio ser um material altamente corrosivo, as lâmpadas de vapor de sódio de baixa pressão necessitavam de um vidro especial e de temperaturas muito estáveis para poderem operar. Pesquisas indicaram que, aumentando a pressão do sódio, se poderia melhorar a cor “pobre” da lâmpada, mas nenhum material prático, que resistisse à corrosão do sódio nas pressões mais elevadas, era encontrado. Uma série de pesquisas levou à descoberta do óxido de alumínio sinterizado para a confecção do tubo de descarga. Porém, ainda havia o problema de que poucos materiais conseguiriam lacrar o tubo e, aqueles que o fizessem, ainda teriam que suportar as altas temperaturas e pressão de operação da lâmpada. O nióbio foi escolhido como material para lacrar o tubo, produzido num invólucro que se expandisse na mesma proporção que o óxido de alumínio. Entretanto, o nióbio era um elemento exótico e novos meios de trabalhá-lo tiveram que ser desenvolvidos.

Finalmente, em 1962, a primeira lâmpada de vapor de sódio de alta pressão foi desenvolvida, mas ela só começou a ser comercializada em 1965. Estas lâmpadas foram desenvolvidas para serem mais eficientes e algumas podem transformar até 50% da potência elétrica que lhes é fornecida, em luz visível. Sua cor branco-dourada é mais “quente” e agradável além de ser a cor em que o olho humano tem melhor acuidade visual.

Principalmente devido à sua eficiência, as lâmpadas de vapor de sódio estão sendo cada vez mais utilizadas na iluminação pública. Este tipo de lâmpada requer uma alta tensão para iniciar a descarga e um reator para limitar a corrente depois da partida. Transformadores e indutores na frequência da rede, os chamados reatores magnéticos, têm sido largamente utilizados para limitar essa corrente. Os reatores magnéticos são baratos, simples e confiáveis, mas têm diversos inconvenientes, incluindo elevado peso e volume, baixo fator de potência, baixa eficiência, regulação pobre de potência, sensibilidade aos

afundamentos de tensão da rede e necessidade de um ignitor de alta-tensão externo para partir a lâmpada. Daí, surge a necessidade de se desenvolver reatores que possuam melhores características que os reatores magnéticos, os reatores eletrônicos.

Os reatores eletrônicos superam a maioria dos inconvenientes dos reatores magnéticos pois possuem alto fator de potência, alto rendimento, boa regulação de potência, além de possuir o ignitor integrado ao próprio reator e poderem incorporar funções especiais como, por exemplo, a dimerização da lâmpada. Como desvantagens, eles possuem o alto custo e a baixa confiabilidade em relação aos reatores convencionais.

Um desafio único para os reatores eletrônicos é o de se adaptar às mudanças dinâmicas da impedância da lâmpada durante a partida, o aquecimento e o regime permanente. A impedância da lâmpada muda desde um circuito aberto até quase um curto-circuito desde a partida até atingir o regime e o reator deve operar adequadamente, mantendo a lâmpada dentro de sua região de operação, em todas as etapas de funcionamento.

Este trabalho tem como objetivo a concepção de dois reatores eletrônicos para lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão de 70W.

O primeiro capítulo trata da estrutura da lâmpada de vapor de sódio, seu princípio de funcionamento e características ópticas e elétricas. Também é apresentado um modelo para a simulação da lâmpada de vapor de sódio em alta frequência. O estudo da lâmpada é muito importante antes do início do projeto, para que possam ser projetados reatores com características apropriadas para alimentar este tipo de lâmpada.

O segundo capítulo apresenta a estrutura de um pré-regulador passivo para a correção do fator de potência do reator. Além disto, este pré-regulador gera o barramento CC que alimentará os inversores que serão conectados à lâmpada. Serão apresentadas as etapas de operação, o princípio de funcionamento e um breve equacionamento para determinar os parâmetros do circuito, além de alguns resultados de simulação e experimentais.

O terceiro capítulo traz a estrutura de um inversor simétrico utilizado para alimentar a lâmpada de vapor de sódio. São apresentados o princípio de operação, as equações necessárias para o dimensionamento dos componentes e os resultados experimentais obtidos com o protótipo construído. Neste capítulo, é importante ressaltar a extrema simplicidade do circuito de comando e o reduzido número de componentes do reator.

O capítulo quatro também traz a estrutura de um inversor para alimentar a lâmpada e variar a potência da mesma, de acordo com o projeto. Isto é conseguido através de uma operação assimétrica do inversor, ou seja, através da variação da razão cíclica dos interruptores. O comando deste inversor utiliza um microcontrolador que permite programar os tempos em que a lâmpada operará com potência nominal ou reduzida.

O capítulo cinco trata em detalhes do microcontrolador PIC, utilizado para implementar o controle de luminosidade do inversor assimétrico. Também é apresentado o fluxograma da seqüência de operação do reator baseada no PIC e um diagrama de tempos das etapas de funcionamento.

Por fim, apresenta-se a conclusão geral fazendo-se a análise crítica dos dois reatores construídos, analisando as vantagens e desvantagens de ambos, e dando sugestões para a continuação da pesquisa nesta área.

CAPÍTULO 1

ESTUDO SOBRE A LÂMPADA DE VAPOR DE SÓDIO DE ALTA PRESSÃO

1.1. INTRODUÇÃO

A lâmpada de vapor de sódio de alta pressão emite uma luz branco-dourada e possui uma alta eficiência, porém com um baixo índice de reprodução de cor. Sua vida útil varia, em função da potência, de 16.000 a 24.000 horas, o que a torna bastante adequada, principalmente para iluminação pública e externa.

É especialmente adequada para iluminação de locais onde a reprodução de cor não é um fator importante como monumentos, túneis, aeroportos, fachadas, estacionamentos, viadutos e auto-estradas.

Como sua cor tende muito para o amarelo, costuma deixar a vegetação e o mar com uma cor muito distorcida, produzindo uma sensação de calor e de relativo desconforto. Porém, nessa mesma cor, o olho humano tem melhor acuidade visual, o que favorece a segurança. Ainda do ponto de vista social, a lâmpada de sódio emite bem menos radiação ultravioleta do que a de mercúrio, diminuindo a atração de insetos.

A utilização das lâmpadas de vapor de sódio na iluminação pública pode agregar as seguintes vantagens:

- Mais economia de energia elétrica;
- Mais economia na manutenção;
- Mais segurança nas ruas;
- Menos acidentes de trânsito;
- Menos depredações dos bens públicos e privados;
- Embelezamento da paisagem noturna da cidade aumentando o apelo turístico.

Na iluminação industrial as lâmpadas de vapor de sódio têm tido grande sucesso na conservação e redução de custos com energia elétrica, pelos seguintes motivos:

- O investimento feito na troca ou instalação é amortizado em pouco tempo pela economia de energia;
- Reduzem o consumo de energia elétrica;

- Aumentam o volume de luz;
- Produzem menos fadiga, aumentando a produtividade;
- Reduzem acidentes de trabalho;
- Permitem ampliar a produção com novos equipamentos sem aumentar a conta de energia.

Como desvantagens desta lâmpada pode-se citar o fato de que para o seu funcionamento, além do reator, faz-se necessária a utilização de um outro equipamento auxiliar, o ignitor. Porém, o rápido retorno do investimento na aquisição destes equipamentos têm tornado este tipo de lâmpada cada vez mais popular, seja na iluminação pública ou na industrial.

1.2. ESTRUTURA E PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

A lâmpada de vapor de sódio de alta pressão tem sua luz produzida através de uma descarga elétrica no vapor de sódio. O campo elétrico existente entre os eletrodos fornece energia aos elétrons que excitam os átomos de sódio os quais emitem predominantemente a luz amarela e algumas outras cores características do sódio.

As partes principais da lâmpada de vapor de sódio de alta pressão são apresentadas na Fig. 1.1.

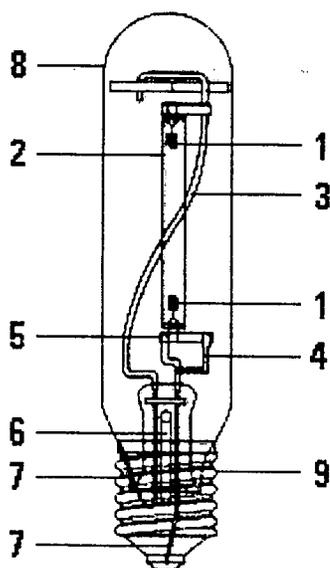


Figura 1.1: Partes que compõem a lâmpada de vapor de sódio.

- 1- Eletrodos com Nióbio
- 2- Tubo de descarga de óxido de alumínio sinterizado
- 3- Conjunto de montagem do tubo de descarga
- 4- Conexão elétrica flexível
- 5- Anel no qual o material de condução é armazenado durante o funcionamento
- 6- Tubo de esgotamento do bulbo externo
- 7- Conexões elétricas
- 8- Tubo de vidro duro externo
- 9- Base

As lâmpadas a vapor de sódio de alta pressão possuem um tubo de descarga interior de óxido de alumínio sinterizado, que é resistente ao ataque químico do vapor de sódio em altas temperaturas e tem um alto ponto de fusão. O tubo de descarga é preenchido com um amálgama de sódio mercúrio, que é parcialmente vaporizado quando a lâmpada atinge a temperatura de operação, e com xenônio à baixa pressão que é utilizado como gás de ignição e para limitar a condução do calor do arco de descarga da parede do bulbo.

O invólucro externo de vidro duro (boro-silicato) à vácuo serve para prevenir ataques químicos das partes metálicas do tubo de descarga. Ele também ajuda a manter a temperatura do tubo de descarga isolando o metal dos efeitos da temperatura ambiente.

A maioria das lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão podem operar em qualquer posição. A posição de operação não tem efeito significativo na luminosidade.

As lâmpadas de vapor de sódio não possuem eletrodo de partida e necessitam de tensões elevadas de até 5000 V para partir. Por isso necessitam de um ignitor que gera esses pulsos de alta tensão e alta frequência. Os fios de conexão do ignitor à lâmpada devem ter comprimento máximo de 3 metros para que não ocorra uma atenuação excessiva do pulso de ignição, implicando no não acendimento da lâmpada.

Algumas lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão especiais usam uma mistura específica de gás de partida (uma combinação de argônio e neônio que requer uma tensão de partida mais baixa que qualquer gás sozinho) e um auxiliar de partida dentro do bulbo externo. Estas lâmpadas podem partir e operar em muitos reatores para lâmpadas de mercúrio utilizando menos energia e produzindo mais luz

Também existem lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão com dois tubos de descarga idênticos contidos dentro do tubo externo. Os tubos de descarga são conectados

em paralelo dentro da lâmpada mas só um dos tubos tem partida com o pulso ignitor. A vantagem desta estrutura é que, em caso de falta de energia momentânea, a lâmpada reacende imediatamente quando a energia é restabelecida e em cerca de 1 minuto retorna a plena luminosidade.

1.3. CARACTERÍSTICAS ÓPTICAS

1.3.1. Conceitos de grandezas ópticas

Uma fonte de radiação emite ondas eletromagnéticas que possuem diferentes comprimentos, e o olho humano é sensível a somente alguns deles. Luz é, portanto, a radiação eletromagnética capaz de produzir uma sensação visual. A radiação visível que conseguimos perceber corresponde a uma estreita faixa do espectro eletromagnético compreendida entre comprimentos de onda de 380nm a 780nm. Para cada "cor" do espectro, está associado um comprimento de onda conforme está apresentado na Fig. 1.2.

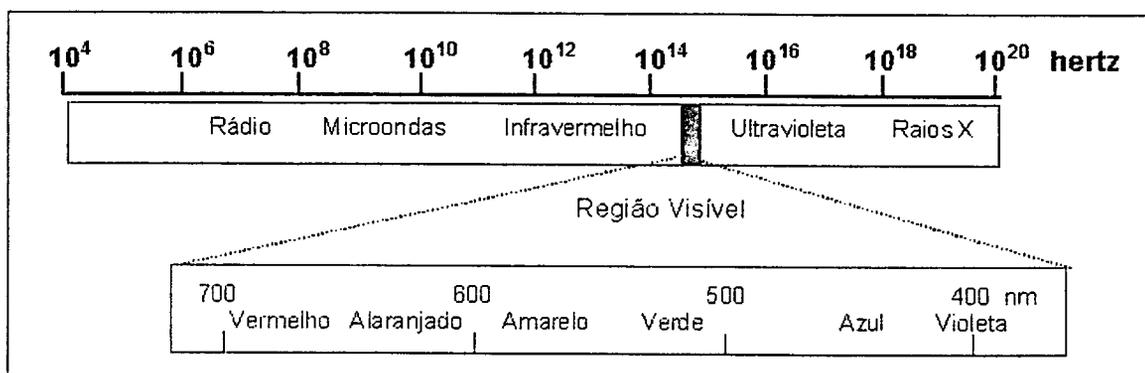


Figura 1.2: Espectro eletromagnético e espectro visível.

A radiação mais eficaz ao impressionar a retina do olho humano corresponde a uma cor verde-amarelada, com comprimento de onda 555 nm conforme está ilustrado na Fig. 1.3, que apresenta as curvas de sensibilidade espectral do olho em função do comprimento de onda. Para comprimentos de onda maiores ou menores a sensibilidade da vista vai decrescendo até desaparecer no violeta e no vermelho escuro.

A sensibilidade visual para a luz varia não só de acordo com o comprimento de onda da radiação, mas também com a luminosidade. Isto ocorre porque a retina do olho humano está provida de duas espécies de células sensíveis à luz: bastonetes e cones. Os bastonetes permitem a visão para intensidades luminosas muito pequenas (visão noturna ou

escotópica), porém recebem apenas impressão de luminosidade e nenhuma impressão cromática; por isso, os objetos coloridos aparecem sem cor no escuro. Os bastonetes contêm uma substância sensível à luz que se decompõe pela ação da luz, mas se regenera no escuro, a rodopsina, ou, como é mais comumente chamada: 'púrpura ocular' ou 'púrpura visível'.

Os cones permitem a impressão colorida em claridades média e grande (visão diurna ou fotópica). Seu limite sensível é aproximadamente 1000 vezes mais alto que o dos bastonetes. Com os cones o olho humano pode ver em cores.

A curva de sensibilidade do olho humano demonstra que radiações de menor comprimento de onda (violeta e azul) geram maior intensidade de sensação luminosa quando há pouca luz, enquanto as radiações de maior comprimento de onda (laranja e vermelho) se comportam ao contrário. Este deslocamento da sensibilidade do olho com a intensidade da iluminação é chamado Efeito Purkinje.

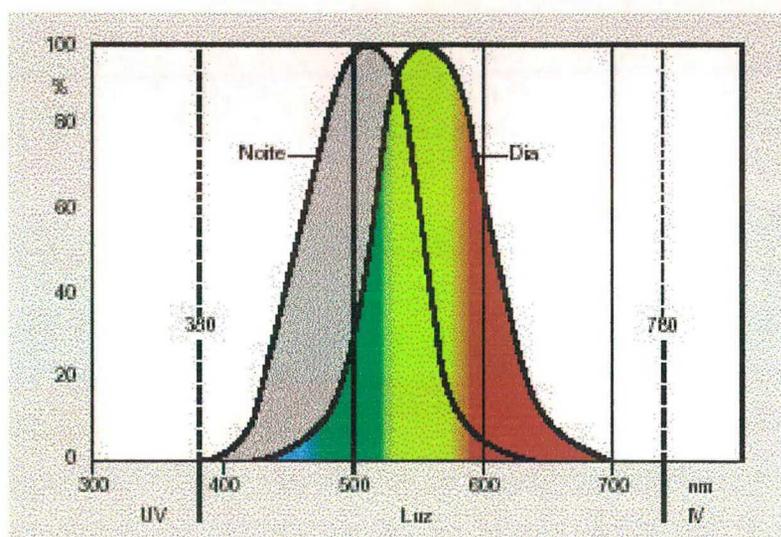


Figura 1.3: Sensibilidade do olho humano em relação às cores e à luminosidade.

A seguir serão definidos alguns conceitos de luminotécnica que possuem grande relevância na compreensão das características ópticas da lâmpada.

Fluxo luminoso: É a grandeza característica de um fluxo energético, expressando sua aptidão de reproduzir uma sensação luminosa. Basicamente, o fluxo luminoso expressa, em lúmens (lm), a quantidade de luz emitida pela lâmpada.

Intensidade luminosa: É o fluxo luminoso irradiado na direção de determinado ponto. É expressa em candela (cd).

Eficiência energética ou Rendimento luminoso: É a relação entre o fluxo luminoso total emitido pela fonte e a potência por ela absorvida. Sua unidade é lúmen / watt (lm/W)

Iluminância: Indica o fluxo luminoso de uma fonte de luz que incide sobre uma superfície situada a uma certa distância desta fonte. É expressa em lux (lx).

Luminância: É a intensidade luminosa que emana de uma superfície, pela sua superfície aparente. Na prática, é a sensação de claridade transmitida aos olhos. É medida em candelas por metro quadrado (cd/m^2).

Temperatura de cor: Esta temperatura não se refere ao calor físico da lâmpada, e sim ao tom de cor que ela dá ao ambiente. É medida em Kelvin (K) e quanto maior for o número, mais fria é a cor da lâmpada. Em uma casa, as áreas sociais e dormitórios, devem ter o tom mais quente ou neutro chamando ao relaxamento e ao aconchego. Já as áreas de serviços, cozinhas, banheiros e salas de estudos devem ter tom neutro ou frio, induzindo maior atividade

Índice de reprodução de cores (IRC): A reprodução de cores de uma lâmpada é medida por uma escala chamada IRC (índice de Reprodução de Cores). Quanto mais próximo este índice for ao IRC 100 (dado à luz solar), mais fielmente a lâmpada reproduz as cores.

A capacidade das lâmpadas reproduzirem bem as cores (IRC) independe de sua temperatura de cor (K). Existem tipos de lâmpadas com três temperaturas de cor diferentes e o mesmo IRC.

1.3.2. Características da lâmpada de vapor de sódio de alta pressão

As lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão radiam energia sobre uma grande parte do espectro visível. Há um contraste para as lâmpadas de sódio de baixa pressão que radiam principalmente nas chamadas linhas D do sódio, que possuem comprimento de onda de aproximadamente 589nm. A Fig. 1.4 apresenta dois espectros de lâmpadas de vapor de sódio para diferentes níveis de pressão do gás. As lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão comuns com pressão do sódio na faixa de 5 a 10kPa exibem tipicamente temperaturas de cor de 1900 a 2200 K e têm um IRC de 22. Em pressões mais altas do

sódio, acima de aproximadamente 27kPa, a radiação do sódio das linhas D é absorvida pelo próprio gás e é radiada como um espectro contínuo em ambos os lados da linha D.

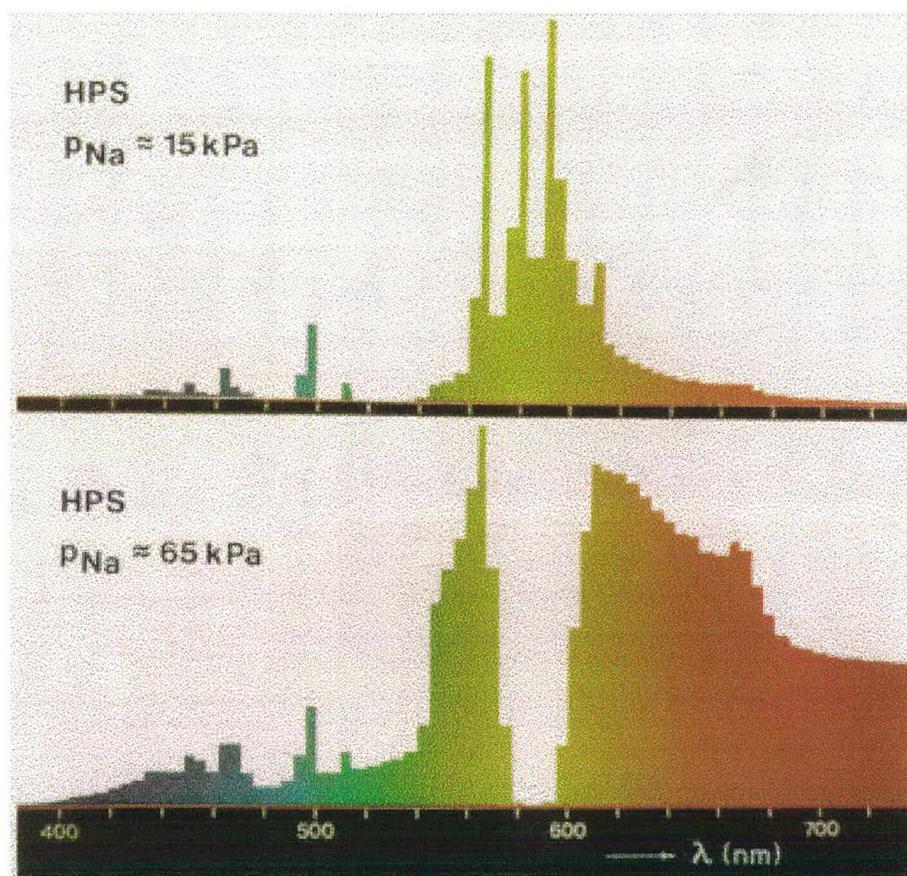


Figura 1.4: Espectros de lâmpadas de vapor de sódio para pressões de 15kPa (superior) e 65kPa (inferior).

Aumentando a pressão do sódio aumenta-se o IRC para um mínimo de 65 com temperaturas de cor correlacionadas mais altas; entretanto vida e eficácia são reduzidas. Lâmpadas brancas de vapor de sódio de alta pressão foram desenvolvidas com temperaturas de cor correspondentes de 2700 a 2800 K e IRC entre 70 e 80. Aumentando-se a frequência de operação pode-se fornecer luz branca a reduzida pressão de sódio. Lâmpadas de sódio de alta pressão têm eficácia de 80 a 150 lm/W, dependendo da potência da lâmpada e das propriedades de reprodução de cores desejadas.

A Fig. 1.5 apresenta a comparação da eficiência energética entre vários tipos de lâmpadas. Através desta comparação pode-se comprovar o alto rendimento da lâmpada de vapor de sódio.

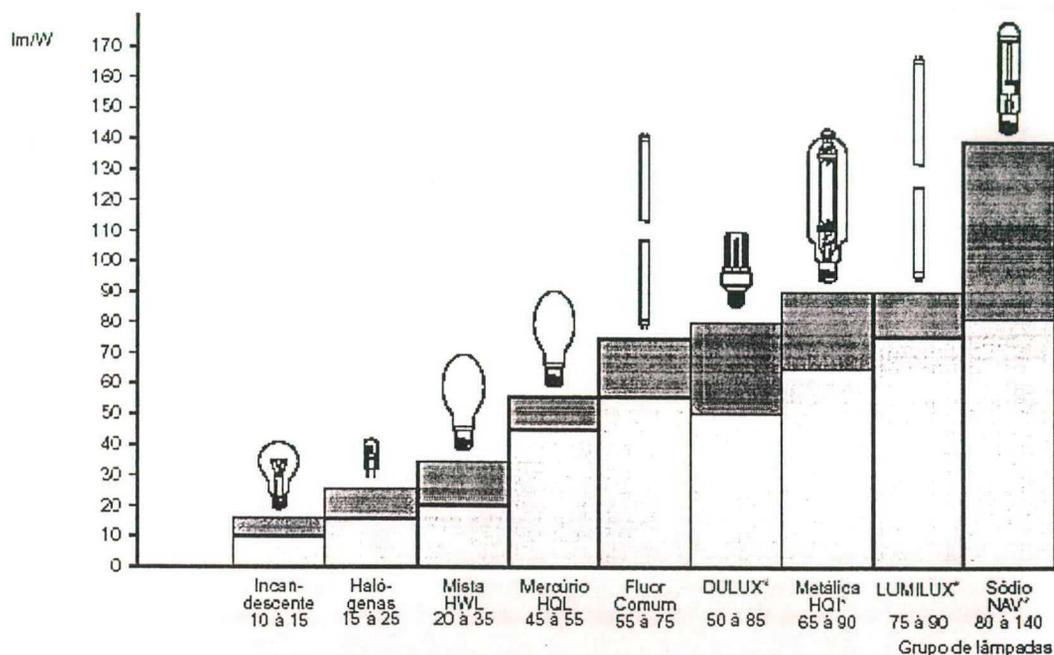


Figura 1.5: Comparação da eficiência energética de vários tipos de lâmpadas da OSRAM.

1.4. CARACTERÍSTICAS ELÉTRICAS

Como já foi descrito anteriormente a lâmpada de vapor de sódio de alta pressão necessita de um pulso de alta tensão e alta frequência para partir. Depois da partida a lâmpada só atinge sua luminosidade máxima em aproximadamente 10 minutos, tempo durante o qual as cores se alteram.

A lâmpada de vapor de sódio de alta pressão possui eletrodos similares aos das lâmpadas de mercúrio. Este fato combinado ao menor diâmetro do tubo de descarga dá a estas lâmpadas uma excelente manutenção da luminosidade. A vida útil de uma lâmpada de vapor de sódio de alta pressão é limitada por um lento aumento na tensão de operação. Este aumento é causado principalmente pelo enegrecimento das extremidades do tubo de descarga causado por material remanescente dos eletrodos. As extremidades enegrecidas absorvem radiação que esquenta ainda mais o tubo de descarga, vaporizando amálgama de sódio adicional. Isto aumenta a pressão no tubo de descarga e conseqüentemente a tensão.

A temperatura ambiente afeta a tensão de partida em todas as lâmpadas de alta pressão. Elas não são consideradas adequadas para operar em temperaturas inferiores a 0° sem uma proteção especial. Já as temperaturas excessivas podem causar falhas ou

desempenhos insatisfatórios. A concentração excessiva de calor no tubo de descarga pode afetar suas cores bem como características elétricas e diminuir a vida útil da lâmpada.

Um aspecto importante referente às lâmpadas de descarga de alta pressão diz respeito ao *flicker*, que depende do tipo da lâmpada e do reator. Recomenda-se índice de *flicker* menor ou igual a 0,1 para reduzir o efeito estroboscópico. Para as lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão operando em 60Hz este índice é, por vezes, maior que o tolerado fazendo-se necessário o uso de reatores eletrônicos operando em alta frequência, que praticamente eliminam o problema.

Outro problema é a chamada ressonância acústica. As lâmpadas de vapor de sódio, assim como outras lâmpadas de descarga, podem ter uma instabilidade no arco, quando operadas com corrente alternadas, com frequência entre poucos kHz e poucas centenas de kHz. A causa desta instabilidade é a excitação das ondas de pressão acústica do gás de descarga devido a variações na potência de entrada. Estas ondas de pressão fazem com que o arco vibre e mude sua forma inapropriadamente. Isto é indesejável porque [18]:

- A luz se move e pisca, o que é especialmente notado em projeções e outras aplicações do gênero.
- O arco pode tocar a parede do tubo de descarga, extinguindo o arco ou danificando o tubo.
- O arco pode aumentar tanto, que a tensão do arco não seja mais suportada pelo reator, causando a extinção do arco.

As frequências de ressonância do arco dependem das dimensões do tubo de descarga e dos eletrodos, da pressão e da temperatura do gás, e da composição do gás do arco. Vários modos de oscilação podem ocorrer incluindo oscilações azimutais, transversas e longitudinais. A combinação dos vários modos de oscilação, mistura de gases e diferente número de ondas de pressão resultam em uma ampla faixa de frequências de ressonância acústica.

Para evitar a ressonância acústica, alguns reatores operam a lâmpada com uma forma de onda quadrada em frequências muito baixas(50Hz a 250Hz). A ressonância do arco é excitada pela forma de onda da potência. A operação com onda quadrada, em baixa frequência, gera uma forma de onda de potência CC; então não há uma excitação para o arco e ele se mantém estável. Num outro tipo de operação, o reator é operado com onda senoidal numa faixa de médias frequências, tipicamente entre 22kHz e 28kHz, onde não há ressonância acústica. Porém como a faixa livre de ressonância acústica depende das

características da lâmpada, ela pode variar bastante. Para lâmpadas com cilindros longos e estreitos, as ressonâncias fundamentais (ressonâncias de primeira ordem longitudinais, radiais e mistas) são espaçadas umas das outras resultando numa ampla faixa livre de ressonância [14]. Entretanto, para os cilindros mais curtos e mais largos, como os esféricos para lâmpadas de baixa potência, as “janelas” livres de ressonâncias são poucas e mais estreitas. Portanto, a escolha da frequência de operação de um reator para lâmpadas de vapor de sódio deve ser feita, levando-se em consideração o fenômeno da ressonância acústica

1.4.1. Limites de operação

Diferentemente das lâmpadas de mercúrio, onde a tensão se mantém praticamente constante diante de mudanças na potência, nas lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão a tensão varia com a potência da lâmpada. Por isso, foram impostas certas limitações para assegurar que as lâmpadas operem dentro das especificações. Os limites de operação da lâmpada podem ser especificados de acordo com um diagrama trapezoidal, conforme apresentado da Fig. 1.6.

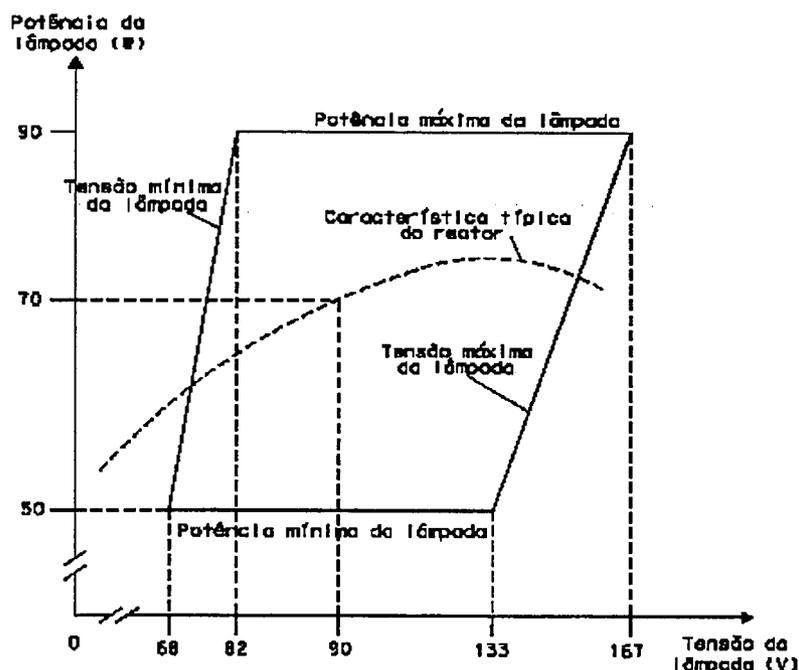


Figura 1.6: Limites de operação para uma lâmpada de 70W.

A linha superior define a máxima potência permitida na lâmpada, para a qual ela ainda possui uma vida útil razoável. O limite inferior define a menor potência na lâmpada, para a qual se pode assegurar um fluxo luminoso aceitável após a partida e um tempo de partida satisfatório. O limite da esquerda, apesar de não ser muito crítico, fornece uma proteção indireta contra sobrecorrentes na lâmpada, quando é respeitado.

1.5. CIRCUITOS AUXILIARES

A ignição e a estabilização da descarga inicial é uma característica comum às lâmpadas de descarga, incluindo a lâmpada de vapor de sódio de alta pressão.

A ignição é um processo que envolve a conversão de um gás de partida de um estado não condutor para um estado condutor. A primeira etapa importante no processo de ignição é a ruptura do arco do gás de partida, que só ocorre se o circuito de partida fornecer à lâmpada uma tensão com amplitude, largura e tempo de subida adequados. Quando o arco é estabelecido, através do gás de ignição xenônio, ele produz uma luz branco-azulada. O aquecimento do arco de xenônio faz com que o sódio e o mercúrio dentro do tubo de descarga também se vaporizem rapidamente. Somente após esta vaporização a lâmpada assume sua cor branco-dourada. Este processo leva, na maioria das lâmpadas, de 4 a 6 minutos; e a partir daí a luminosidade da lâmpada começa a aumentar até atingir seu valor nominal.

A estabilização envolve a limitação da corrente que circula durante a descarga que poderia crescer indefinidamente danificando a lâmpada. Por isso, é necessária a colocação de um reator entre a lâmpada e a fonte para ajustar a corrente em um valor desejado.

1.5.1. Ignitores

Os ignitores auxiliam a partida da lâmpada fornecendo um pulso de alta tensão que proporciona a ruptura do arco do gás de ignição. A faixa de tensão necessária para o pulso em uma lâmpada fria é de 1 a 5kV, geralmente fornecida por um circuito ressonante que aplica múltiplos pulsos à lâmpada quando o circuito é energizado.

O ignitor pode ser colocado no circuito da lâmpada em série, paralelo ou semi-paralelo. No circuito de partida em paralelo um interruptor, que geralmente é parte integrante da lâmpada, abre e fecha repetidamente gerando transitórios de tensão nos eletrodos do tubo de descarga.

Os ignitores em semi-paralelo ou em série geralmente utilizam semicondutores como interruptor. O fechamento do interruptor faz com que um capacitor carregado descarregue nos enrolamentos do choke, no caso semi-paralelo, ou no primário do transformador do ignitor, no circuito em série. A vantagem do circuito em série com transformador de pulso é que o ballast, com característica indutiva, não é submetido às altas tensões transitórias.

1.5.2. Reator eletrônico – *Ballast*

O reator é semelhante a um *ballast* para lâmpadas de mercúrio. É um reator simples, em série com a lâmpada, projetado para manter as características de operação dentro dos limites de tensão e potência estabelecidos. Um circuito de partida é incorporado para fornecer o pulso de partida. Transformadores abaixadores ou elevadores também são utilizados quando necessário para adaptar a tensão da rede. Na maioria dos casos, um capacitor para correção de fator de potência é colocado na rede ou no primário do *ballast*. Este tipo de reator geralmente fornece uma boa regulação de potência para variações da tensão da lâmpada, mas uma regulação ruim para variações da tensão da rede. É o reator com baixas perdas mais barato entre os reatores para lâmpadas de vapor de sódio.

1.5.3. Regulador magnético ou reator de potência constante

Este reator consiste essencialmente de um circuito regulador de tensão que alimenta um reator limitador de corrente e o circuito de partida. Fornece uma boa regulação de potência para variações da tensão da rede, como resultado da presença do regulador de tensão, e boa regulação para variações da tensão da lâmpada que é a característica principal de um reator eletrônico.

O regulador magnético é um reator de alto custo, que tem perdas maiores mas geralmente fornece boa regulação de potência em todas as condições da tensão da rede e da lâmpada. Geralmente inclui-se um capacitor para correção do fator de potência.

1.5.4. Circuito “*Lead Ballast*”

Este circuito opera com uma combinação de indutância e capacitância em série com a lâmpada. Difere no projeto do auto-transformador com potência constante para lâmpadas de mercúrio porque não mantém uma corrente constante na lâmpada, mas a corrente

decrece à medida que a tensão na lâmpada cresce, mantendo a potência de operação da lâmpada nos limites trapezoidais. Este tipo de *ballast* fornece uma regulação de potência tanto para mudanças na tensão de linha quanto na potência da lâmpada. Para uma variação de até 10% na tensão de linha ele mantém a potência da lâmpada nos limites trapezoidais. Tem custo e perdas intermediárias.

1.6. OBTENÇÃO DE UM MODELO DE SIMULAÇÃO PARA A LÂMPADA DE VAPOR DE SÓDIO DE ALTA PRESSÃO

1.6.1. Metodologia

Durante a realização de um projeto, uma parte de vital importância é a simulação da estrutura projetada para confirmar a validade dos estudos teóricos e fazer pequenos ajustes necessários antes da implementação prática. Para que a simulação corresponda ao real comportamento de um circuito é necessário que se tenham modelos que se aproximem ao máximo dos elementos reais. Por isso, a importância de se obter um modelo para lâmpadas.

Geralmente as lâmpadas são modeladas como uma resistência. Porém uma lâmpada não é uma resistência constante, portanto modelá-la desta forma pode levar a resultados falsos na simulação.

Para determinar um modelo para uma lâmpada de vapor de sódio de alta pressão é necessário que se obtenha alguns dados em laboratório, de acordo com a metodologia apresentada em [10]. Para determinadas potências deve-se medir a tensão e corrente eficazes da lâmpada. Com estas duas medidas pode-se traçar uma curva $V \times I$ e outra da resistência equivalente versus potência da lâmpada. Utilizando a característica $V-I$ pode-se aproximar as medidas por uma reta e, portanto, usar uma equação de reta para descrever este comportamento. Isto significa que somente duas medidas são necessárias para descrever o comportamento de uma lâmpada.

A equação que descreve o comportamento da lâmpada será dada por (1.1).

$$v_L(t) = R_s \cdot i_L(t) + V_s \quad (1.1)$$

R_s é a inclinação da reta dada entre dois pontos medidos (V_1, I_1) (V_2, I_2) e V_s determina o ponto de intersecção da reta com o eixo vertical das tensões.

Portanto:

$$R_s = \frac{V_2 - V_1}{I_2 - I_1} \quad (1.2)$$

$$V_s = V_1 - R_s \cdot I_1 \quad (1.3)$$

A resistência equivalente da lâmpada em regime permanente é dada pela expressão (1.4).

$$R_{eq} = \frac{V_{rms}}{I_{rms}} \quad (1.4)$$

Reorganizando a expressão (1.3) obtém-se (1.5).

$$V_{rms} = V_s + R_s \cdot I_{rms} \quad (1.5)$$

Substituindo (1.5) em (1.4) tem-se que:

$$R_{eq} = R_s + \frac{V_s}{I_{rms}} \quad (1.6)$$

Portanto, a tensão na lâmpada entre tensão e corrente na lâmpada será dada pela expressão (1.7).

$$v_L(t) = \left(R_s + \frac{V_s}{I_{rms}} \right) \cdot i_L(t) \quad (1.7)$$

Utilizando as expressões acima, o modelo no Pspice é obtido utilizando-se basicamente o componente Evalue, que processa o sinal de entrada de acordo com uma função especificada colocando este resultado nos pinos de saída. O modelo é apresentado na Fig. 1.7.

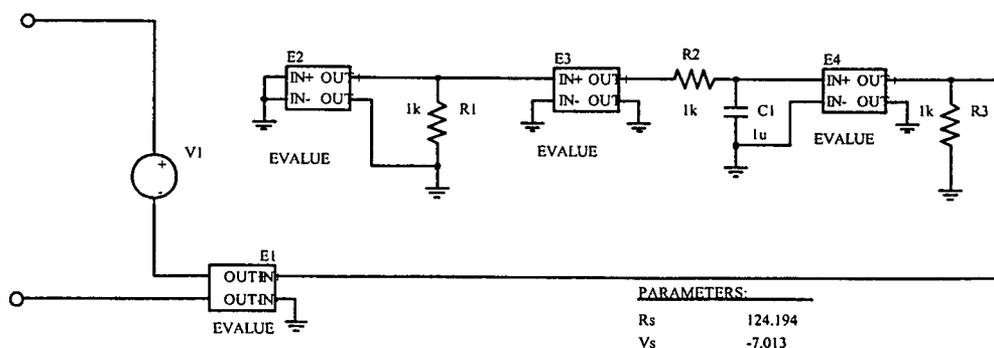


Figura 1.7: Modelo da lâmpada de vapor de sódio em alta frequência.

Neste modelo a fonte V1 é utilizada como um sensor de corrente para a lâmpada. O componente E1 implementa a tensão na lâmpada descrita pela equação (1.7). E2 é a própria corrente da lâmpada. E3 calcula o quadrado desta corrente. A tensão média no capacitor C1 é um valor equivalente à corrente eficaz ao quadrado. A corrente eficaz I_{rms} é então obtida através de E4 como a raiz quadrada da tensão média no capacitor C1.

Portanto, as expressões (1.8) a (1.11) representam as funções especificadas para os componentes *evaluate* para a simulação.

$$E1 = i(V1) \cdot \left[R_s + \frac{V_s}{V(\%IN+, \%IN -)} \right] \quad (1.8)$$

$$E2 = i(V1) \quad (1.9)$$

$$E3 = V(\%IN+, \%IN -) \cdot V(\%IN+, \%IN -) \quad (1.10)$$

$$E4 = \text{sqrt}[V(\%IN+, \%IN -)] \quad (1.11)$$

1.6.2. Aquisição de parâmetros em laboratório

O comportamento de uma lâmpada de vapor de sódio de alta pressão foi observado em laboratório através da realização de um experimento, cujo esquema de ligação está apresentado na Fig. 1.8. Utilizou-se a lâmpada de vapor de sódio SON 70W da Philips e um reator eletromagnético operando em 60Hz.

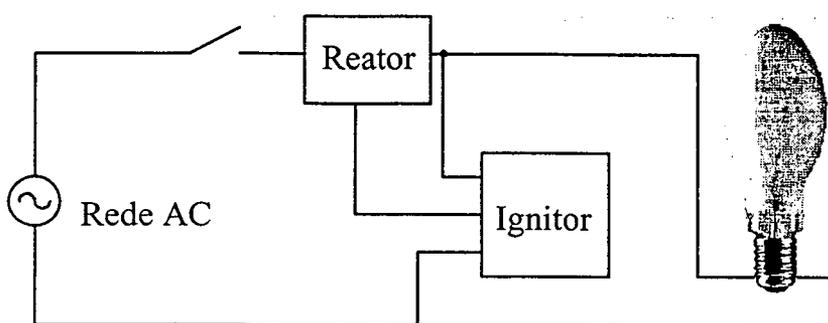


Figura 1.8: Esquema de ligação da lâmpada.

A tensão eficaz medida foi de 88,6V e a corrente de 810mA. Há um deslocamento de 17,3° entre tensão e corrente e o fator de potência medido foi de 0,776, totalizando a potência de 56,9W.

A seguir foram realizadas medidas na lâmpada, em várias potências, para levantar os parâmetros necessários à obtenção do modelo de simulação. Os valores obtidos estão apresentados na Tabela 1.1.

Tabela 1.1: Parâmetros obtidos em laboratório.

Potência (W)	Vrms (V)	Irms(A)	Req(ohms)
70	88,6	0,81	109,38
60	83,4	0,728	114,56
50	75,7	0,666	113,66
40	68,7	0,598	114,88
30	59,3	0,513	115,59
20	46,3	0,442	104,75

A partir da tabela pode-se construir o gráfico da característica tensão-corrente da lâmpada, que é apresentada na Fig. 1.9.

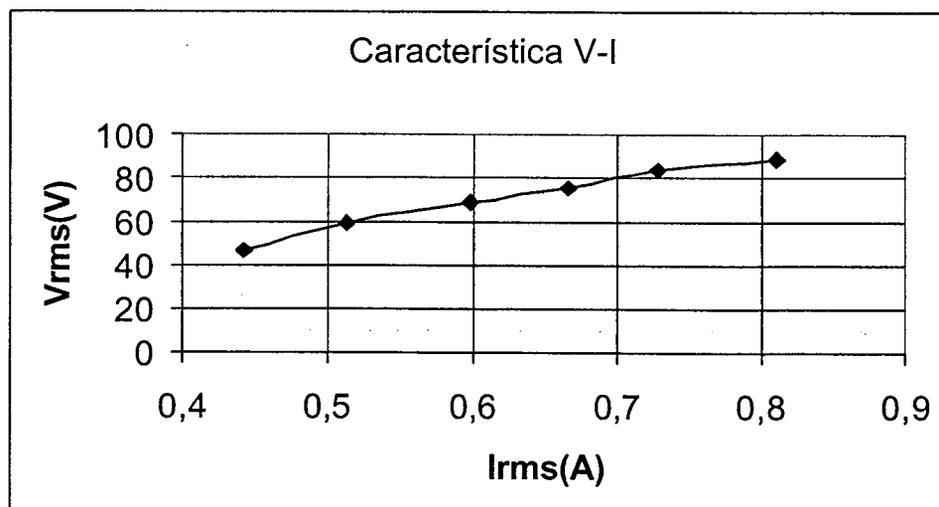


Figura 1.9: Característica V-I para uma lâmpada de 70W.

A partir da Fig. 1.8 pode-se obter, através de dois pontos quaisquer os parâmetros R_s e V_s . Tomando-se os pontos para potência de 60 W e 50 W, obtém-se:

$$\begin{aligned} V_1 &= 83,4\text{V} & I_1 &= 728\text{mA} \\ V_2 &= 75,7\text{V} & I_2 &= 666\text{mA} \end{aligned}$$

$$R_s = \frac{V_1 - V_2}{I_1 - I_2}$$

$$R_s = 124,194\Omega$$

$$V_s = V_1 - R_s \cdot I_1$$

$$V_s = -7,013V$$

A Fig. 1.10 apresenta a resistência equivalente da lâmpada em função da potência. Nota-se que o valor desta resistência praticamente não varia com a potência.

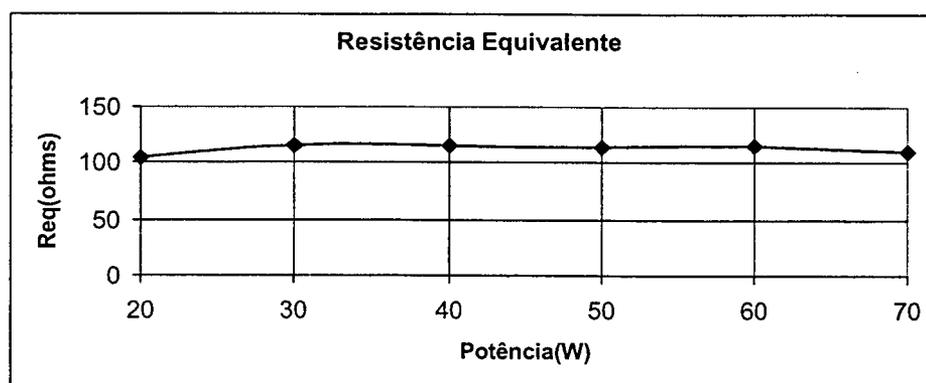


Figura 1.10: Resistência equivalente em função da potência.

1.6.3. Resultados de Simulação

A fim de validar o modelo obtido para a lâmpada foi realizada a simulação de um inversor Meia-Ponte tradicional alimentando o modelo da lâmpada. O circuito simulado é apresentado na Fig. 1.11.

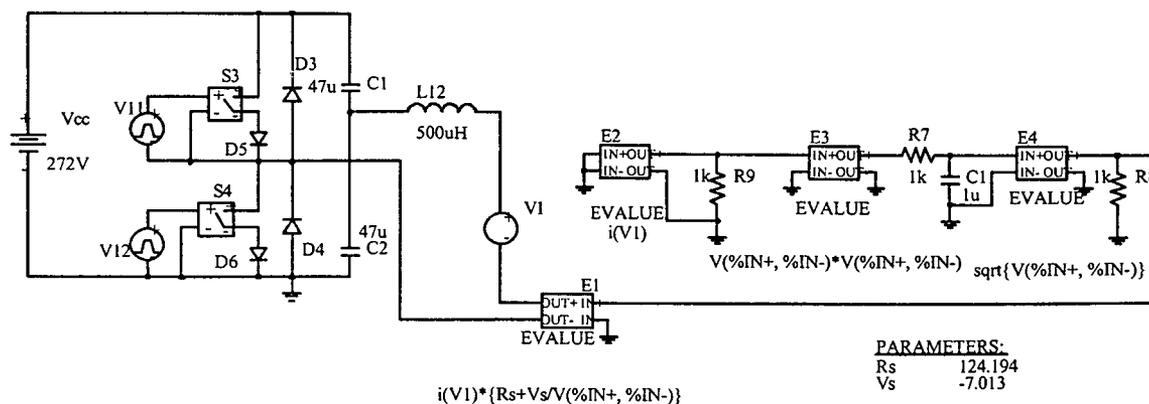


Figura 1.11: Circuito simulado.

A Figura 1.12 apresenta a tensão e a corrente na lâmpada para o modelo de 70W. Observa-se que o modelo é adequado pois fornece formas de onda que condizem com o funcionamento da lâmpada em alta frequência.

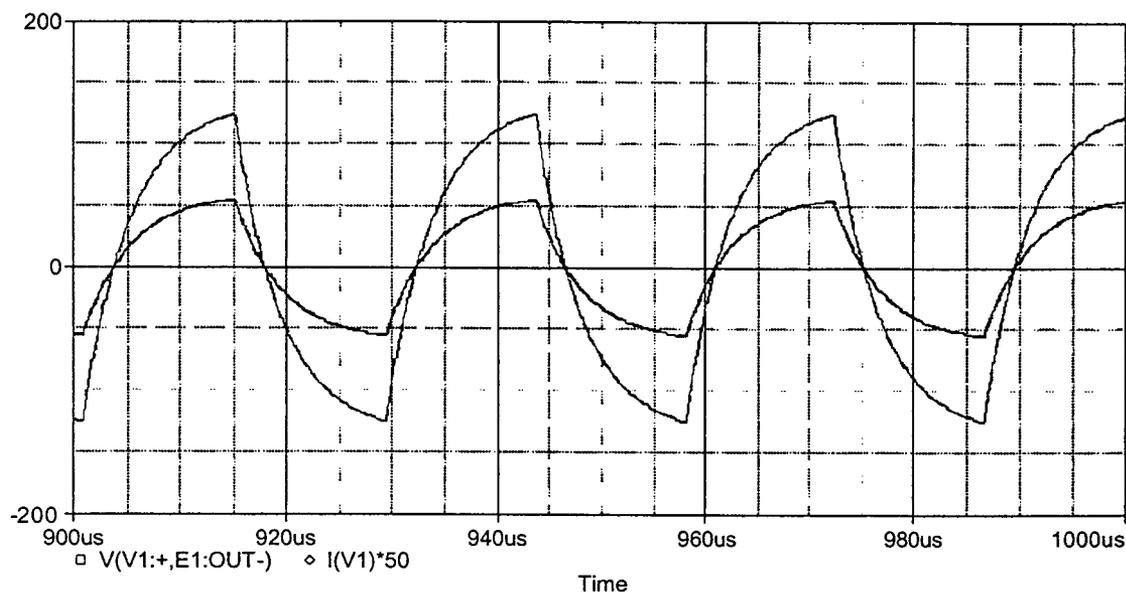


Figura 1.12: Tensão e corrente na lâmpada.

1.7. CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentadas a estrutura e as principais características de uma lâmpada de vapor de sódio de alta pressão. O conhecimento das propriedades da lâmpada é de extrema importância para a realização de um projeto de reator que satisfaça os limites de operação da mesma, levando em consideração o fenômeno da ressonância acústica.

Também foi apresentado um modelo de simulação para a lâmpada, que será de grande valia para os estudos posteriores já que a simulação constitui uma importante etapa de comprovação dos estudos teóricos e refinamento do projeto.

CAPÍTULO 2

RETIFICADOR MONOFÁSICO DE ALTO FATOR DE POTÊNCIA UTILIZANDO UM FILTRO PASSIVO

2.1. INTRODUÇÃO

A presença de componentes harmônicas é indesejável em qualquer sistema elétrico pois elas distorcem as formas de onda, reduzem o fator de potência e geram interferências eletromagnéticas. A preocupação em elevar o fator de potência das fontes de alimentação tem sido cada vez maior, não só devido ao desejo de melhorar o desempenho dos equipamentos, mas também à necessidade de adequá-los às normas vigentes, que limitam os níveis de distorção harmônica e determinam valores mínimos para o fator de potência, de acordo com a aplicação.

Uma das características atraentes dos reatores eletrônicos é justamente o alto fator de potência. Portanto, faz-se necessário a utilização de um estágio retificador que, além de fornecer uma tensão de barramento adequada ao inversor, corrija também o fator de potência da entrada.

Este capítulo descreve um retificador de alto fator de potência utilizado nos reatores desenvolvidos:

2.2. DESCRIÇÃO DO CIRCUITO

Quando se pensou em corrigir o fator de potência na entrada do reator, a princípio a idéia foi de se utilizar uma correção de fator de potência ativa através do tradicional conversor Boost apresentado na Fig. 2.1. Porém, para esta aplicação, o conversor Boost apresenta as seguintes desvantagens:

- Tensão de barramento elevada na saída o que obrigaria ao uso de um transformador no estágio inversor tornando o projeto mais caro;
- Número maior de componentes, devido aos elementos do circuito de comando do interruptor ativo, aumentando a complexidade do reator.

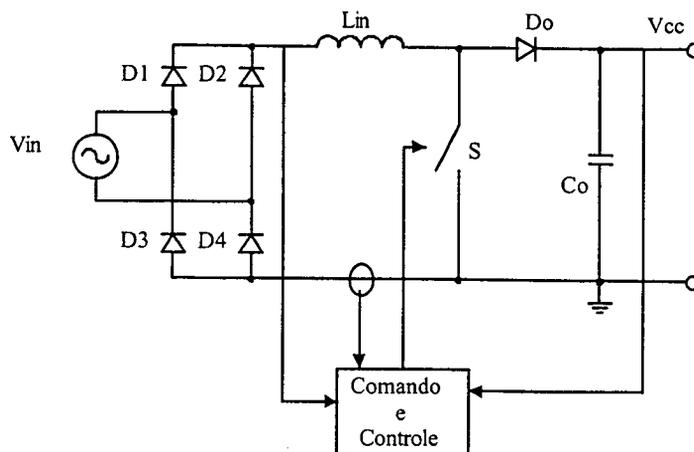


Fig. 2.1: Conversor Boost em aplicação de correção de fator de potência.

Após uma análise crítica, optou-se por uma correção de fator de potência passiva utilizando a estrutura apresentada na Fig. 2.2.

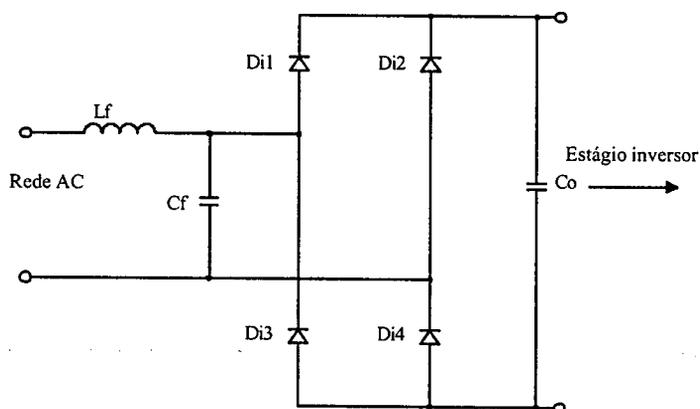


Figura 2.2: Estágio de correção de fator de potência.

Esta estrutura, para realizar uma correção de fator de potência passiva, possui as seguintes vantagens[15]:

- Alto fator de potência para amplas faixas de variação da corrente de carga;
- Boa regulação com a carga;
- Simplicidade e robustez;
- Bom rendimento;
- Atuação como filtro de linha de modo diferencial;
- Limitação da corrente na saída.

2.3. PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

Para simplificação da análise será considerado que: o circuito está operando em regime permanente; todos os componentes são ideais; a tensão V_{cc} no capacitor C_o é constante e possui ondulação nula; a carga, formada pelo inversor e pela lâmpada, será substituída por uma resistência equivalente; a tensão da rede, V_{in} , é perfeitamente senoidal. A partir destas considerações o modelo simplificado do retificador é representado na Fig. 2.3.

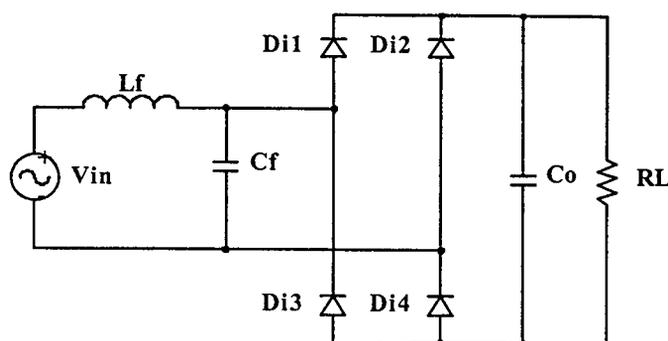


Figura 2.3: Modelo simplificado para análise.

A descrição das etapas de operação para um período da rede é feita a seguir. Este circuito foi analisado e equacionado em detalhes em [15]. Neste capítulo serão apresentadas as equações para o caso particular em que a tensão da rede e a corrente de entrada têm defasagem praticamente nula.

a) Primeira Etapa ($t_0 - t_1$)

Esta etapa está indicada na Fig.2.6(a) e se inicia em t_0 quando a tensão da rede passa por zero e começa a crescer em sentido positivo. Durante esta etapa a ponte de diodos se mantém bloqueada e o capacitor C_o alimenta a carga. A corrente i_{L_f} cresce senoidalmente até atingir o valor I_f . A expressão que define a corrente i_{L_f} nesta etapa é dada por (2.1):

$$i_{L_f}(t) = C_f \cdot \left[\frac{\omega \cdot \omega_o^2}{\omega_o^2 - \omega^2} \cdot V_p \cdot (\cos(\omega t) - \cos(\omega_o t)) + V_{cc} \cdot \omega_o \cdot \text{sen}(\omega_o t) \right] \quad (2.1)$$

V_p é a tensão de pico da rede, V_{cc} é a tensão de saída, ω é a frequência da rede, ω_0 é a frequência de ressonância do filtro e C_f é o capacitor do filtro. Levando-se em consideração que, no início do projeto, o valor de C_f ainda não é conhecido, é interessante que se parametrize a equação (2.1). Esta equação pode ser parametrizada em relação a ω, L_f e V_p como está indicado em (2.2).

$$\overline{i_{L_{f1}}(t)} = i_{L_{f1}}(t) \cdot \frac{\omega \cdot L_f}{V_p} \quad (2.2)$$

Substituindo (2.1) em (2.2) obtém-se a equação da corrente do indutor parametrizada, apresentada em (2.3).

$$\overline{i_{L_{f1}}(t)} = \frac{\omega}{\omega_0^2} \cdot \left[\frac{\omega \cdot \omega_0^2}{\omega_0^2 - \omega^2} \cdot (\cos(\omega t) - \cos(\omega_0 t)) + \frac{V_{cc}}{V_p} \cdot \omega_0 \cdot \text{sen}(\omega_0 t) \right] \quad (2.3)$$

A Fig. 2.4 apresenta a evolução da corrente parametrizada durante a primeira etapa.

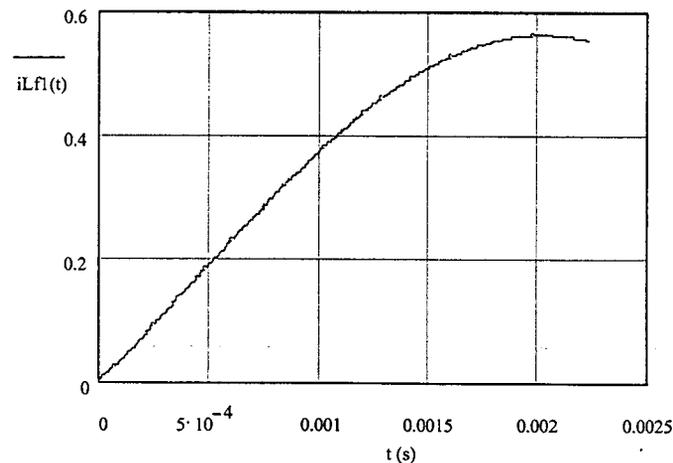


Figura 2.4: Evolução da corrente de entrada durante a primeira etapa.

A tensão no capacitor C_f decresce cossenoidalmente de um valor $-V_{cc}$ até zero, inverte de sentido e começa a crescer em sentido contrário até atingir V_{cc} . A equação (2.4) representa a tensão no capacitor C_f durante esta etapa.

$$v_{C_{f1}}(t) = \left[\frac{\omega_0}{\omega_0^2 - \omega^2} \cdot V_p \cdot (\omega_0 \cdot \text{sen}(\omega t) - \omega \cdot \text{sen}(\omega_0 t)) - V_{cc} \cdot \cos(\omega_0 t) \right] \quad (2.4)$$

A equação (2.4) será parametrizada em relação a V_p . Portanto:

$$\overline{v_{cf1}(t)} = \frac{v_{cf1}(t)}{V_p} \quad (2.5)$$

Substituindo (2.4) em (2.5) obtém-se a expressão parametrizada.

$$\overline{v_{cf1}(t)} = \left[\frac{\omega_o}{\omega_o^2 - \omega^2} \cdot (\omega_o \cdot \text{sen}(\omega t) - \omega \cdot \text{sen}(\omega_o t)) - \frac{V_{cc}}{V_p} \cdot \text{cos}(\omega_o t) \right] \quad (2.6)$$

A Fig. 2.5 apresenta a evolução da tensão parametrizada do capacitor C_f durante esta etapa.

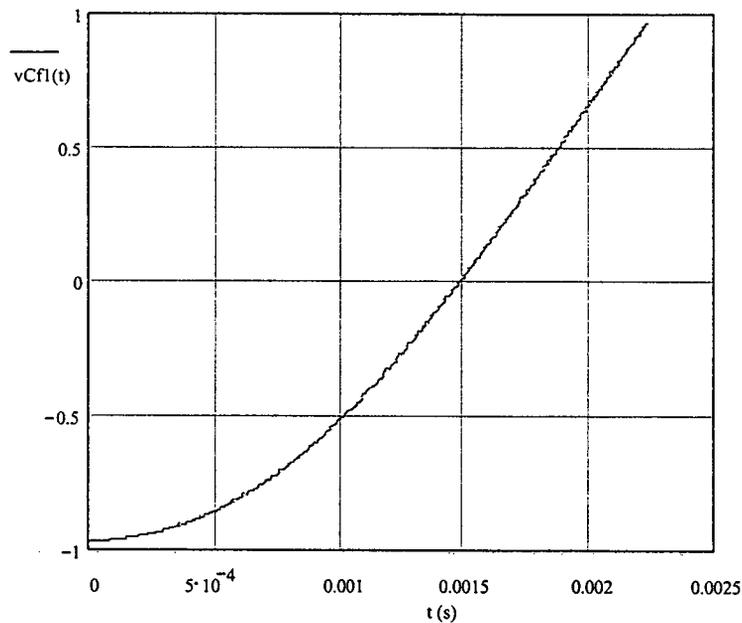


Figura 2.5: Tensão parametrizada sobre o capacitor C_f

Esta etapa se encerra quando a tensão em C_f atinge $+V_{cc}$ em $t = t_1$. Portanto, para calcular o tempo t_1 basta igualar a equação (2.4) a V_{cc} . A equação que define t_1 não tem solução analítica e por isso o tempo foi calculado utilizando a função *root* do Mathcad. A equação é dada por (2.7).

$$t_1 = \text{root} \left[\frac{\omega_o}{\omega_o^2 - \omega^2} \cdot V_p \cdot (\omega_o \cdot \text{sen}(\omega t) - \omega \cdot \text{sen}(\omega_o t)) - V_{cc} \cdot \text{cos}(\omega_o t) - V_{cc}, t \right] \quad (2.7)$$

Dando a condição inicial de 1 ms, o tempo t_1 calculado foi:

$$t_1 \cong 2,23 \text{ms}$$

b) Segunda Etapa ($t_1 - t_2$)

Em $t = t_1$ a tensão no capacitor C_o atinge V_{cc} dando início à segunda etapa. Os diodos Di_1 e Di_4 conduzem, fazendo a ligação da rede à carga. Esta etapa está apresentada na Fig. 2.6(b) onde se nota, que a corrente no capacitor C_f é nula.

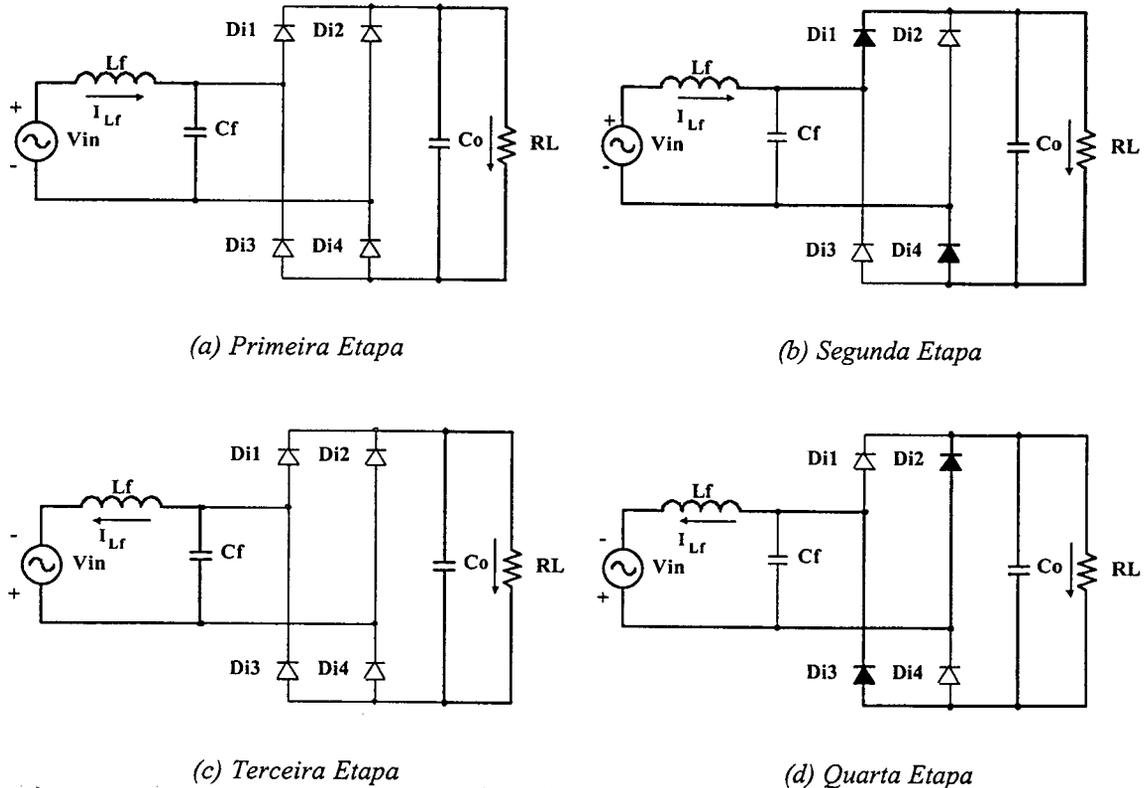


Figura 2.6: Etapas de operação.

A corrente no indutor L_f durante a segunda etapa é dada pela equação (2.8).

$$i_{L_{f2}}(t) = \frac{V_p}{\omega \cdot L_f} \cdot [\cos(\omega t_1) - \cos(\omega t)] + \frac{V_{cc}}{L_f} \cdot (t_1 - t) + i_{L_{f1}}(t_1) \quad (2.8)$$

Novamente a equação da corrente será parametrizada em relação a $\omega \cdot L_f$ e V_p como está indicado em (2.9).

$$\overline{i_{L_{f2}}(t)} = i_{L_{f2}}(t) \cdot \frac{\omega \cdot L_f}{V_p} \quad (2.9)$$

Substituindo-se (2.8) em (2.9) obtém-se a expressão da corrente no indutor L_f parametrizada. Esta expressão está representada por (2.10).

$$\overline{i_{L_f2}}(t) = [\cos(\omega t_1) - \cos(\omega t)] + \frac{V_{cc}}{V_p} \cdot \omega \cdot (t_1 - t) + \overline{i_{L_f1}}(t_1) \quad (2.10)$$

A Fig. 2.7 apresenta a evolução da corrente parametrizada do indutor para a segunda etapa.

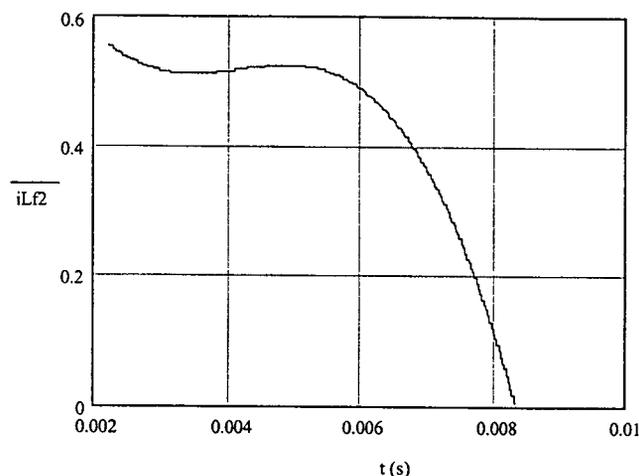


Figura 2.7: Corrente parametrizada no indutor durante a segunda etapa.

A etapa se encerra quando a corrente I_L atinge zero bloqueando os diodos Di_1 e Di_4 . Como está sendo desprezada a defasagem entre a tensão da rede e a corrente, o tempo t_2 é igual à metade do período da rede.

c) Terceira Etapa ($t_2 - t_3$)

A terceira etapa de operação começa em t_2 , quando a corrente no indutor L_f se anula. Durante esta etapa os diodos se mantêm bloqueados, o capacitor C_o alimenta a carga e a corrente i_{L_f} é negativa. A tensão no capacitor C_f decresce de $+V_{cc}$ até zero e daí cresce em sentido contrário. Esta etapa está indicada na Fig. 2.6(c) e se encerra em t_3 quando a tensão no capacitor C_f atinge $-V_{cc}$. O tempo t_3 corresponde à soma dos tempos t_1 e t_2 .

As equações que descrevem a evolução da tensão no capacitor e da corrente no indutor são similares às da primeira etapa só que com sinal negativo e deslocadas de 180° . Por isso não há a necessidade de apresentá-las novamente.

d) Quarta Etapa ($t_3 - t_4$)

Em $t = t_3$ os diodos Di_2 e Di_3 começam a conduzir dando início à quarta etapa de operação. Nesta etapa a corrente i_{Lf} permanece negativa e se anula no tempo $t_4 = T$ completando um ciclo de operação. A tensão no capacitor C_f se mantém em $-V_{cc}$. Esta etapa está representada na Fig. 2.6(d) e as formas de onda correspondem às mesmas da segunda etapa, com sinal negativo.

2.4. DIMENSIONAMENTO DO FILTRO DE ENTRADA

O filtro de entrada será projetado de modo que se tenha um elevado fator de potência. Portanto, como já foi mencionado anteriormente, a defasagem entre tensão e corrente de entrada será considerada muito pequena e portanto, poderá ser desprezada.

Os dados de entrada são:

Tensão de pico da rede: $V_p = 311V$

Tensão contínua desejada na saída: $V_{cc} = 300V$

Frequência da rede: $f = 60Hz \Rightarrow \omega = 2 \cdot \pi \cdot f$

Frequência de ressonância do filtro: $f_o = 150Hz \Rightarrow \omega_o = 2 \cdot \pi \cdot f_o$

Potência de saída: $P = 70W$

A corrente média na carga parametrizada em relação a $\omega L/V_p$ é dada por (2.11).

$$\overline{I_{cc_{med}}} = \frac{2}{T} \cdot \int_{t_1}^{t_2} \overline{i_{Lf2}(t)} dt \quad (2.11)$$

$$\overline{I_{cc_{med}}} = 0,320484$$

Definindo-se o fator de tensão FV como:

$$FV = \frac{V_{cc}}{V_p} \quad (2.12)$$

A corrente eficaz na entrada parametrizada em relação a $\omega L/V_p$ é dada por (2.13).

$$\overline{I_{ef}} = \sqrt{\frac{2}{T} \cdot \left(\int_0^{t_1} \overline{i_{Lf1}(t)}^2 dt + \int_{t_1}^{t_2} \overline{i_{Lf2}(t)}^2 dt \right)} \quad (2.13)$$

$$\overline{I_{ef}} = 0,445668$$

A tensão eficaz da entrada, parametrizada em relação a V_p , é dada por (2.14).

$$\overline{V_{ef}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (2.14)$$

Portanto, a equação do fator de potência pode ser representada por (2.15).

$$FP = \frac{FV \cdot \overline{I_{cc_{med}}}}{\overline{V_{ef}} \cdot I_{ef}} \quad (2.15)$$

$$FP = 0,9806$$

O gráfico do fator de potência em relação a $\overline{I_{cc_{med}}}$ está apresentado na Fig. 2.8.

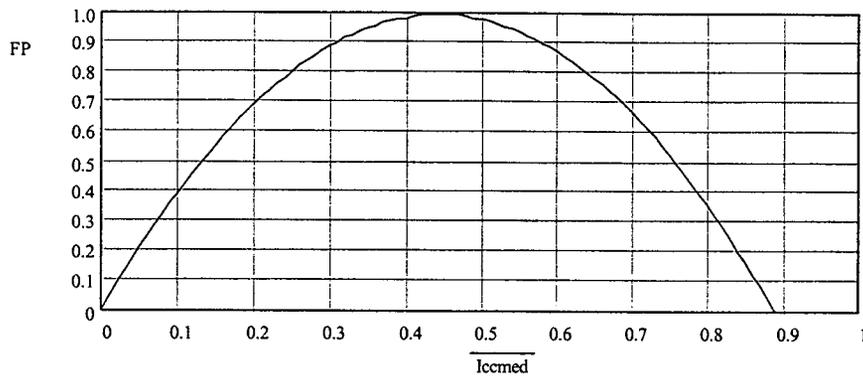


Figura 2.8: Fator de potência em função de $I_{cc_{med}}$ parametrizado.

Após ter sido comprovado que o fator de potência é elevado, para os parâmetros escolhidos, pode-se determinar os elementos do filtro.

Sabe-se que a corrente média na carga é dada por (2.16).

$$I_{cc_{med}} = \frac{P}{V_{cc}} \quad (2.16)$$

$$I_{cc_{med}} = 0,2333A$$

A parametrização é representada por (2.17).

$$\overline{I_{cc_{med}}} = I_{cc_{med}} \cdot \frac{\omega \cdot L_f}{V_p} \quad (2.17)$$

Na equação (2.17) todos os parâmetros são conhecidos, menos L_f . Portanto, rearrumando (2.17) obtém-se (2.18).

$$L_f = \frac{V_p}{\omega} \cdot \frac{\overline{I_{cc_{med}}}}{I_{cc_{med}}} \quad (2.18)$$

$$L_f = 1,13H$$

A frequência de ressonância do filtro é dada por (2.19).

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_f \cdot C_f}} \quad (2.19)$$

Como a frequência de ressonância é conhecida e o valor de L_f foi calculado anteriormente se rearruma (2.19) para que se obtenha o valor do capacitor C_f . Esta expressão está representada em (2.20).

$$C_f = \frac{1}{\omega_o^2 \cdot L_f} \quad (2.20)$$

$$C_f = 0,99316\mu F$$

Adotando-se um valor comercial: $C_f = 1\mu F$

2.5. DIMENSIONAMENTO DOS DIODOS RETIFICADORES

Cada diodo da ponte retificadora, quando bloqueado estará submetido à tensão reversa máxima igual à tensão V_{cc} . Portanto:

$$V_{DRM} = V_{cc} \quad (2.21)$$

$$V_{DRM} = 300V$$

Cada diodo conduz apenas em um semi-ciclo, portanto, a corrente média em cada diodo será metade da corrente média da carga.

$$I_{Dmed} = \frac{1}{T} \cdot \int_{t_1}^{t_2} i_{L_f2}(t) dt \quad (2.22)$$

$$I_{Dmed} \cong 117mA$$

Os diodos escolhidos foram do tipo 1N4004 que tem tensão reversa de 400V e corrente média de 1A.

2.6. DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR C_o

O capacitor de filtro é determinado de modo a ter uma ondulação pré-determinada pelo projetista. A expressão (2.19) determina C_o .

$$C_o = \frac{P}{f(V_{C_{o_{pk}}}^2 - V_{C_{o_{min}}}^2)} \quad (2.23)$$

sendo:

$V_{C_{o_{pk}}}$: Tensão de pico no capacitor C_o

$V_{C_{o_{min}}}$: Tensão mínima no capacitor C_o

Admitindo-se a ondulação de $\pm 20V$, e sabendo-se que o valor médio da tensão é igual a V_{cc} , tem-se:

$$V_{C_{o_{pk}}} = 320V$$

$$V_{C_{o_{min}}} = 280V$$

Substituindo os valores em (2.23) tem-se:

$$C_o = 48,61\mu F$$

A corrente que circula pelo capacitor na primeira etapa é definida por (2.24).

$$i_{C_{o1}}(t) = -I_{cc} \quad (2.24)$$

Na segunda etapa ela é definida por (2.25).

$$i_{C_{o2}}(t) = i_{L_{f2}}(t) - I_{cc} \quad (2.25)$$

Portanto, a corrente eficaz que circula no capacitor é dada por (2.26).

$$I_{C_{o_ef}} = \sqrt{\frac{2}{T} \cdot \left(\int_0^{t_1} i_{C_{o1}}(t)^2 dt + \int_{t_1}^{t_2} i_{C_{o2}}(t)^2 dt \right)} \quad (2.26)$$

$$I_{C_{o_ef}} \cong 166mA$$

Na prática, o capacitor foi dimensionado não pela ondulação, e sim pelo valor da corrente eficaz do mesmo. Para atender à especificação de corrente eficaz foi necessária a utilização de um capacitor de $100\mu F$; portanto, a ondulação medida foi menor que $10V$.

2.7. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Para comprovar os estudos teóricos realizados, foi feita a simulação do circuito utilizando os seguintes parâmetros:

Tensão da rede: $V_{in} = 220V / 60Hz$

Capacitor de saída: $C_o = 100\mu F$

Indutor do filtro de entrada: $L_f = 1H$

Diodos $Di_1 - Di_4$: 1N4004

Capacitor do filtro de entrada: $C_f = 1\mu F$

Resistência de carga: $R_o = 1285\Omega$

O circuito simulado está apresentado na Fig. 2.9.

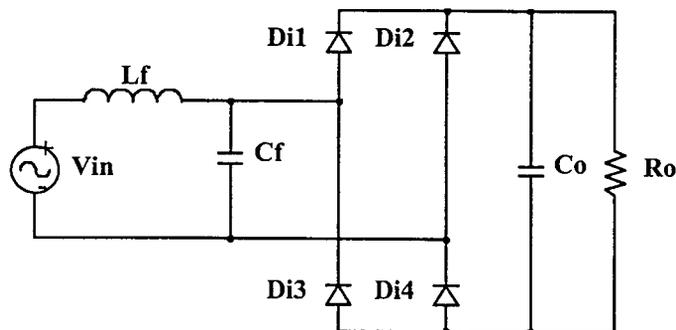


Figura 2.9: Circuito simulado

A tensão e a corrente de entrada estão apresentadas na Fig. 2.10. Na simulação há um pequeno defasamento entre tensão e corrente de aproximadamente quatro graus.

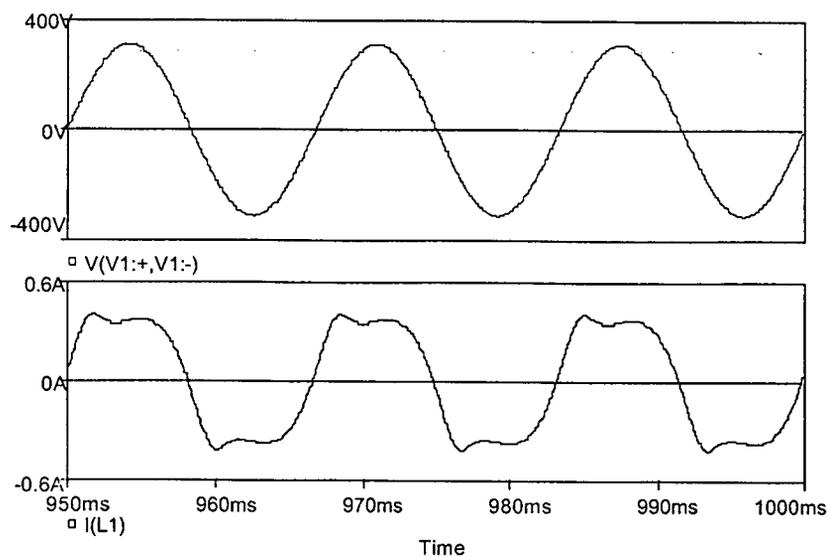


Figura 2.10: Tensão e corrente entrada.

A Fig. 2.11 apresenta a tensão no capacitor Cf.

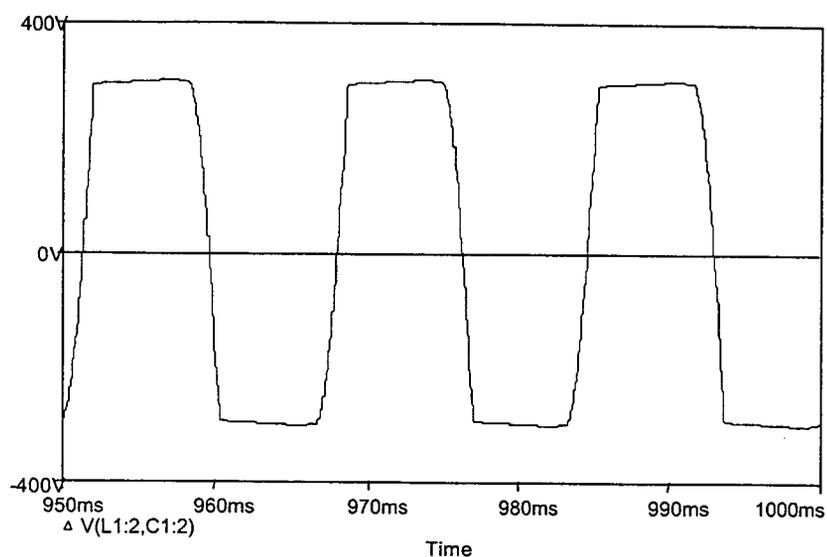


Figura 2.11: Tensão sobre o capacitor Cf.

A tensão de saída e um detalhe da ondulação desta tensão estão apresentados na Fig. 2.12. A ondulação máxima foi de 6,1V.

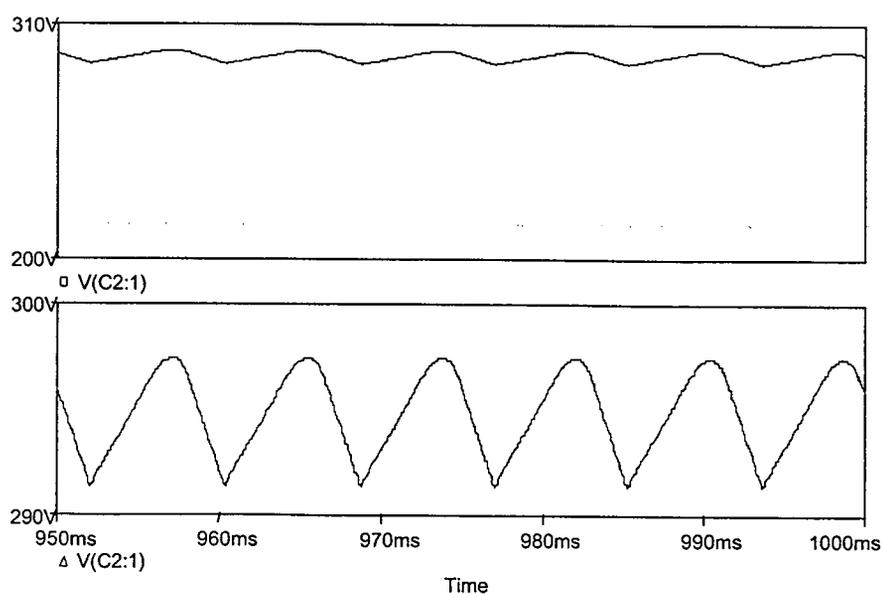


Figura 2.12: Tensão de saída e, em detalhe, a sua ondulação.

A Figura 2.13 traz a análise harmônica parametrizada da corrente de entrada obtida via simulação, utilizando o Mathcad. Percebe-se a presença relevante da 3ª harmônica que é maior que 20% do valor da componente fundamental. A taxa de distorção harmônica medida foi de 21,8%.

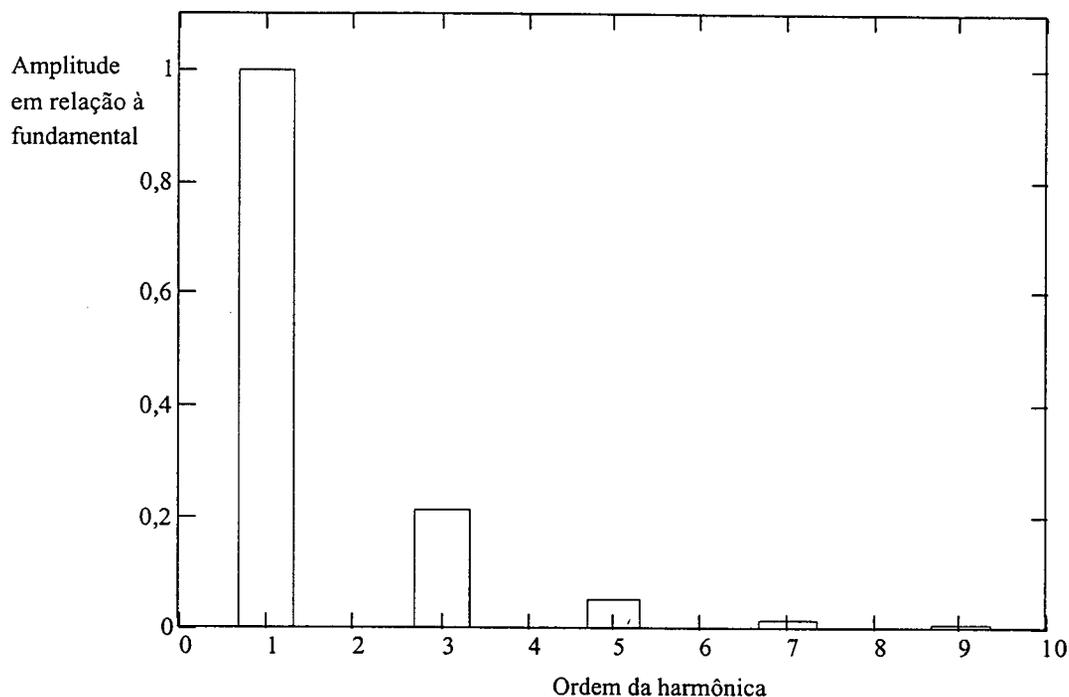
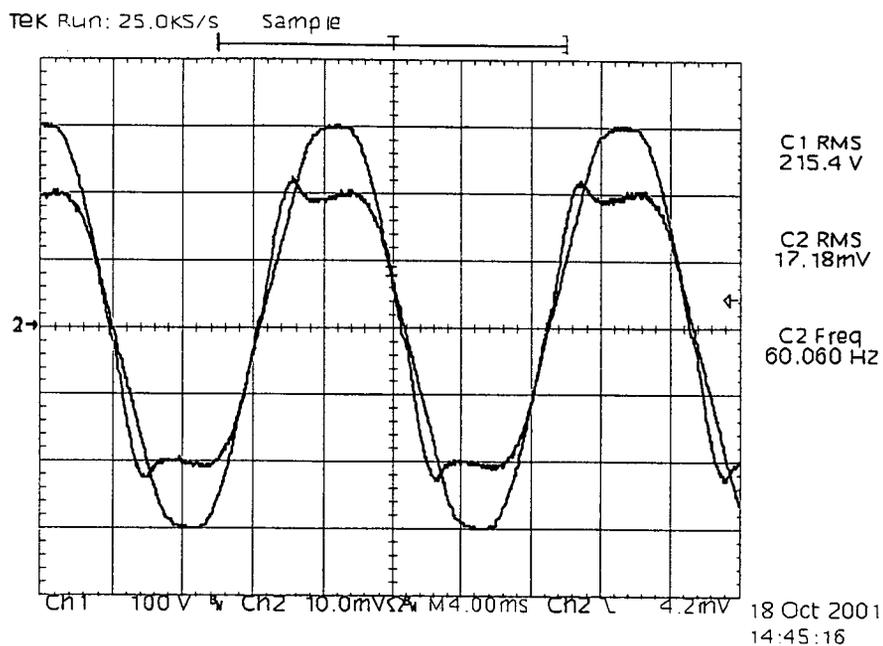


Figura 2.13: Análise harmônica da corrente de entrada.

2.8. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

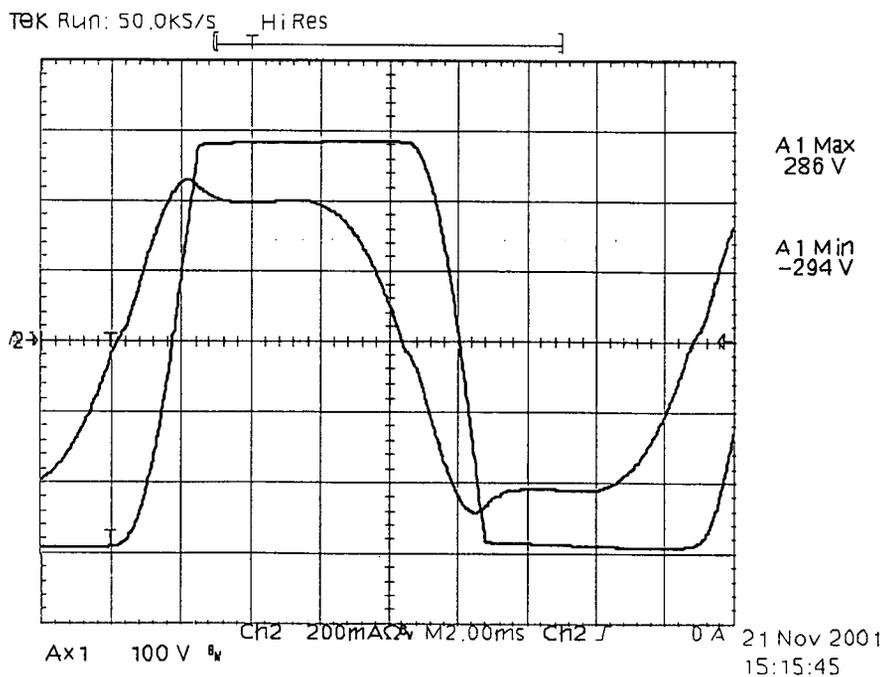
Após a conclusão da etapa de projeto e simulação, foi construído o protótipo do retificador de entrada para o reator de 70W. Os resultados experimentais foram obtidos com o sistema completo, incluindo inversor e lâmpada. Os resultados aqui apresentados foram obtidos com o inversor assimétrico que será descrito no Capítulo 4.

A tensão e a corrente de entrada para as condições nominais de operação estão apresentadas na Fig. 2.14. Percebe-se claramente que a defasagem entre a tensão e a corrente é realmente muito pequena, comprovando que ela pode ser desprezada, conforme foi feito na análise teórica, sem trazer prejuízos ao projeto.



*Figura 2.14: Tensão e corrente de entrada
Tensão: Escala – 100V/div
Corrente: Escala. – 200mA/div*

A corrente de entrada e a tensão no capacitor C_f estão apresentadas na Fig. 2.15.



*Figura 2.15: Tensão em C_f e corrente em L_f
Tensão: Escala – 100V/div
Corrente: Escala. – 200mA/div*

A Fig. 2.16 apresenta a tensão de barramento durante a operação em condição nominal. O valor médio da tensão é de 281,4V.

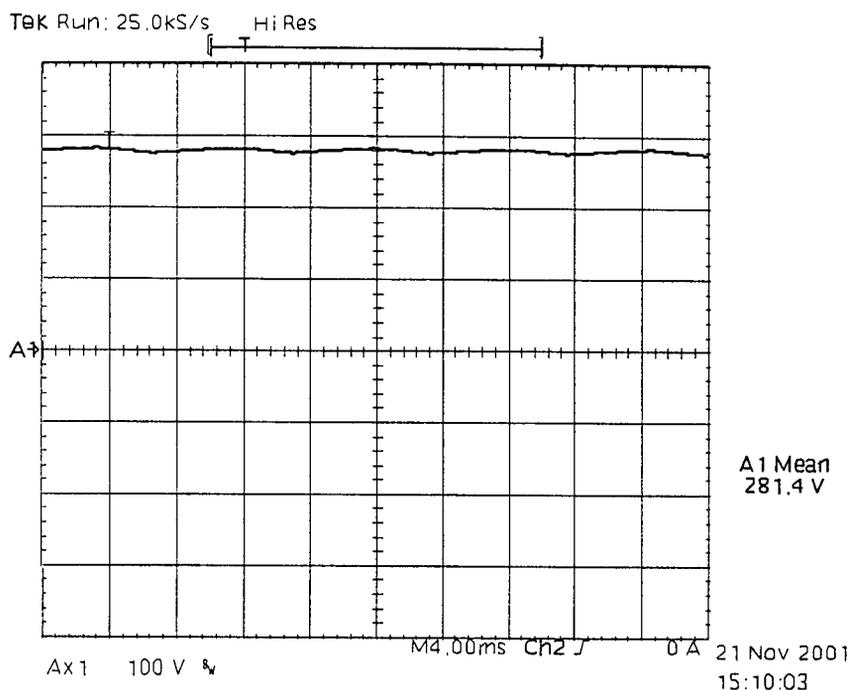


Figura 2.16: Tensão de barramento.
Escala – 100V/div

O espectro harmônico da corrente de entrada em relação à componente fundamental está apresentado na Fig.2.17. A taxa de distorção harmônica da corrente foi de 19,51%. e o fator de potência foi maior que 0,97.

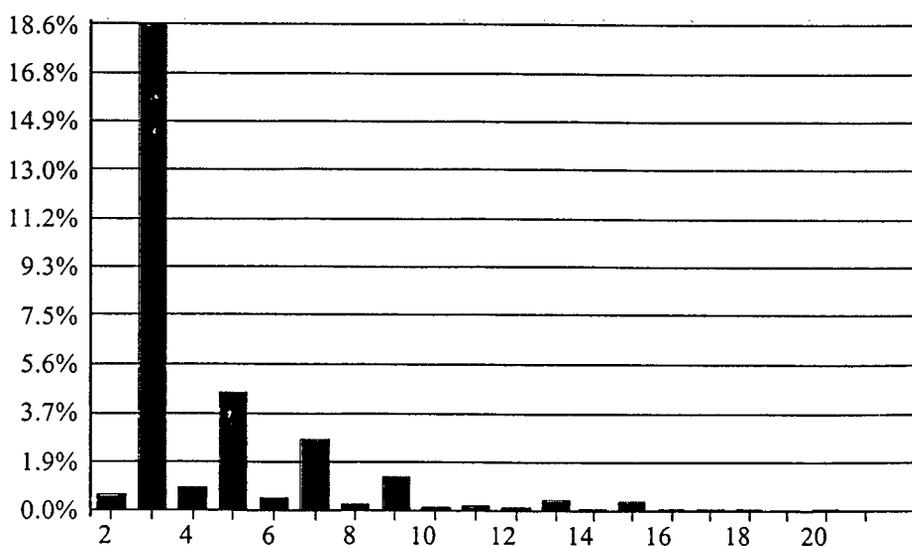


Figura 2.17: Espectro harmônico da corrente de entrada.

2.9. CONCLUSÃO

Neste capítulo foi apresentado o retificador com filtro passivo e elevado fator de potência para alimentar o estágio inversor do reator. A opção de corrigir o fator de potência utilizando um pré-regulador passivo trouxe simplicidade e robustez ao circuito. Além disto, o indutor de entrada L_f também serve como indutor de modo diferencial, para atenuar interferências eletromagnéticas, além de ser um limitador natural da corrente de partida. Os resultados experimentais confirmaram que se pode conseguir um elevado fator de potência utilizando um circuito simples e sem a necessidade de chaveamento em alta frequência.

CAPÍTULO 3

ESTUDO DE UM INVERSOR SIMÉTRICO PARA ALIMENTAÇÃO DE UMA LÂMPADA DE VAPOR DE SÓDIO DE ALTA PRESSÃO

3.1. INTRODUÇÃO

Quando as lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão são operadas com uma corrente que possui componente contínua, ocorre o chamado fenômeno de cataforese. Este fenômeno causa a dispersão do gás de enchimento do tubo, enquanto o sódio é transportado para o lado do catodo no tubo, tornando a lâmpada inadequada para os propósitos de iluminação. Portanto, a polaridade da corrente da lâmpada deve ser invertida periodicamente pelo reator resultando em uma descarga axialmente homogênea. O inversor é o elemento do reator que deve funcionar como fonte de corrente AC simétrica, fornecendo à lâmpada uma corrente adequada sem componente contínua. Além disto, o inversor deve incorporar o ignitor responsável pela partida. Este capítulo trata de um inversor simétrico para uma lâmpada de vapor de sódio de 70W operando em alta frequência.

3.2. DESCRIÇÃO DO CIRCUITO

O inversor utilizado para fornecer uma corrente adequada à lâmpada tem uma estrutura do tipo Meia Ponte e está apresentado na Fig. 3.1.

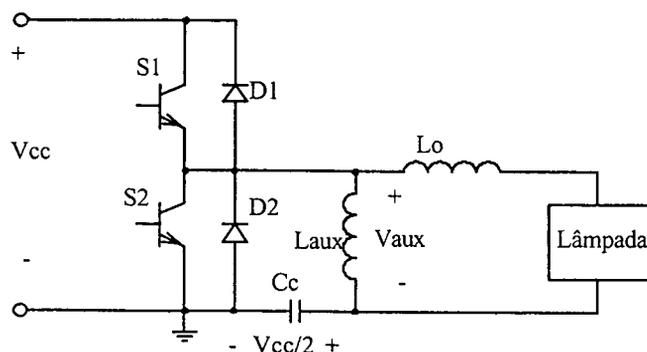


Figura 3.1: Inversor Meia Ponte simétrico do reator.

A estrutura Meia Ponte possui apenas um braço inversor composto por dois interruptores comandados em anti-paralelo com dois diodos de roda-livre. Ambos os interruptores possuem razão cíclica $D = 0,5$, caracterizando uma operação simétrica. O capacitor C_c é responsável pelo bloqueio da componente contínua de tensão. O indutor L_o é responsável pelo controle da potência que será fornecida à lâmpada e deve ser dimensionado em função da tensão de barramento V_{cc} . O indutor L_{aux} é o indutor responsável por uma transição ressonante, que permite a comutação suave dos interruptores.

3.3. PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

Para simplificação da análise será considerado que: o circuito está operando em regime permanente; todos os componentes são ideais; a tensão V_{cc} fornecida pelo estágio pré-regulador tem valor constante e ondulação nula; o capacitor C_c está sempre carregado com tensão $V_{cc}/2$ com a polaridade indicada na Fig. 3.1 e ondulação de tensão nula; a lâmpada pode ser modelada como uma resistência; os tempos de comutação são nulos. Portanto, o indutor L_{aux} será desconsiderado nas etapas de operação. A partir destas considerações, o modelo simplificado do inversor é representado pelo circuito da Fig. 3.2.

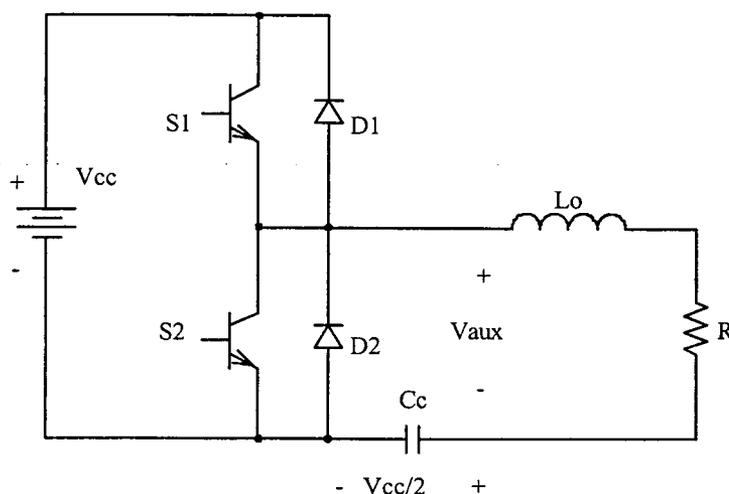


Figura 3.2: Modelo simplificado para análise.

A tensão V_{aux} é uma tensão alternada retangular com valor médio nulo que é fornecida à “carga” RL formada pelo indutor L_o e pela lâmpada. Como os interruptores $S1$

e S2 possuem razões cíclicas iguais, a tensão V_{aux} possui os valores máximo e mínimo iguais, respectivamente, a $V_{cc}/2$ e $-V_{cc}/2$, conforme está apresentado na Fig. 3.3.

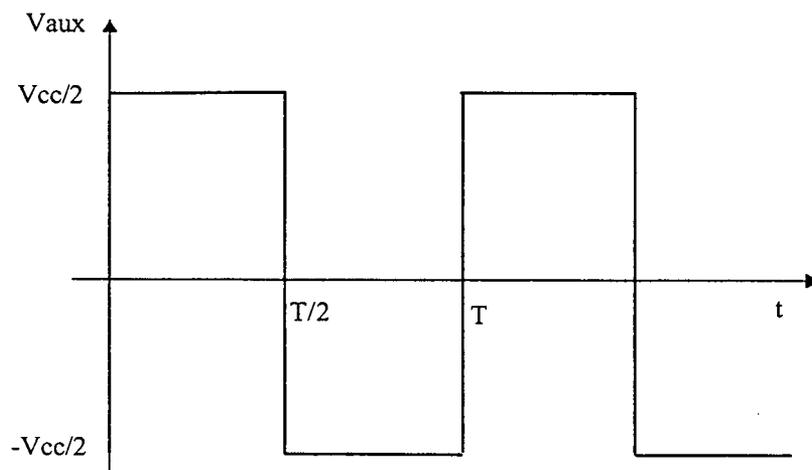


Figura 3.3: Forma de onda de tensão V_{aux} .

A descrição das etapas de operação para um período de chaveamento é feita a seguir:

a) Primeira Etapa ($t_0 - t_1$)

Esta etapa está indicada na Fig.3.3(a) e se inicia em t_0 quando D1 entra em condução com corrente inicial igual a I_{min} indicada de forma simplificada pela expressão (3.1).

$$I_{min} = \frac{V_{cc}}{2 \cdot R} \cdot \left(1 - e^{-\frac{T}{\tau}} \right) \quad (3.1)$$

sendo:

T: período de chaveamento;

$\tau = \frac{L_o}{R}$: constante de tempo do circuito;

R: resistência da lâmpada;

L_o : indutância de saída.

Nesta primeira etapa a tensão V_{aux} é positiva e a corrente na lâmpada é negativa, decrescendo exponencialmente até o tempo t_1 , quando atinge zero, encerrando a etapa. O tempo t_1 é definido pela expressão (3.2).

$$t_1 = -\tau \cdot \ln \left(\frac{\frac{V_{cc}}{2 \cdot R}}{I_{\min} + \frac{V_{cc}}{2 \cdot R}} \right) \quad (3.2)$$

A expressão que define a corrente na lâmpada nesta etapa é dada por (3.3).

$$i_1(t) = \frac{V_{cc}}{2 \cdot R} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) - I_{\min} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (3.3)$$

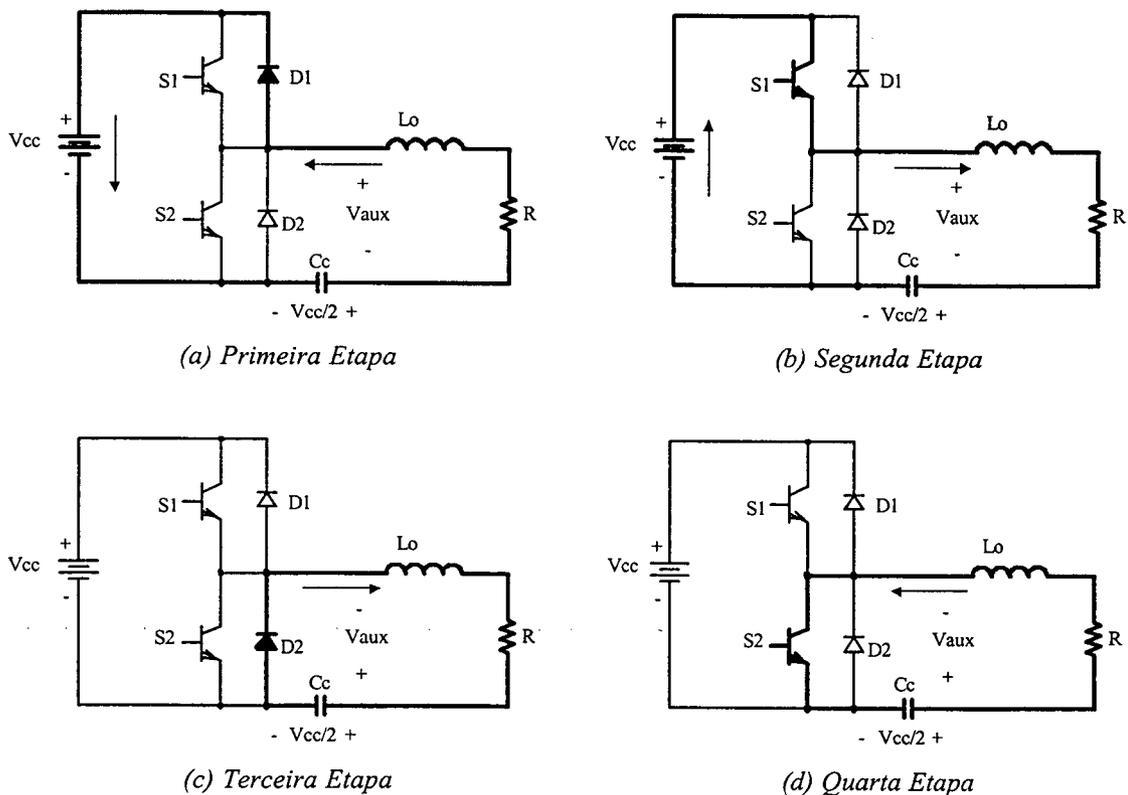


Figura 3.3: Etapas de operação.

b) Segunda Etapa ($t_1 - t_2$)

Em $t = t_1$ o interruptor S1 começa a conduzir a corrente da lâmpada, conforme apresentado na Fig. 3.3(b). Esta corrente cresce exponencialmente em sentido positivo até

atingir o valor $I_{\text{máx}}$ no tempo t_2 , que corresponde à metade do período de chaveamento. O valor $I_{\text{máx}}$ da corrente é definido por (3.4).

$$I_{\text{máx}} = \frac{V_{\text{cc}}}{2 \cdot R} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t_2+t_1}{\tau}} \right) \quad (3.4)$$

Esta etapa se encerra em $t = t_2$ quando o interruptor S1 é bloqueado. A corrente na lâmpada neste intervalo é dada pela expressão (3.5).

$$i_2(t) = \frac{V_{\text{cc}}}{2 \cdot R} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t+t_1}{\tau}} \right) \quad (3.5)$$

c) Terceira Etapa ($t_2 - t_3$)

A terceira etapa de operação começa em t_2 quando S1 é bloqueado e D2 entra em condução. Nesta etapa a corrente na lâmpada é positiva e decresce exponencialmente a partir do valor $I_{\text{máx}}$. A corrente atinge zero em t_3 , quando esta etapa é finalizada. O tempo t_3 é dado pela equação (3.6).

$$t_3 = \frac{T}{2} - \tau \cdot \ln \left(\frac{\frac{V_{\text{cc}}}{2 \cdot R}}{I_{\text{máx}} + \frac{V_{\text{cc}}}{2 \cdot R}} \right) \quad (3.6)$$

A corrente nesta etapa é representada pela equação (3.7).

$$i_3(t) = -\frac{V_{\text{cc}}}{2 \cdot R} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t+t_2}{\tau}} \right) + I_{\text{máx}} \cdot e^{-\frac{t+t_2}{\tau}} \quad (3.7)$$

d) Quarta Etapa ($t_3 - t_4$)

Em $t = t_3$ o interruptor S2 é acionado, tendo início a quarta etapa de operação. Nesta etapa, a corrente torna-se negativa e cresce exponencialmente até atingir I_{min} no tempo $t_4 = T$ completando, desta forma, um ciclo de operação. A tensão V_{aux} é negativa durante esta etapa. A expressão que define o comportamento da corrente durante esta etapa está representada em (3.8).

$$i_4(t) = -\frac{V_{cc}}{2 \cdot R} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t+t_3}{\tau}} \right) \quad (3.8)$$

Como a lâmpada foi considerada uma resistência a sua tensão possui o mesmo formato da corrente com uma amplitude multiplicada pelo valor de R. As formas de onda da corrente na lâmpada e da tensão V_{aux} obtidas através do equacionamento são apresentadas na Fig. 3.4.

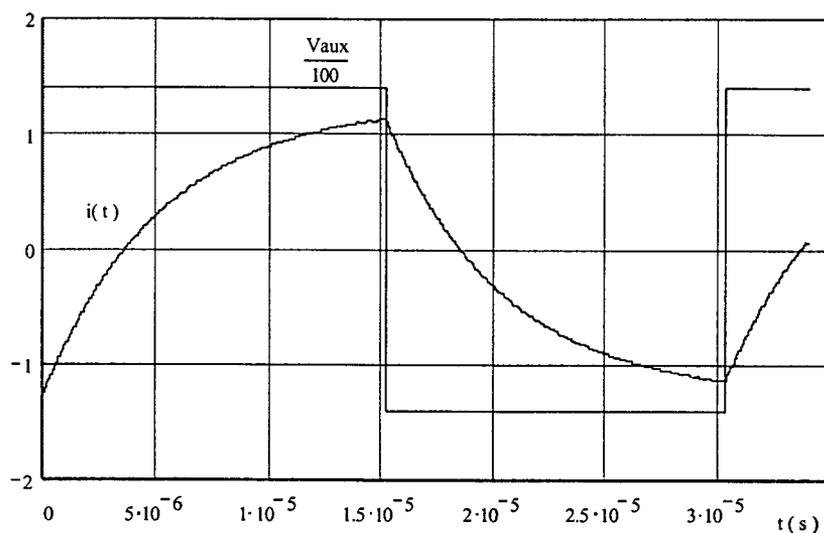


Figura 3.4: Corrente na lâmpada e tensão V_{aux} .

3.4. DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR DE FILTRO L_o

Como se sabe, à medida que a lâmpada de vapor de sódio envelhece, o valor da sua resistência equivalente muda devido às alterações na composição do vapor interno que ocorrem durante o seu processo de envelhecimento. Esta mudança ocasiona também o aumento da tensão de arco e, conseqüentemente, da potência da lâmpada, aumentando a possibilidade de falha e diminuindo a vida útil da lâmpada. O valor da indutância L_o deve ser escolhido de modo que, à medida que a lâmpada envelheça, a potência na mesma diminua. A metodologia de projeto que permite este cálculo foi proposta pelo Prof. Ivo Barbi e está apresentada a seguir.

Os dados iniciais são:

$$R = 110 \Omega \quad \text{Resistência equivalente da lâmpada}$$

$$f = 33\text{kHz} \quad \text{Frequência de chaveamento}$$

$$P = 70\text{W} \quad \text{Potência da lâmpada}$$

O período de chaveamento é dado por:

$$T = \frac{1}{f} \quad (3.9)$$

$$T = 30,30\mu\text{s}$$

To será definido como metade da frequência de chaveamento, portanto:

$$T_o = \frac{T}{2} \quad (3.10)$$

$$T_o = 15,15\mu\text{s}$$

A tensão eficaz na lâmpada será dada por (3.11).

$$V_o = \sqrt{P \cdot R} \quad (3.11)$$

$$V_o = 87,75\text{V}$$

A) Relação entre a indutância e a tensão de barramento

Definindo-se:

$$x(L_o) = T_o \cdot \frac{R}{L_o} \quad (3.12)$$

$$\text{alfa}(x) = \frac{(e^x - 1)}{(e^x + 1)} \cdot x \quad (3.13)$$

$$q_1(x) = \frac{1}{1 - 2 \cdot \text{alfa}(x)} \quad (3.14)$$

$$q(x) = \sqrt{q_1(x)} \quad (3.15)$$

$$V_{cc_1}(x) = V_o \cdot q(x) \quad (3.16)$$

As expressões (3.12) a (3.15) foram definidas apenas para facilitar a representação matemática da expressão final (3.16) e constam na metodologia desenvolvida pelo Prof. Ivo Barbi.

V_{cc_1} corresponde à metade da tensão de barramento que deve ser fornecida pelo pré-regulador. Para a faixa de indutância entre 400 μH e 600 μH , a variação da tensão de barramento é apresentada na Fig. 3.6.

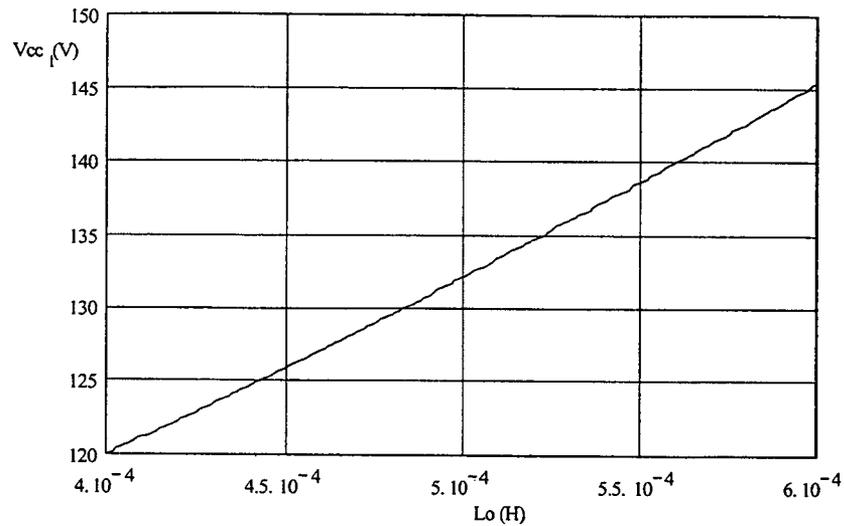


Figura 3.6: Variação da tensão de barramento em função de L_o .

B) Critério para escolha de L_o e V_{cc1}

A corrente de pico na lâmpada é dada por (3.17).

$$I_{\text{pico}}(x) = V_{cc1}(x) \cdot x(L) \cdot \frac{\text{alfa}(x)}{R} \quad (3.17)$$

A variação da corrente de pico em função de L_o é apresentada na Fig. 3.7.

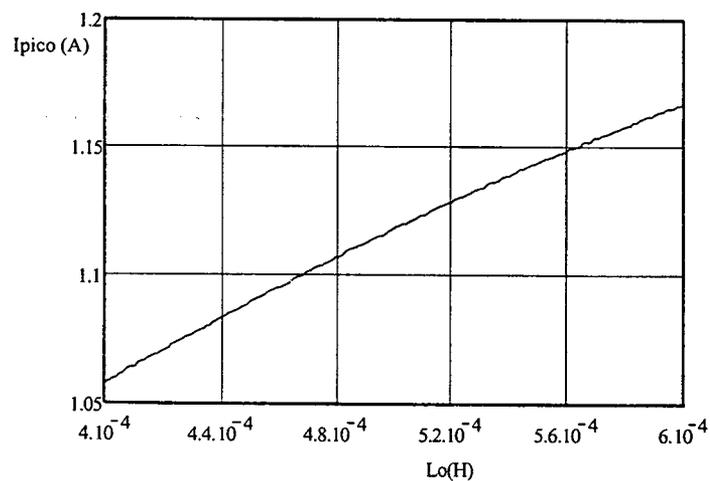


Figura 3.7: Variação da corrente de pico na lâmpada em função de L_o .

A potência instantânea comutada em cada chaveamento é dada por (3.18).

$$N(x) = V_{cc1}(x) \cdot I_{\text{pico}}(x) \quad (3.18)$$

A variação da potência comutada em função de L_o está apresentada na Fig. 3.8.

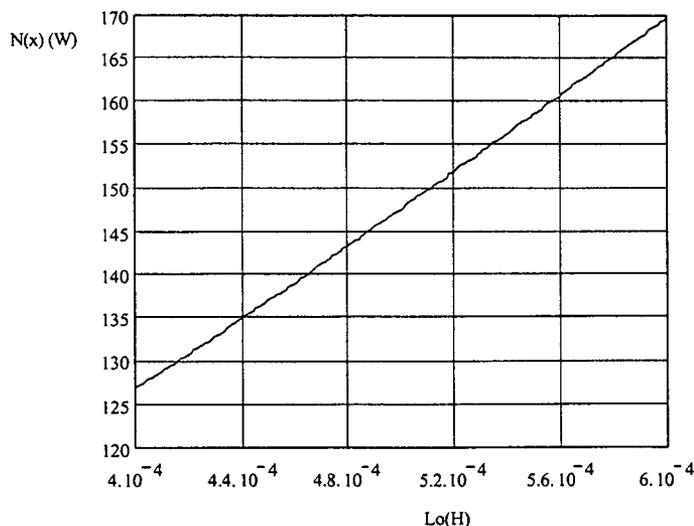


Figura 3.8: Potência comutada em função de L_o .

C) Escolha de L_o

O valor escolhido para a indutância foi $L_o = 560\mu\text{H}$. Utilizando-se este valor será calculada a potência na lâmpada em função da resistência. Para este valor de L_o a tensão V_{cc1} será igual a aproximadamente 140V. Portanto, o barramento deve ter tensão de 280V.

A resistência terá uma variação de 70Ω a 160Ω . Definindo este intervalo de variação da resistência da lâmpada como R_1 , tem-se:

$$x_1(R_1) = T_o \cdot \frac{R_1}{L_o} \quad (3.19)$$

$$\text{alfa}_1(x_1) = \frac{(e^{x_1} - 1)}{(e^{x_1} + 1)} \cdot x_1 \quad (3.20)$$

A potência solicitada pela lâmpada será dada por (3.21).

$$P(x_1) = V_{cc1}^2 \cdot \frac{(1 - 2 \cdot \text{alfa}_1(x_1))}{R_1} \quad (3.21)$$

A variação da potência na lâmpada em função da variação da resistência está representada na Fig. 3.9.

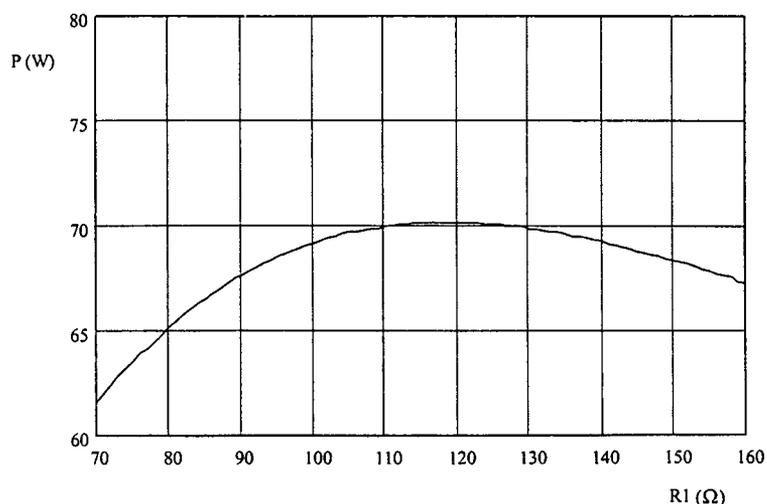


Figura 3.9: Variação da potência na lâmpada em função da resistência.

O valor nominal da resistência da lâmpada está em torno de 110Ω . Observa-se no gráfico acima que, a partir deste valor até aproximadamente 125Ω , a potência se mantém constante em torno dos $70W$; e para resistências maiores a potência diminui, comprovando que o valor escolhido para a indutância é apropriado ao projeto.

3.5. DIMENSIONAMENTO DOS INTERRUPTORES DE POTÊNCIA

Os interruptores de potência devem ser dimensionados a partir dos valores de correntes médias e eficazes, e da tensão que eles devem suportar.

Dada a tensão de barramento V_{cc} , a cada chaveamento a tensão nos interruptores será dada por zero, quando o interruptor estiver conduzindo, ou por V_{cc} quando estiver bloqueado.

Portanto, a tensão máxima nos interruptores será:

$$V_{Mm\acute{a}x} = V_{cc} \quad (3.22)$$

Teoricamente, então a máxima tensão nos interruptores seria igual a $280V$, que é o valor de V_{cc} . Porém, enquanto o sistema opera a vazio, ou seja, antes da partida da lâmpada, a tensão V_{cc} pode atingir até $350V$. Portanto:

$$V_{Mm\acute{a}x} = 350V$$

A tensão e a corrente no interruptor M_1 estão apresentadas na Fig. 3.10. O interruptor M_1 será considerado como o interruptor composto por S_1 e D_1 .

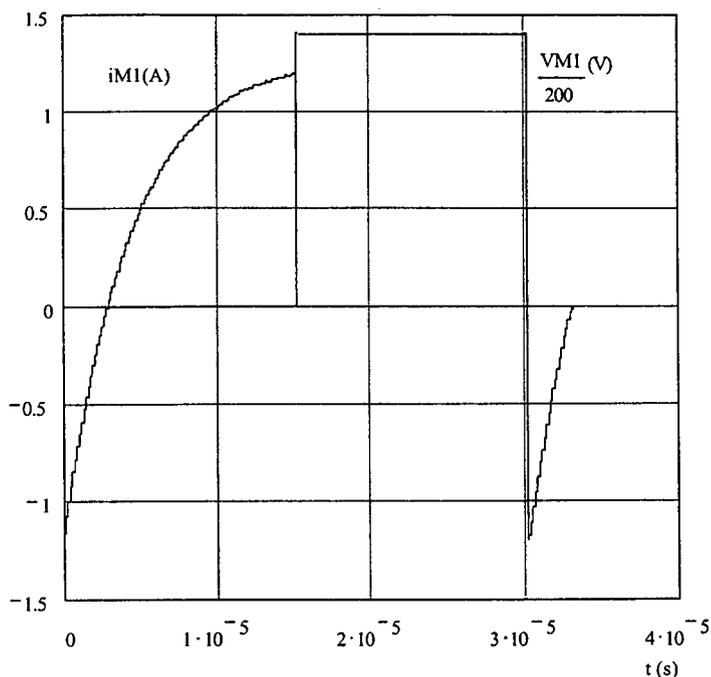


Figura 3.10: Tensão e corrente em um dos interruptores.

A parte negativa da corrente corresponde à condução do diodo e a parte positiva ao interruptor. Utilizando-se interruptores do tipo MOSFET o diodo já é intrínseco ao componente. A corrente eficaz que circula no interruptor M_1 , incluindo o diodo é dada pela expressão (3.23).

$$I_{M1ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left(\int_0^{t_1} i_1(t)^2 dt + \int_{t_1}^{t_2} i_2(t)^2 dt \right)} \quad (3.23)$$

$$I_{M1ef} = 0,611A$$

Para fins de cálculo de esforços, será considerada apenas a parte do interruptor equivalente a S_1 . A corrente eficaz que circula somente em S_1 , excluindo-se o diodo, é apresentada em (3.24).

$$I_{S1ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left(\int_{t_1}^{t_2} i_2(t)^2 dt \right)} \quad (3.24)$$

$$I_{S1ef} = 0,578A$$

A corrente média no interruptor S_1 será dada por (3.25).

$$I_{SI_{med}} = \frac{1}{T} \cdot \left(\int_{t_1}^{t_2} i_2(t) dt \right) \quad (3.25)$$

$$I_{SI_{med}} = 0,3444A$$

A corrente de pico do interruptor é igual à corrente de pico da lâmpada dada pela expressão (3.4). Esta corrente é igual a:

$$I_{SI_{pico}} = 1,197A$$

O interruptor escolhido foi o MOSFET IRF840, que tem capacidade de tensão dreno-fonte de 500V e corrente média de 8A a 25°C.

O MOSFET em condução possui um modelo resistivo; portanto, as perdas em condução do interruptor serão dadas pela expressão (3.26).

$$P_{cond} = R_{ds(on)} \cdot I_{SI_{ef}}^2 \quad (3.26)$$

Considerando a temperatura de junção máxima de $T_j = 100^\circ C$, a resistência de condução do MOSFET será, de acordo com o catálogo, igual a $R_{ds(on)} = 1,5\Omega$. Então:

$$P_{cond} = 0,5011W$$

As perdas em comutação são nulas devido ao emprego de técnicas de comutação suave. O cálculo do dissipador, incluindo a resistência de contato cápsula-dissipador, pode ser feito utilizando-se a expressão (3.27).

$$R_{da} + R_{cd} = \frac{T_j - T_a}{P_{cond}} - R_{jc} \quad (3.27)$$

R_{da} é a resistência dissipador ambiente, R_{cd} é a resistência cápsula-dissipador, R_{jc} é a resistência junção cápsula e T_a é a temperatura ambiente. Considerando a temperatura ambiente de $40^\circ C$ e tendo, de acordo com o catálogo, $R_{jc} = 1^\circ C/W$ obtém-se:

$$R_{da} + R_{cd} \leq 118,73^\circ C / W$$

Com este valor elevado de resistência térmica, conclui-se que o dissipador pode ser muito pequeno e a própria caixa metálica do reator poderá dissipar a potência perdida nos interruptores.

3.6. DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR C_c

O capacitor C_c tem a função de bloquear a componente contínua de tensão e o seu dimensionamento não é um ponto crítico do projeto; portanto, a ondulação de tensão permitida para este capacitor pode ser bastante elevada.

A expressão (3.28) representa a tensão em um capacitor qualquer.

$$v_C(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i_C dt + v_C(0) \quad (3.28)$$

Durante a primeira etapa de operação do inversor o capacitor é carregado com uma corrente igual à corrente da lâmpada $i_l(t)$. Considerando que o circuito já está operando em regime permanente, a tensão inicial do capacitor é igual a $v_{C_{c_min}}$. Portanto, a equação que representa a tensão sobre o capacitor C_c durante a primeira etapa é (3.29).

$$v_{C_{c1}}(t) = \frac{1}{C_c} \cdot \left[\frac{V_{cc}}{2 \cdot R} \cdot t - \frac{V_{cc}}{2 \cdot R} \cdot \tau \cdot \left(e^{-\frac{t}{\tau}} - 1 \right) + I_{min} \cdot \tau \cdot \left(e^{-\frac{t}{\tau}} - 1 \right) \right] + v_{C_{c_min}} \quad (3.29)$$

A tensão no capacitor, ao final desta etapa, será dada por $v_{C_{c1}}(t_1)$, que será representada apenas por V_1 . Esta tensão será a condição inicial para a etapa seguinte, na qual a tensão sobre o capacitor é dada por (3.30).

$$v_{C_{c2}}(t) = \frac{1}{C_c} \cdot \left[\frac{V_{cc}}{2 \cdot R} \cdot t - \frac{V_{cc}}{2 \cdot R} \cdot t_1 - \frac{V_{cc}}{2 \cdot R} \cdot \tau \cdot \left(e^{-\frac{-t+t_1}{\tau}} - 1 \right) \right] + V_1 \quad (3.30)$$

Ao final do tempo t_2 , que corresponde à metade do período, a tensão atinge o valor máximo, portanto :

$$v_{C_{c2}}(t_2) = v_{C_{c_máx}} \quad (3.31)$$

Então:

$$v_{C_{c_máx}} = \frac{1}{C_c} \left[\frac{V_{cc}}{2 \cdot R} \left(t_2 - \tau \left(e^{-\frac{-t_2+t_1}{\tau}} - 1 \right) - \tau \left(e^{-\frac{-t_1}{\tau}} - 1 \right) \right) + I_{min} \cdot \tau \left(e^{-\frac{-t_1}{\tau}} - 1 \right) \right] + v_{C_{c_min}} \quad (3.32)$$

Sabe-se que a ondulação no capacitor é igual à metade da diferença entre os valores máximo e mínimo conforme está indicado em (3.33).

$$V_{C_c_m\acute{a}x} - V_{C_c_m\acute{i}n} = 2 \cdot \Delta V_{C_c} \quad (3.33)$$

Rearrmando a equação (3.32) e substituindo-se (3.33) na mesma, obtém-se o valor do capacitor C_c para uma dada ondulação, apresentado em (3.34).

$$C_c \geq \frac{1}{2 \cdot \Delta V_{C_c}} \left[\frac{V_{CC}}{2 \cdot R} \left(t_2 - \tau \left(e^{\frac{-t_2+t_1}{\tau}} - 1 \right) - \tau \left(e^{\frac{-t_1}{\tau}} - 1 \right) \right) + I_{min} \cdot \tau \left(e^{\frac{-t_1}{\tau}} - 1 \right) \right] \quad (3.34)$$

Foi admitida uma ondulação de até 30V e, portanto, o capacitor C_c calculado será:

$$C_c \geq 410\text{nF}$$

Inicialmente foi utilizado um capacitor de 470nF que, posteriormente, foi substituído por um capacitor de 330nF. Na prática, o capacitor de 330nF foi suficiente para manter a ondulação em níveis aceitáveis.

O capacitor escolhido foi de polipropileno, 330nF / 250V.

3.7. DETERMINAÇÃO DO INDUTOR L_{AUX}

Como a potência na lâmpada é relativamente pequena, a corrente que circula pelos interruptores não é suficiente para descarregar as capacitâncias de *gate* dos mesmos. Em virtude disto, em cada semi-período de chaveamento havia uma curto de braço devido ao disparo inadequado de um dos interruptores, devido a pulsos de tensão que apareciam nos *gates* como se pode perceber na Fig.3.11.

Para resolver este problema, e garantir a comutação suave dos interruptores, foi adicionado o indutor de auxílio à comutação, L_{aux} que garante que as capacitâncias de *gate* sejam descarregadas em cada semi-período. O indutor foi escolhido via simulação com valor $L_{aux} = 2\text{mH}$.

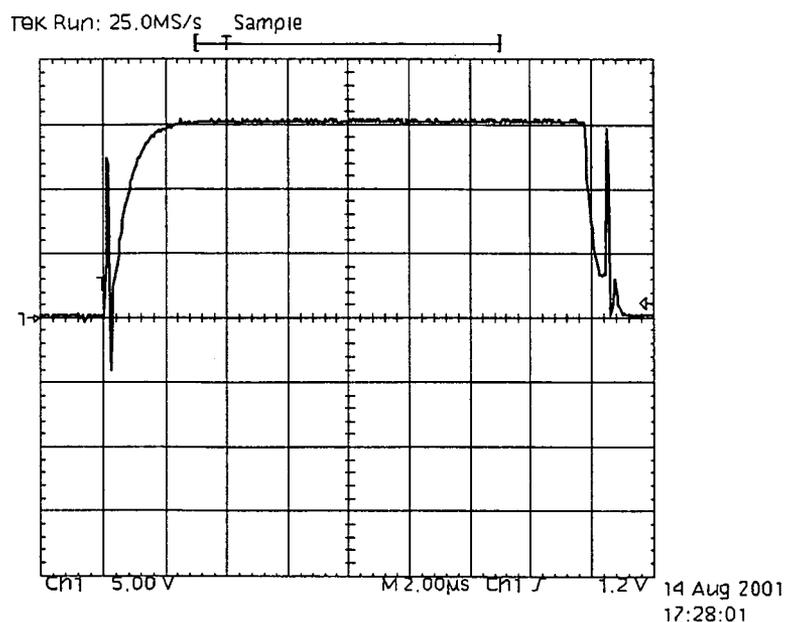


Figura 3.11: Tensão de gate em um dos MOSFETs sem indutor de auxílio à comutação.

3.8. DETERMINAÇÃO DOS COMPONENTES DO IGNITOR

A lâmpada de vapor de sódio precisa de uma alta tensão para partir que é gerada pelo ignitor. A princípio foi proposta uma topologia de ignitor semi-paralelo apresentada na Fig. 3.12.

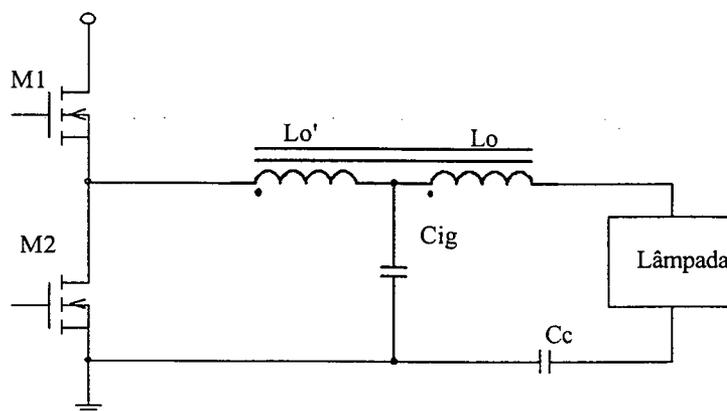


Figura 3.12: Esquema do ignitor semi-paralelo.

Esta topologia, apesar da aparente simplicidade pelo reduzido número de componentes, apresentou muitas dificuldades práticas de implementação devido à presença de elementos parasitas. Na ignição semi-paralela, o indutor de filtro atua na partida como um autotransformador. A capacitância parasita dos enrolamentos do trecho do indutor L_o ,

que na partida funciona como “secundário” do autotransformador, quando refletida ao “primário”, representado pelo trecho Lo' , tornava-se maior que o próprio capacitor de ignição. Isto provocava um divisor de tensão que, conseqüentemente, tornava a sobretensão na saída menor que 1kV, o que é um nível de tensão insuficiente para fazer a partida da lâmpada. Uma solução aparente seria aumentar o valor do capacitor de ignição, porém este valor não pode ter um valor muito alto pois dificulta a comutação do interruptor inferior.

Após uma análise crítica, decidiu-se adotar uma ignição série cuja topologia está apresentada na Fig. 3.13. Neste circuito a ignição é feita com o auxílio de um SIDAC. O SIDAC tem um funcionamento similar ao DIAC, porém possui uma maior capacidade de corrente e tensão de ruptura. Pode ser definido como um semicondutor bilateral disparado por uma tensão alta. Sendo um dispositivo bilateral, ele comuta do estado bloqueado para a condução quando a tensão aplicada em seus terminais, em qualquer polaridade, excede a tensão de ruptura. Uma vez em condução, ele só será bloqueado quando a corrente for interrompida ou cair abaixo do valor da corrente de manutenção[16].

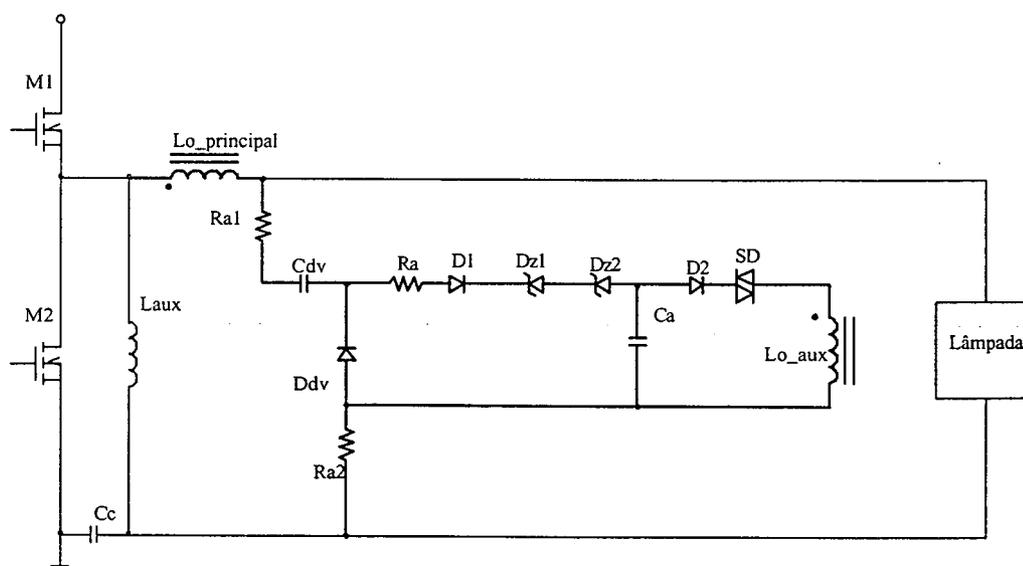


Figura 3.13: Topologia de ignitor série.

Na partida, a resistência da lâmpada é considerada infinita; portanto, a tensão do MOSFET inferior é aplicada ao ignitor, já que a queda na indutância não é significativa na partida. Esta tensão passa pelo dobrador de tensão formado por Ddv e Cdv e carrega o segundo estágio de acumulação de energia, representado por Ca. A constante de tempo

formada por R_a e C_a define o intervalo de disparo do SIDAC. A Fig. 3.14 apresenta a tensão sobre o SIDAC durante alguns instantes de disparo obtida via simulação.

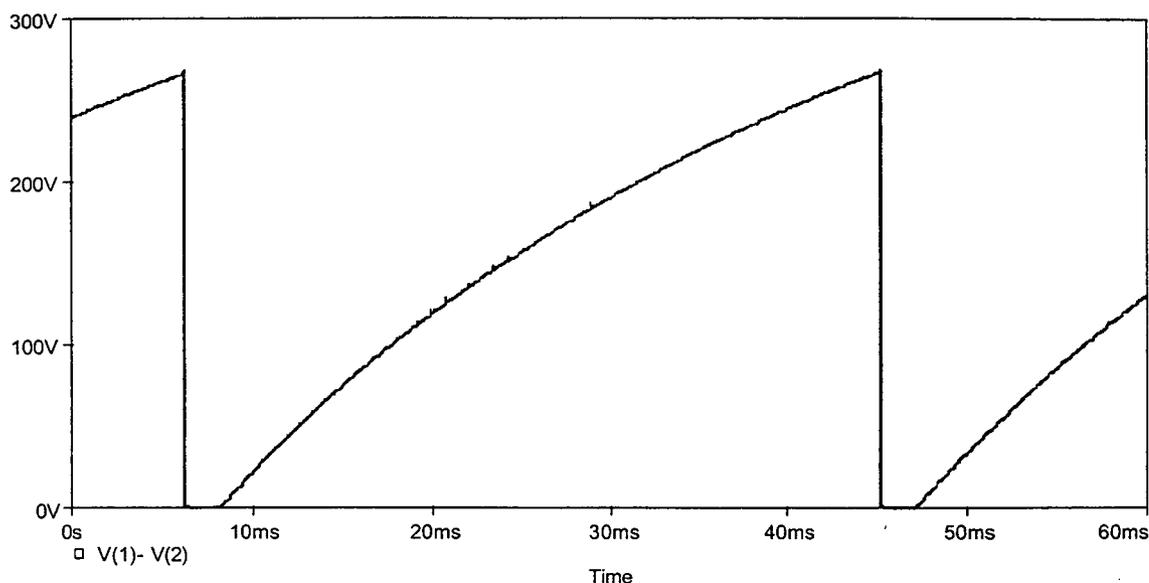


Figura 3.14: Tensão sobre o SIDAC.

Quando a tensão em C_a atinge a tensão de ruptura do SIDAC, ele dispara gerando uma tensão no enrolamento auxiliar Lo_{aux} que, devido a uma alta relação de transformação, gera a sobretensão na saída que faz a partida da lâmpada. Após a partida, as altas resistências R_{a1} e R_{a2} fazem com que o circuito de ignição não tenha influência no funcionamento da estrutura e o SIDAC não seja mais disparado, pois os zeners $Dz1$ e $Dz2$ garantem que a tensão em C_a não atinja a sua tensão de ruptura.

3.9. DETERMINAÇÃO DO CIRCUITO DE COMANDO

O circuito de comando do inversor Meia-Ponte é baseado no circuito integrado IR2153. Este circuito integrado é um *driver* auto-oscilante que utiliza um circuito Bootstrap para comandar os interruptores, já que estes não possuem a mesma referência. O uso do princípio Bootstrap elimina a necessidade de um transformador de pulso. A outra vantagem deste CI é o fato dele não precisar de uma fonte auxiliar externa utilizando somente um resistor como fonte auxiliar. A estrutura do IR2153, que é encapsulado na forma de um circuito integrado de 8 pinos, é apresentada na Fig. 3.15.

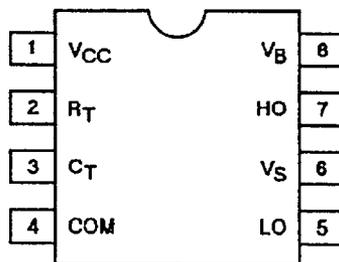


Figura 3.15: Estrutura do IR2153.

VCC (pino 1): Tensão de alimentação.

RT (pino 2): Resistor do oscilador.

CT(pino3): Capacitor do oscilador.

COM(pino 4): Referência de terra do circuito.

LO(pino 5): Saída do sinal de comando para o interruptor inferior.

VS (pino 6): Referência da fonte flutuante Vbs para o interruptor superior.

HO (pino 7): Saída do sinal de comando para o interruptor superior.

VB (pino 8): Sinal de tensão da fonte flutuante Vbs.

O IR2153 pode operar com um tensão de alimentação(Vcc) de 10V até 16.8V, que é a tensão de grameamento do zener interno ao CI conectado entre o Vcc e a referência de terra. A tensão do barramento do estágio de potência ($V_{cc_{pot}}$) pode ser de até 600V. Ele possui também um baixo consumo de energia, requerendo da fonte auxiliar uma corrente em torno de 5mA. Além disto, ele tem uma alta impedância de entrada, o que o torna compatível com as saídas padrões de circuitos CMOS, e possui proteção de subtensão de alimentação que desliga o componente quando a tensão de alimentação está abaixo de um nível mínimo.

A Fig. 3.16 apresenta o circuito de comando completo baseado no IR2153.

O capacitor Cd é usado para desacoplamento entre os pinos de alimentação e de terra. O diodo Dbs e o capacitor Cbs formam a fonte flutuante (Bootstrap) para o interruptor superior. Os resistores Rt e Ct definem a frequência do oscilador do CI e o resistor R1 tem o papel de fonte auxiliar para o comando. Rg1 e Rg2 são as resistências de *gate* dos interruptores.

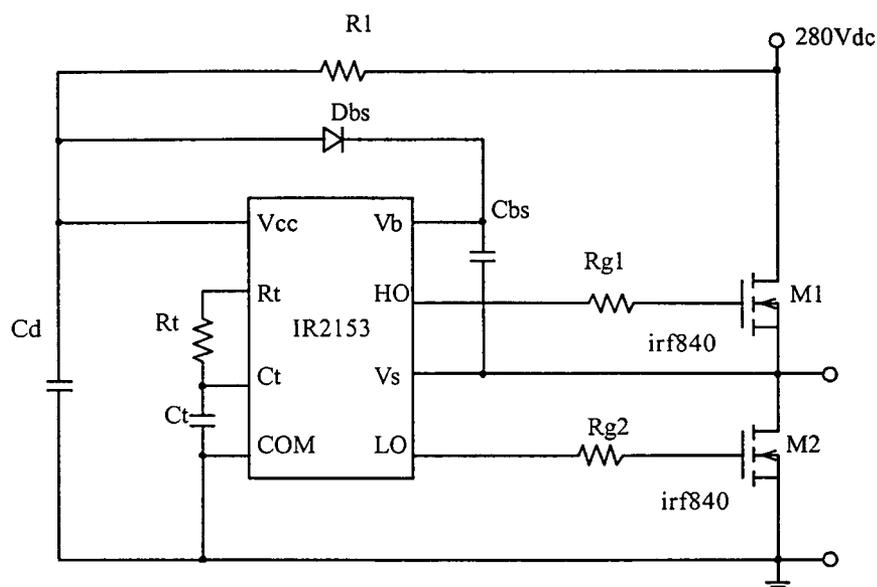


Figura 3.16: Esquema de ligação do IR2153.

A lógica interna deste circuito integrado funciona da seguinte forma: após a tensão de alimentação ter atingido um valor mínimo, o oscilador entra em funcionamento gerando os pulsos para as duas saídas conforme se observa na Fig. 3.17. Este driver possui tempo morto interno (t_d) entre os dois pulsos para evitar condução simultânea dos interruptores. Segundo o catálogo do fabricante, este tempo morto tem valor típico de 1,2 μ s.

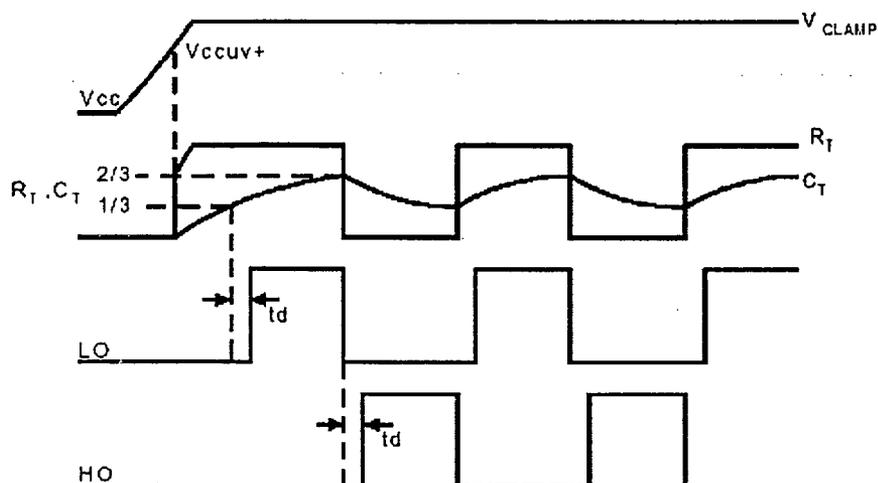


Figura 3.17: Diagrama de tempos do IR2153.

3.9.1. Cálculo dos componentes do oscilador

Primeiramente, define-se a frequência de chaveamento f_s que foi escolhida igual a 33kHz. A seguir, pode-se escolher fixar ou o valor de C_t ou o valor de R_t para calcular o outro componente que não foi fixado. Optou-se por fixar o valor do capacitor C_t e, seguindo as recomendações de catálogo que fixam o valor mínimo de 330pF para o capacitor do oscilador, escolheu-se $C_t = 1nF$. O capacitor C_t deve ser do tipo cerâmico de multicamadas, pois este tipo de tecnologia é menos sensível à temperatura. Esta escolha deve garantir que a frequência de chaveamento se mantenha praticamente constante para qualquer elevação de temperatura de toda a estrutura, decorrente do funcionamento por longos períodos ininterruptos.

Também, seguindo o catálogo, a impedância efetiva do pino R_t é dada por $R_i = 75\Omega$. A partir destes dados, pode-se calcular R_t utilizando a expressão (3.35).

$$R_t = \frac{1}{1,4 \cdot f_s \cdot C_t} - R_i \quad (3.35)$$

$$R_t = 21,57k\Omega$$

Escolhendo-se um valor comercial: $R_t = 22k\Omega$

A corrente que circula pelo resistor R_t será dada por (3.36).

$$I_{R_t} = 0,25 \cdot \frac{V_{cc_{m\acute{a}x}}}{R_t} \quad (3.36)$$

$V_{cc_{m\acute{a}x}}$ é a tensão máxima de grampeamento do diodo zener interno do IR2153 que é igual a 16,8V.

$$I_{R_t} = 191\mu A$$

A potência dissipada no resistor R_t é representada pela expressão(3.37).

$$P_{R_t} = R_t \cdot I_{R_t}^2 \quad (3.37)$$

$$P_{R_t} = 0,8mW$$

3.9.2. Determinação do resistor R_1

O resistor R_1 é responsável pela ligação entre a tensão de barramento e a tensão de comando para o circuito integrado. Para calcular este resistor deve-se levar em consideração todas as correntes que contribuem para a corrente total que circulará por este resistor. São cinco as contribuições[12] e serão explicadas a seguir:

- Corrente quiescente do próprio CI

O valor típico desta corrente é obtida de catálogo do IR2153 e é dada por:

$$I_{Qcc} = 500\mu A$$

- Corrente necessária para alimentar o *gate* dos MOSFETs

Esta corrente depende do MOSFET a ser utilizado pois está relacionada com a carga total do gate. O MOSFET utilizado aqui é o IRF840 e sua carga total é dada abaixo.

$$Q_G = 63nC$$

Cada MOSFET carrega e descarrega uma vez em um período de chaveamento; portanto, a corrente consumida pelos dois interruptores será dada por (3.38).

$$I_G = 2 \cdot Q_G \cdot f \quad (3.38)$$

$$I_G = 4,077mA$$

- Corrente que circula por R_t

Esta corrente já foi anteriormente calculada por (3.36) e depende da tensão máxima de grampeamento do zener interno.

- Correntes internas de chaveamento

Esta parcela corresponde às correntes pulsadas que aparecem nos transistores responsáveis pelas mudanças internas de níveis do circuito integrado. O valor médio destas correntes também contribui para a corrente que circula pelo resistor R_1 , e depende da frequência de chaveamento como se observa em (3.39).

$$I_{AVE} = (10mA + 20mA) \cdot 200ns \cdot fs \quad (3.39)$$

$$I_{AVE} = 0,194mA$$

- Corrente que circula pelo zener interno

É necessário que se mantenha um nível de corrente mínimo no diodo zener interno do componente, para evitar que as tensões de *gate* dos interruptores sejam baixas, evitando-se uma atuação indesejada da proteção de subtensão interna do CI. Este nível de corrente não precisa ser muito alto e, segundo recomendações do catálogo, é igual a:

$$I_{CLAMP} = 0.5\text{mA}$$

- Corrente total em R_1

A corrente total que circulará pelo resistor R_1 é dada pela soma de todas as parcelas anteriores expressa por (3.40).

$$I_{R1} = I_{Qcc} + I_G + I_{Rt} + I_{AVE} + I_{CLAMP} \quad (3.40)$$

$$I_{R1} = 5,462\text{mA}$$

- Cálculo de R_1

O valor da resistência R_1 será dada por (3.41).

$$R_1 = \frac{V_{cc_{pot}} - V_{cc_{tip}}}{I_{R1}} \quad (3.41)$$

sendo:

$V_{cc_{pot}}$ a tensão de barramento que é igual a 280V

$V_{cc_{tip}}$ a tensão típica do pino Vcc obtida de catálogo que é igual a 15,6V

Substituindo-se os valores adequados obtém-se:

$$R_1 = 48,4\text{k}\Omega$$

Adotando-se um valor comercial, tem-se $R_1 = 47\text{k}\Omega$. Com o novo valor de R_1 , recalcula-se a corrente que circulará por ele, rearrumando a equação (3.41) na forma apresentada em (3.42).

$$I_{R1} = \frac{V_{cc_{pot}} - V_{cc_{tip}}}{R_1} \quad (3.42)$$

$$I_{R_1} = 5,626\text{mA}$$

A equação (3.43) representa a potência dissipada no resistor R_1 .

$$P_{R_1} = \frac{V_{cc_{pot}}^2}{R_1} \quad (3.43)$$

$$P_{R_1} = 1,668\text{W}$$

3.9.3. Determinação do capacitor de desacoplamento C_d

O capacitor de desacoplamento C_d foi escolhido seguindo recomendações de catálogo[20]. O valor escolhido é de $47\mu\text{F}$ e a tensão máxima no capacitor é a tensão máxima de grampeamento $V_{cc_{m\acute{a}x}} = 16,8\text{V}$.

3.9.4. Determinação dos componentes do circuito Bootstrap [1]

Existem cinco fatores que influenciam a carga da fonte Bootstrap. São eles:

- Carga de *gate* necessária para habilitar o interruptor.
- Corrente quiescente para o driver flutuante.
- Carga necessária à mudança de nível lógico, por ciclo, no circuito integrado.
- Corrente direta *gate-source* do interruptor.
- Corrente no capacitor Bootstrap.

Este último fator só é importante se o capacitor Bootstrap for do tipo eletrolítico. Se outro tipo de capacitor for utilizado, este fator pode ser desprezado.

É importante ressaltar que a utilização da fonte do tipo Bootstrap requer algumas considerações de *layout*. O diodo e o capacitor que compõem a fonte flutuante devem estar o mais próximo possível dos pinos do IR2153. Além disto, se um capacitor eletrolítico for utilizado como capacitor de Bootstrap, é necessária a colocação de um outro capacitor em paralelo mais próximo ao circuito integrado, com a finalidade de desacoplamento. Caso um capacitor cerâmico ou de tântalo seja utilizado, não há a necessidade de um capacitor extra.

- Escolha do diodo *Bootstrap*

O diodo *Bootstrap* deve ser capaz de bloquear toda a tensão de barramento, e deve ter um tempo de recuperação rápido para minimizar a transferência de carga do capacitor *Bootstrap* para o pino V_{cc} . Segundo recomendações do fabricante, este diodo deve ter tempo de recuperação máximo de 100ns.

A mínima carga que deve ser fornecida à fonte Bootstrap é dada por (3.44).

$$Q_{bs} = 2 \cdot Q_G + \frac{I_{Qbs(máx)}}{f_s} + Q_{ls} + \frac{I_{Cbs(leak)}}{f_s} \quad (3.44)$$

Q_G é a carga de *gate* do interruptor ligado à fonte flutuante e pode ser obtido no catálogo do interruptor escolhido. Os interruptores utilizados serão do tipo MOSFET IRF840 e o valor obtido no catálogo do componente é $Q_G = 63\text{nC}$.

I_{Qbs} corresponde à corrente quiescente que circula pela fonte flutuante V_{bs} . Este dado é obtido do catálogo do IR2153 e o valor máximo é igual a $50\mu\text{A}$.

f_s corresponde à frequência de chaveamento do circuito.

Q_{ls} representa a carga requerida pelo circuito integrado para a mudança de nível lógico. O valor fornecido pelo fabricante é igual a 5nC .

I_{Cbs} corresponde à corrente que circulará pelo capacitor de Bootstrap e será desprezada, pois não se pretende usar capacitor eletrolítico.

Substituindo os valores em (3.44), obtém-se:

$$Q_{bs} = 132,5 \text{ nC}$$

A corrente máxima que circulará por este diodo é calculada por (3.45).

$$I_F = Q_{bs} \cdot f_s \quad (3.45)$$

Portanto:

$$I_F = 4,289\text{mA}$$

O diodo escolhido foi o MUR160 que possui as seguintes características:

Tensão reversa: $V_{RRM} = 600\text{V}$.

Tempo de recuperação reversa máximo: $t_{RR} = 75 \text{ ns}$.

Máxima tensão direta: $V_F = 1,05\text{V}$.

- Escolha do capacitor Bootstrap

Para se calcular o valor do capacitor ainda devem ser consideradas, além da carga necessária, que já foi calculada em (3.44), a queda de tensão no diodo Bootstrap e a queda de tensão direta sobre o interruptor inferior. O valor do capacitor será dado por (3.46).

$$C_{bs} = \frac{30 \cdot Q_{bs}}{V_{cc} - V_F - V_{Ls}} \quad (3.46)$$

V_F é a tensão direta sobre o diodo Bootstrap. V_{cc} é a tensão de alimentação do circuito integrado, que será de 15V. V_{Ls} é a queda de tensão direta sobre o interruptor inferior e pode ser calculada considerando-se a resistência R_{DSon} do MOSFET escolhido e a corrente eficaz que circula por ele.

$$V_{Ls} = R_{DSon} \cdot I_{ef} \quad (3.47)$$

A resistência R_{DSon} é a resistência estática do MOSFET enquanto ele está em condução. Esta resistência varia de acordo com a temperatura de junção do componente. Será considerada a temperatura de junção de 100°C. Portanto, de acordo com os dados obtidos em catálogo, a resistência será igual a 1,5Ω. A corrente eficaz, obtida anteriormente através da expressão (3.24), é igual a 578 mA.

Então a queda de tensão no interruptor enquanto conduzindo será :

$$V_{Ls} = 0,867V$$

Substituindo-se todos os valores na equação (3.46), obtém-se o valor para o capacitor Bootstrap.

$$C_{bs} = 290,606nF$$

O valor comercial adotado será de 330nF e optou-se pela tecnologia de tântalo. A tensão máxima sobre o capacitor Bootstrap é a tensão máxima de grampeamento do CI igual a 16,8V. O capacitor adotado foi entretanto de 35V. Também se poderia utilizar a tecnologia cerâmica de multicamadas sem nenhum prejuízo do desempenho do sistema.

3.9.5. Determinação das resistências de *gate* dos MOSFETs

Os tempos de subida e de descida das tensões de *gate* dos MOSFETs podem ser obtidos, com boa aproximação, através da expressão (3.48)[5].

$$t_f = t_r = 2,2 \cdot R_g \cdot C_{iss} \quad (3.48)$$

sendo:

t_f : tempo de descida

t_r : tempo de subida

R_g : resistência de *gate*

C_{iss} : capacitância de entrada do MOSFET

Rearrmando a equação (3.48), obtém-se a equação que expressa a resistência de *gate* em função da capacitância de entrada e do tempo de subida (ou descida) da tensão.

$$R_g = \frac{t_r}{2,2 \cdot C_{iss}} \quad (3.49)$$

Do catálogo do MOSFET IRF840 obtém-se:

$$t_r = 23\text{ns}$$

$$t_f = 20\text{ns}$$

$$C_{iss} = 1300\text{pF}$$

Porém, como se dispõe do tempo morto de $1,2\mu\text{s}$, pode-se utilizar tempos de descida e subida um pouco maiores para os interruptores. Escolhendo-se $t_r = t_f = 60\text{ns}$, a resistência de *gate* será:

$$R_g = 20,98\Omega$$

Adotando-se um valor comercial: $R_{g1} = R_{g2} = 22\Omega$.

3.11. LISTA DE COMPONENTES

A Tabela 3.1 apresenta todos os componentes utilizados na montagem do protótipo.

Tabela 3.1: Lista dos componentes utilizados na montagem

Quant.	Referência	Descrição	Tipo	Valor
4	Di1-Di4	Diodos	1N4004	1A, 400V
1	Lf	Indutor de baixa frequência	Núcleo ferro-silício 1,9 x 1,9	900 espiras 1x27AWG entreferro: 0,2 mm
1	Cf	Capacitor de polipropileno	B32614	1 μ F, 400V
1	Co	Capacitor eletrolítico	B43851	100 μ F, 400V
1	Cd	Capacitor eletrolítico	B41822	47 μ F, 25V
1	Ct	Capacitor de multicamadas	B37979	1nF, 50V
1	Rt	Resistor de filme metálico		22k Ω , 1/3W
1	R1	Resistor de filme metálico		47k Ω , 2W
1	Db5	Diodo ultra-rápido	MUR160	1A, 600V
1	Cbs	Capacitor de tântalo		330nF, 35V
2	Rg1-Rg2	Resistor de filme metálico		22 Ω , 1/3W
1	CI1	Circuito integrado	IR2153	
2	M1-M2	MOSFET	IRF840	8A, 500V
1	Cc	Capacitor de polipropileno	B32613	330nF, 250V
1	Lo	Indutor de alta frequência	E30/14-IP12 Thornton	Nprinc:76 espiras 1x23AWG Naux: 4 espiras 1x23AWG entreferro: 0,12 cm
1	Laux	Indutor de alta frequência	E20/6-IP12 Thornton	128 espiras 1x26AWG entreferro: 0,05mm
2	Ra1-Ra2	Resistor de filme metálico		62k Ω , 1/3W
1	Cdv	Capacitor de polipropileno	B32612	10nF, 400V
1	Ddv	Diodo rápido	1N4936	1A, 400V
1	Ra	Resistor de filme metálico		33k Ω , 1W
2	D1-D2	Diodo rápido	1N4936	1A,400V
1	Dz1	Diodo zener	1N4747	20V, 1W
1	Dz2	Diodo zener	1N4749	24V, 1W
1	Ca	Capacitor de polipropileno	B32613	1 μ F, 250V
1	SD	SIDAC	MKP3V240	1A, 240V

3.12. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A tensão de ignição da lâmpada está apresentada na Fig. 3.19.

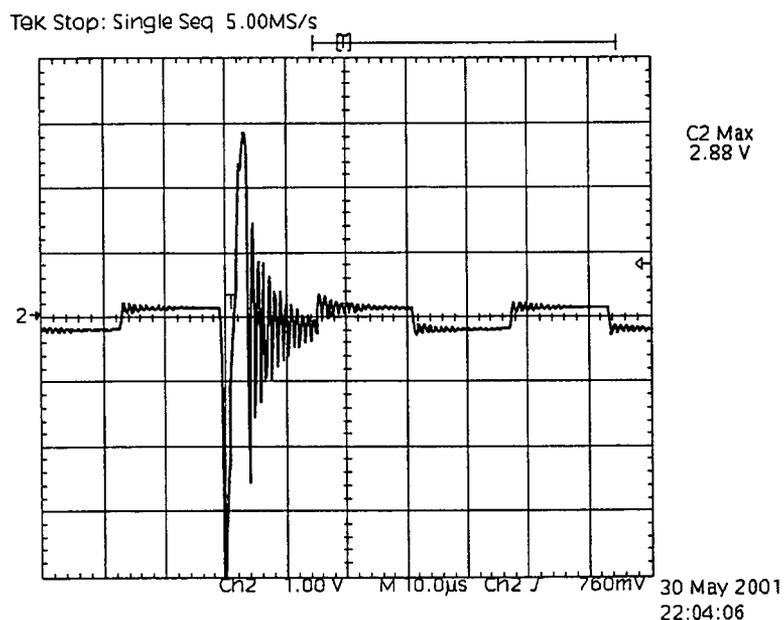


Figura 3.19: Tensão de ignição.
Escala: Tensão 1kV/div - Tempo: 10µs/div

A tensão no capacitor C_a , que fornece energia para o disparo do SIDAC, está apresentada na Fig.3 20.

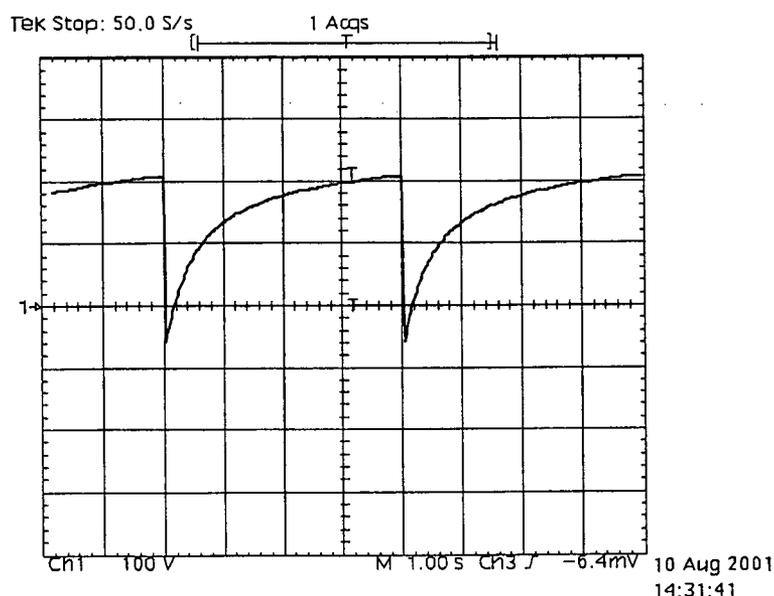


Figura 3.20: Tensão sobre o capacitor C_a .
Escala: Tensão 100V/div - Tempo: 1s /div

A tensão e corrente na lâmpada em regime permanente estão apresentadas na Fig.3.21.

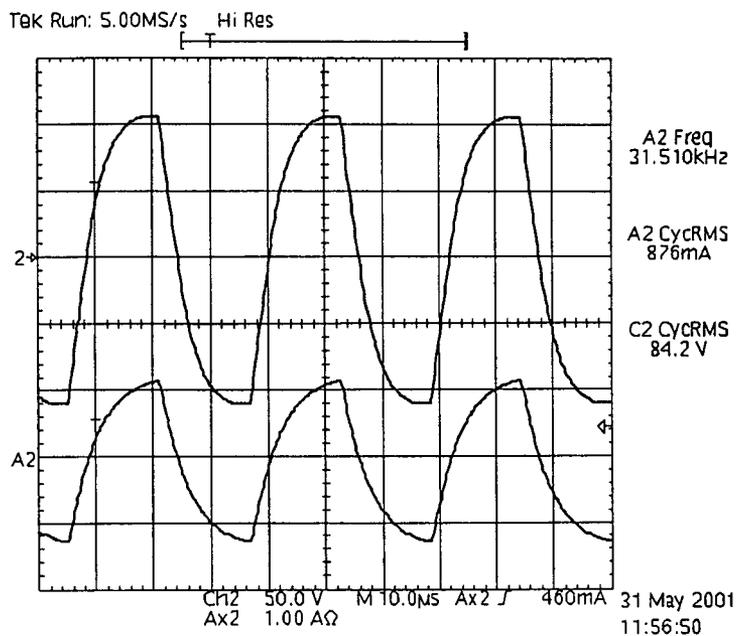


Figura 3.21: Tensão e corrente na lâmpada.
 Escalas: Tensão 50V/div – Corrente 1A/div

A Fig. 3.22 apresenta a tensão no barramento CC na entrada do inversor e a corrente de entrada.

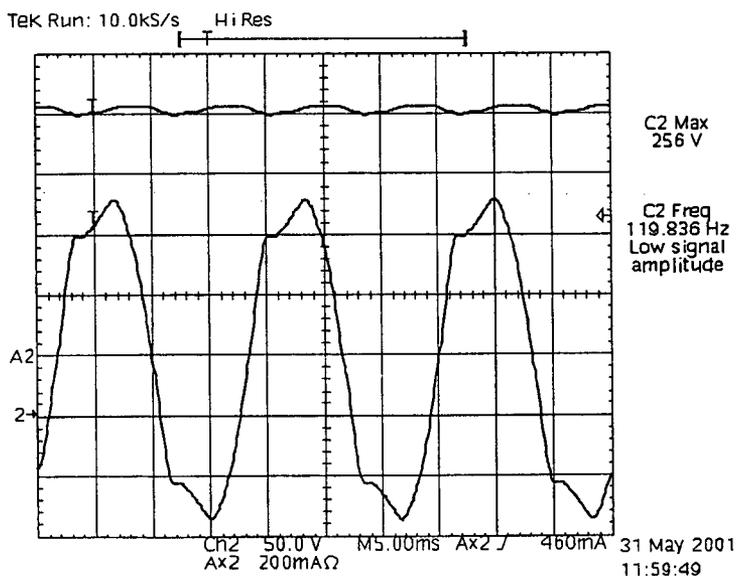


Figura 3.22: Tensão no barramento CC.
 Escalas: Tensão 50V/div – Corrente 200mA/div
 Tempo: 5ms/div

A tensão *gate-source* em um dos interruptores está apresentada na Fig. 3.23.

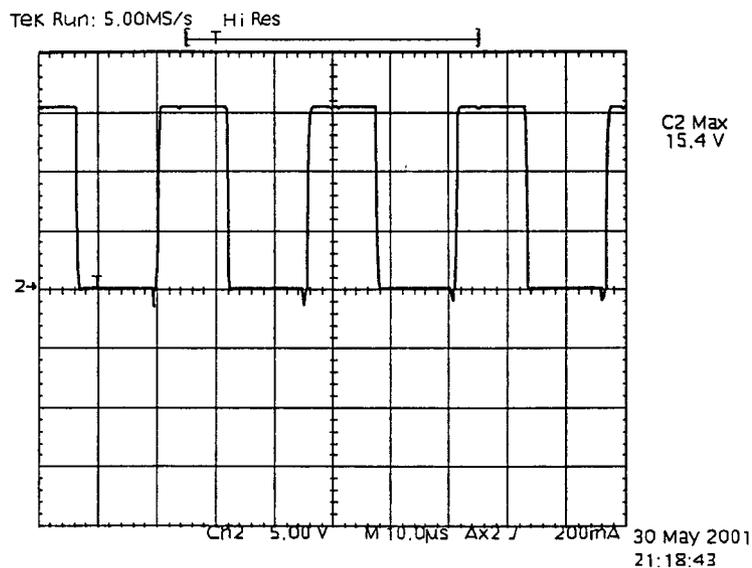


Figura 3.23: Tensão de gate em um dos interruptores.
Escala: Tensão 5V/div
Tempo: 10µs / div

A tensão *dreno-source* em um dos interruptores está apresentada na Fig. 3.24.

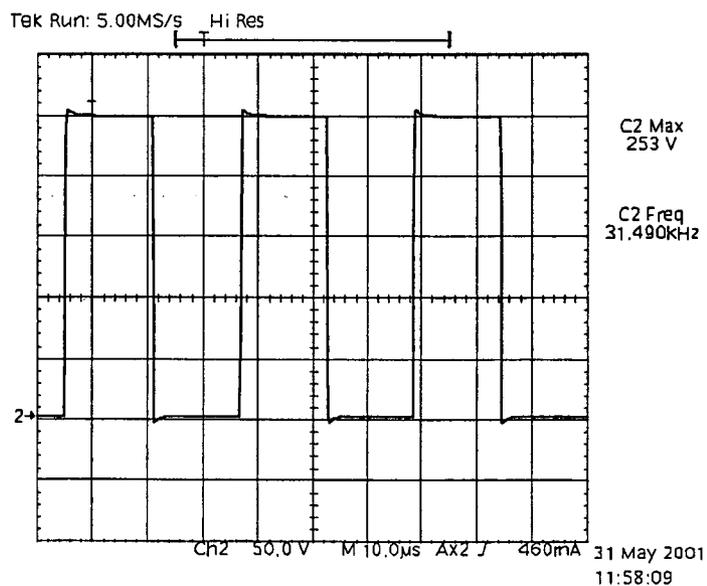


Figura 3.24: Tensão em um dos interruptores.
Escala: Tensão 50V/div

A tensão e a corrente na entrada estão representadas na Fig. 3.25.

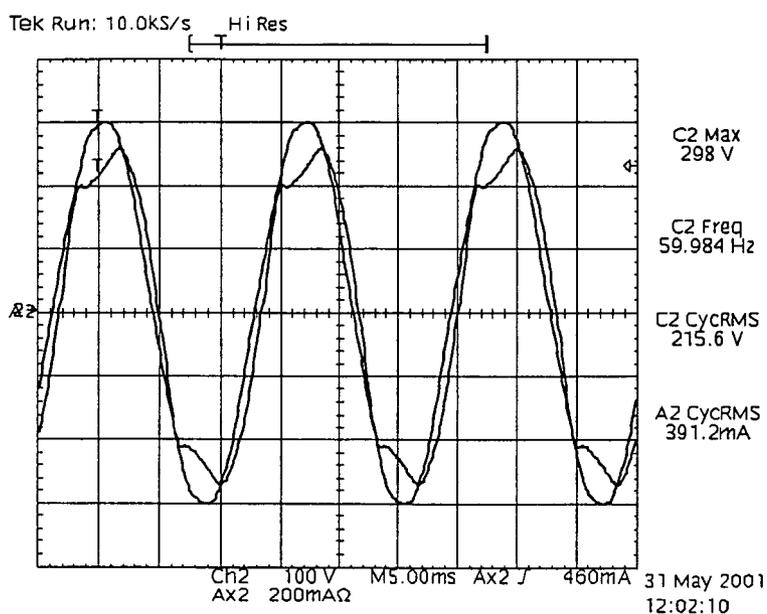


Figura 3.25: Tensão e corrente de entrada.
Escala: Tensão 100V/div – Corrente 200mA/div

A Figura 3.26 apresenta a análise harmônica da corrente de entrada. As amplitudes estão representadas em porcentagens relativas à componente fundamental.

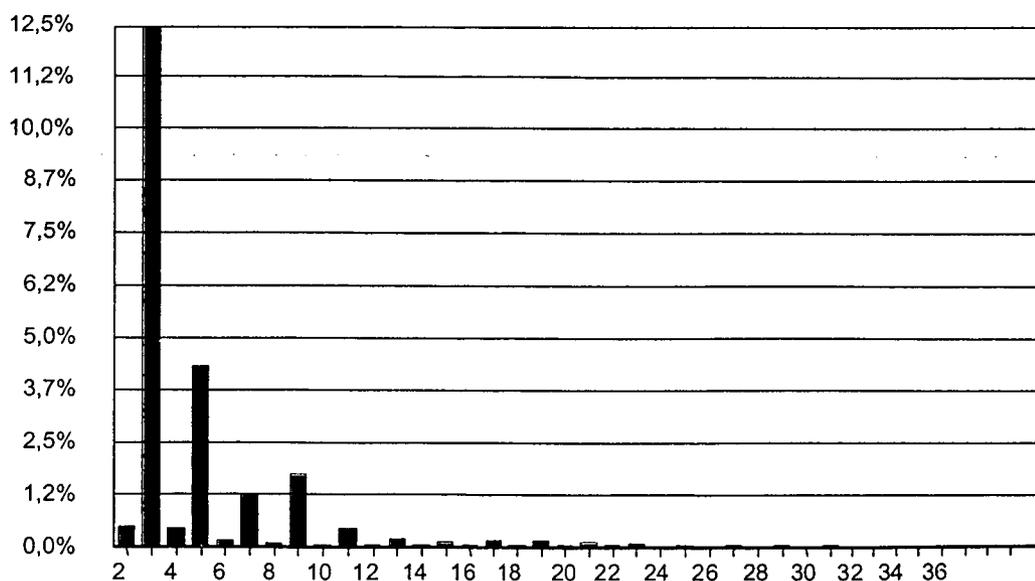


Figura 3.26: Análise harmônica da corrente de entrada.

A taxa de distorção harmônica da corrente é de 13,45%. O fator de potência medido foi de 0,978, o que comprova que a solução passiva pode proporcionar um fator de potência bem elevado com robustez e confiabilidade. As perdas totais na estrutura foram de aproximadamente 10W, o que ocasionou o rendimento de 88%. As maiores perdas no protótipo estavam concentradas no indutor Lf do filtro de entrada, cerca de 4,5W.

Após um teste térmico de 2,5h as temperaturas finais nos principais componentes estão apresentadas na Tabela 3.2 para a temperatura ambiente de 25°C.

Tabela 3.2: Temperaturas nos principais componentes

Componente	Temperatura (°C)
Indutor de entrada Lf - núcleo	49
Indutor de entrada Lf - cobre	48
Indutor de saída Lo - núcleo	40
Indutor de saída Lo - cobre	40
Indutor de aux a comutação - núcleo	43
Dissipador	38

A Fig. 3.27 apresenta as medidas de emissões conduzidas na entrada do reator, operando com potência nominal.

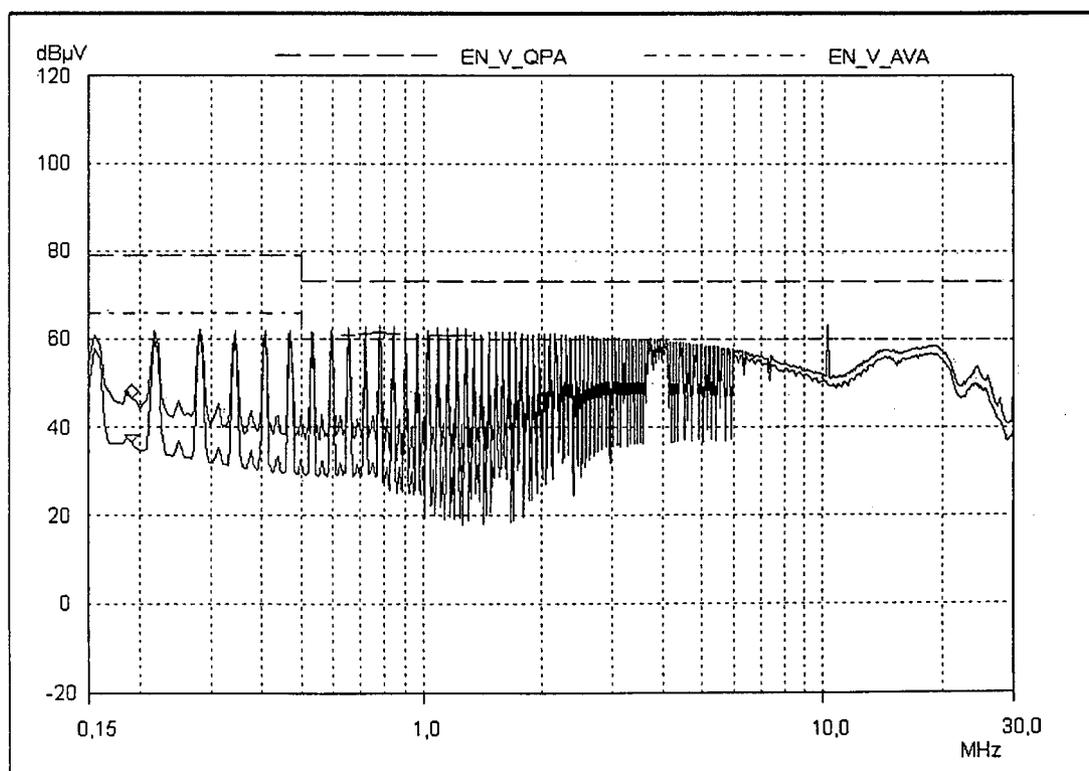


Figura 3.27: Níveis de emissão conduzida para o reator de 70W.

Estas medidas foram realizadas seguindo a norma CISPR22 para equipamento da classe A, que são de uso industrial. A norma que se aplica aos equipamentos de iluminação é a CISPR15 mas como não se dispunha desta norma no equipamento de medição, optou-se em fazer a medida utilizando a CISPR22, que tem limites similares. Portanto, apesar de alguns picos, referentes às medidas de valores médios, terem ultrapassado ligeiramente os limites da norma, acredita-se que o equipamento possa estar em conformidade com a CISPR15. Caso seja necessária a inclusão de um filtro, este será de volume bastante reduzido.

3.13. CONCLUSÃO

Em virtude dos resultados experimentais obtidos pode-se concluir que a estrutura é adequada para a aplicação como reator para lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão. Porém, como a potência é de apenas 70W, as pequenas perdas existentes no circuito têm muita influência no rendimento da estrutura que é de 88%. Numa aplicação para potências mais elevadas estas perdas não serão tão significativas diante da potência envolvida, o que trará como consequência um aumento significativo do rendimento da estrutura. É importante ressaltar a simplicidade e o reduzido número de componentes do reator, que facilitam a sua reprodutibilidade, tornando-o um produto de custo relativamente baixo. Além disto, foram obtidos baixos níveis de interferência eletromagnética devido não só à presença do filtro passivo na entrada, mas também, à confecção de um bom *layout*, obedecendo as recomendações relativas à compatibilidade eletromagnética.

CAPÍTULO 4

ESTUDO DE UM INVERSOR ASSIMÉTRICO PARA A DIMERIZAÇÃO DE UMA LÂMPADA DE VAPOR DE SÓDIO DE ALTA PRESSÃO

4.1. INTRODUÇÃO

Quando se pensa em variar a potência da lâmpada de vapor de sódio, constata-se que esta variação poderia ser implementada de várias formas, como, por exemplo, variando-se a tensão no barramento na entrada do inversor ou variando-se a indutância do filtro de saída.

A variação da tensão de barramento implicaria na utilização de um conversor CC-CC entre a ponte retificadora e o inversor, o que diminuiria a simplicidade e agregaria custos ao sistema; portanto, esta solução não se mostrou adequada. A variação da indutância do filtro de saída também não é uma solução ideal porque o valor da indutância será projetado para que, com o envelhecimento da lâmpada, a potência na mesma diminua. A variação na indutância prejudicaria esta característica tão relevante do projeto.

Por isto, tornou-se necessária a busca de uma outra estratégia que permitisse a variação da potência na lâmpada, sem comprometer nenhuma das características positivas do reator. A solução encontrada foi a variação da razão cíclica dos interruptores do inversor que ocasiona uma variação do valor eficaz da tensão na lâmpada e, conseqüentemente, uma variação na potência. Este capítulo trata de um inversor assimétrico para que se possa variar a potência da lâmpada de vapor de sódio de alta pressão de 70W.

4.2. DESCRIÇÃO DO CIRCUITO

A estrutura do inversor Meia-Ponte operando de forma assimétrica, que será utilizado no reator está apresentado na Fig. 4.1.

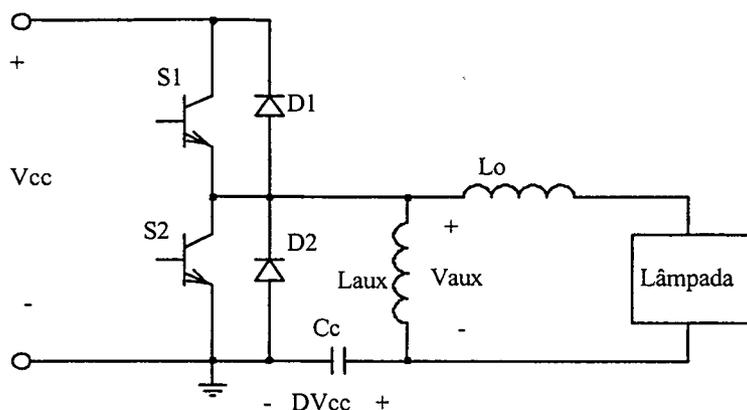


Figura 4.1: Inversor assimétrico para o reator.

Definindo-se D como a razão cíclica do interruptor $S1$, o interruptor $S2$ será comandado complementarmente, ou seja, com razão cíclica igual a $(1-D)$. Sabendo-se que D é menor ou igual a $0,5$, a tensão V_{aux} terá a forma apresentada na Fig. 4.2.

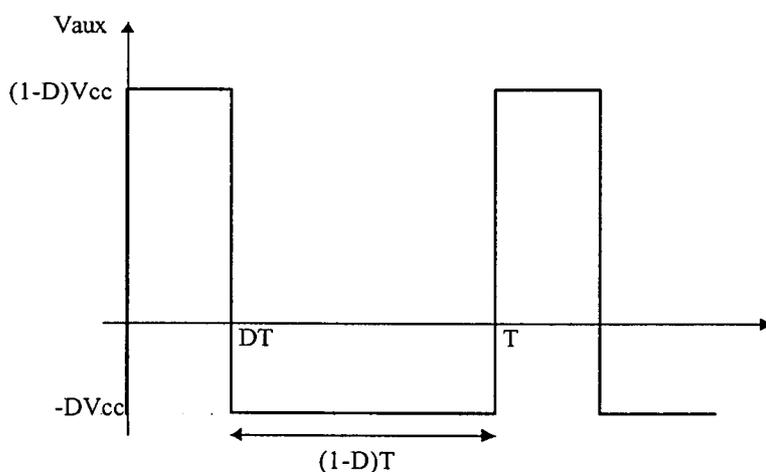


Figura 4.2: Forma de onda da tensão V_{aux} .

Fazendo-se o equacionamento desta forma de onda, conclui-se que o valor eficaz da tensão V_{aux} é dado por (4.1).

$$V_{aux\ ef} = \sqrt{D \cdot (1-D)} \cdot V_{cc} \quad (4.1)$$

Também, utilizando-se a forma de onda da tensão V_{aux} , pode-se equacionar as etapas de operação do inversor, modelando-se a lâmpada como uma resistência pura. Através deste equacionamento, obtém-se a corrente na lâmpada e, conseqüentemente, a tensão e a potência na mesma em função da razão cíclica.

4.3. PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

Para simplificação da análise será considerado que: o circuito está operando em regime permanente; todos os componentes são ideais; a tensão V_{cc} fornecida pelo estágio pré-regulador tem valor constante e ondulação nula; o capacitor C_c está sempre carregado com a tensão DV_{cc} , com a polaridade indicada na Fig. 4.1, e ondulação de tensão nula; a lâmpada pode ser modelada como uma resistência; os tempos de comutação são nulos; portanto, o indutor L_{aux} será desconsiderado nas etapas de operação. A partir destas considerações, o modelo simplificado do inversor é representado pelo circuito da Fig. 4.3.

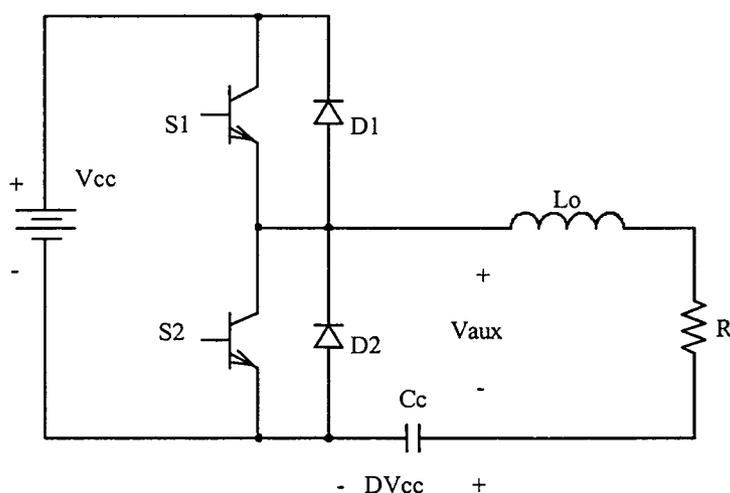


Figura 4.3: Modelo simplificado para análise.

A descrição das etapas de operação para um período de chaveamento é feita a seguir:

a) Primeira Etapa ($t_0 - t_1$)

Esta etapa está indicada na Fig.4.4(a) e se inicia em t_0 , quando D1 entra em condução com a corrente inicial igual a I_{\min} , indicada de forma simplificada pela expressão (4.2).

$$I_{\min}(D) = \frac{D \cdot V_{cc}}{R} \cdot \left(1 - e^{-\frac{T}{\tau}} \right) \quad (4.2)$$

sendo:

T: período de chaveamento;

$\tau = \frac{L_o}{R}$: constante de tempo do circuito;

R: resistência da lâmpada;

L_o : indutância de saída.

Nesta primeira etapa, a corrente na lâmpada é negativa e decresce exponencialmente até o tempo t_1 , quando atinge zero, encerrando a etapa. A tensão V_{aux} é positiva e tem valor $(1-D)V_{cc}$. O tempo t_1 é definido pela expressão (4.3).

$$t_1(D) = -\tau \cdot \ln \left(\frac{\frac{(1-D) \cdot V_{cc}}{R}}{I_{min}(D) + \frac{(1-D) \cdot V_{cc}}{R}} \right) \quad (4.3)$$

A expressão que define a corrente na lâmpada nesta etapa é dada por (4.4).

$$i_l(D, t) = \frac{(1-D) \cdot V_{cc}}{R} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) - I_{min}(D) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (4.4)$$

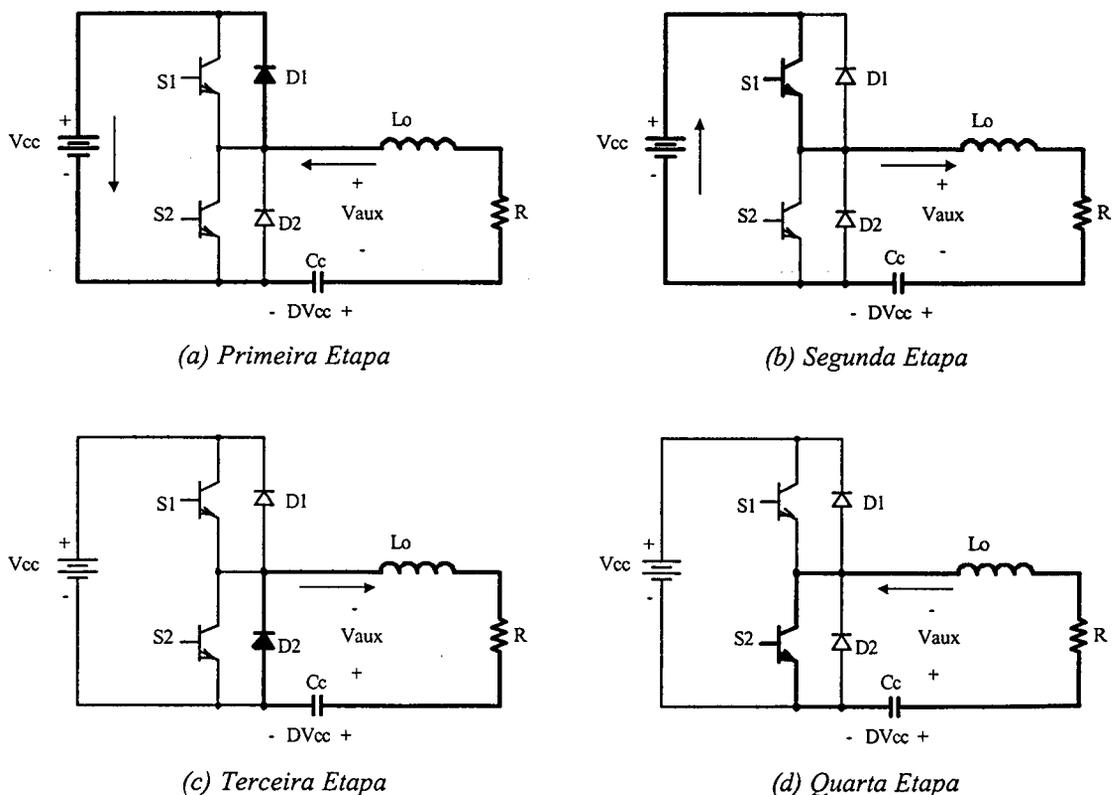


Figura 4.4: Etapas de operação.

b) Segunda Etapa ($t_1 - t_2$)

Em $t = t_1$ o interruptor S1 começa a conduzir a corrente da lâmpada conforme apresentado na Fig. 4.4(b). Esta corrente cresce exponencialmente em sentido positivo até atingir o valor $I_{m\acute{a}x}$ no tempo t_2 , que corresponde ao tempo D.T. O valor $I_{m\acute{a}x}$ da corrente é definido por (4.5).

$$I_{m\acute{a}x}(D) = \frac{(1-D) \cdot V_{cc}}{R} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t_2 - t_1}{\tau}} \right) \quad (4.5)$$

Esta etapa se encerra em $t = t_2$ quando o interruptor S1 é bloqueado. A corrente na lâmpada neste intervalo é dada pela expressão (4.6).

$$i_2(D, t) = \frac{(1-D) \cdot V_{cc}}{R} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t - t_1}{\tau}} \right) \quad (4.6)$$

c) Terceira Etapa ($t_2 - t_3$)

A terceira etapa de operação começa em t_2 quando S1 é bloqueado e D2 entra em condução. Nesta etapa a corrente na lâmpada é positiva e decresce exponencialmente a partir do valor $I_{m\acute{a}x}$. A corrente atinge zero em t_3 quando esta etapa é finalizada. O tempo t_3 é dado pela equação (4.7).

$$t_3(D) = D \cdot T - \tau \cdot \ln \left(\frac{\frac{D \cdot V_{cc}}{R}}{I_{m\acute{a}x}(D) + \frac{D \cdot V_{cc}}{R}} \right) \quad (4.7)$$

A corrente nesta etapa é representada pela equação (4.8).

$$i_3(t) = -\frac{V_{cc}}{2 \cdot R} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t - t_2}{\tau}} \right) + I_{m\acute{a}x} \cdot e^{-\frac{t - t_2}{\tau}} \quad (4.8)$$

d) Quarta Etapa ($t_3 - t_4$)

Em $t = t_3$ o interruptor S2 é acionado tendo início a quarta etapa de operação. Nesta etapa a corrente torna-se negativa e cresce exponencialmente até atingir $I_{m\acute{i}n}$ no tempo $t_4 = T$ completando, desta forma, um ciclo de operação. A tensão V_{aux} é negativa durante esta

etapa. A expressão que define o comportamento da corrente durante esta etapa está representada em (4.9).

$$i_4(D, t) = -\frac{D \cdot V_{cc}}{R} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t+t_3}{\tau}} \right) \quad (4.9)$$

Para as especificações do projeto, são apresentadas na Fig. 4.5 as formas de onda de corrente na lâmpada para diversos valores de D em um período de chaveamento.

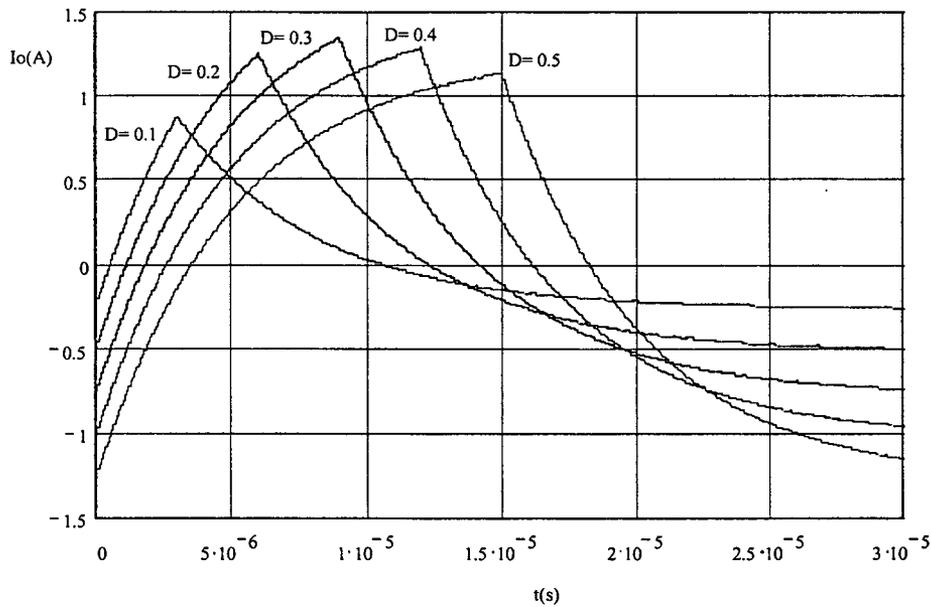


Figura 4.5: Corrente na lâmpada em função de D.

Considerando-se a lâmpada como uma resistência pura, para se obter as expressões que representam sua tensão em cada uma das etapas deve-se apenas multiplicar cada uma das expressões obtidas para as correntes por R. Assim, $v_1(D, t)$, $v_2(D, t)$, $v_3(D, t)$ e $v_4(D, t)$ representam a tensão na lâmpada em cada uma das etapas de operação.

$$v_1(D, t) = (1 - D) \cdot V_{cc} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) - R \cdot I_{\min}(D) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (4.10)$$

$$v_2(D, t) = (1 - D) \cdot V_{cc} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t+t_1}{\tau}} \right) \quad (4.11)$$

$$v_3(D, t) = -D \cdot V_{cc} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t+t_2}{\tau}} \right) + R \cdot I_{\max}(D) \cdot e^{-\frac{t+t_2}{\tau}} \quad (4.12)$$

$$v_4(D, t) = -D \cdot V_{cc} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t+t_3}{\tau}} \right) \quad (4.13)$$

O valor eficaz da tensão na lâmpada será dado por (4.14).

$$V_{ef}(D) = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left(\int_{t_0}^{t_1} v_1(D, t)^2 dt + \int_{t_1}^{t_2} v_2(D, t)^2 dt + \int_{t_2}^{t_3} v_3(D, t)^2 dt + \int_{t_3}^{t_4} v_4(D, t)^2 dt \right)} \quad (4.14)$$

As formas de onda de tensão na lâmpada para diversos valores de D, em um período de chaveamento, são apresentadas na Fig 4.6.

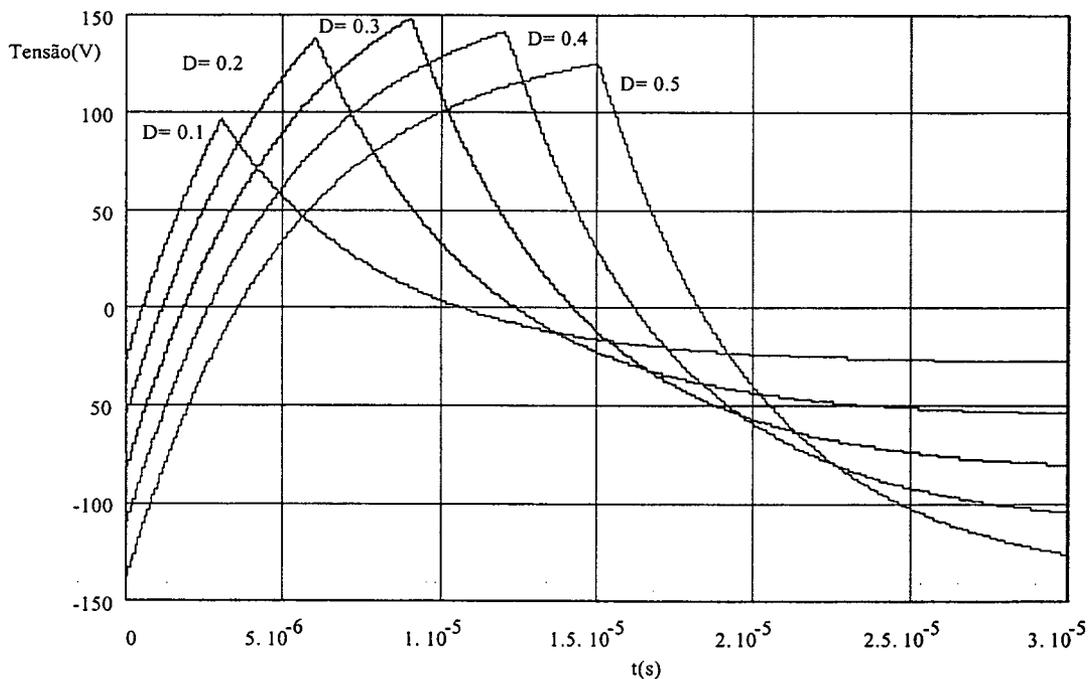


Figura 4.6: Tensão na lâmpada em função da razão cíclica e do tempo.

A Fig. 4.7 apresenta a variação do valor eficaz da tensão na lâmpada em função da razão cíclica, D.

Utilizando-se o valor eficaz da tensão obtida por (4.14) pode-se calcular, então, a potência na lâmpada em função da razão cíclica D.

$$P_L(D) = \frac{V_{ef}(D)^2}{R} \quad (4.15)$$

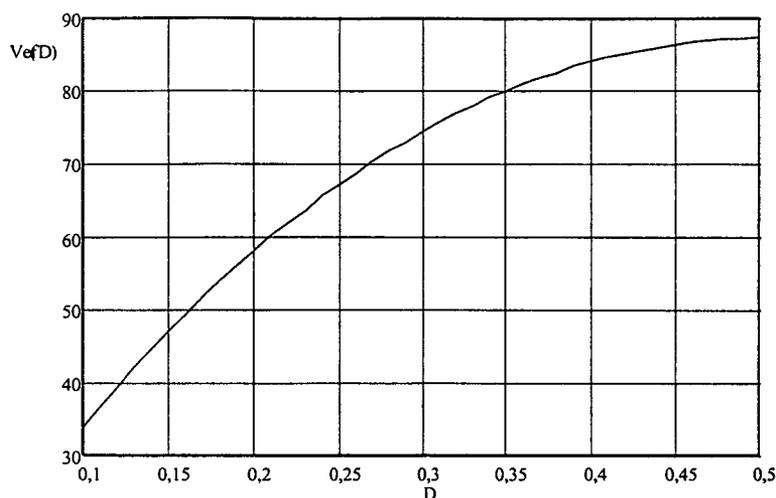


Figura 4.7: Tensão eficaz na lâmpada em função da razão cíclica.

A Fig. 4.8 apresenta a curva de variação da potência em função da razão cíclica.

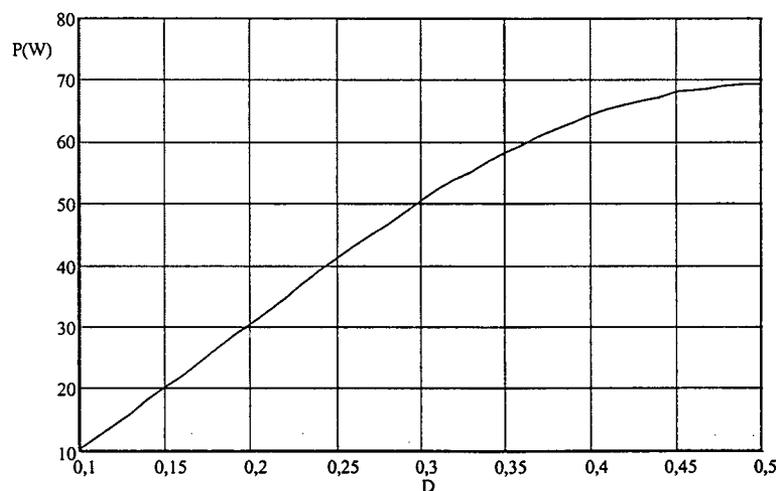


Figura 4.8: Potência na lâmpada em função da razão cíclica.

É importante ressaltar que a variação da razão cíclica não compromete a comutação dos interruptores, que é mantida suave em toda a faixa de operação do inversor.

Um fato importante a ser considerado é que a variação da potência da lâmpada, desde o valor nominal até o valor reduzido que se deseja, deve acontecer em um intervalo de tempo não menor que 90 segundos e a taxa de variação da potência não pode ser maior do que a correspondente variação linear entre os dois extremos no intervalo de 90 segundos. Caso estas condições não sejam respeitadas, poderá ocorrer a extinção do arco da lâmpada.

4.4. DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR DE FILTRO L_o

A variação da razão cíclica não interfere no dimensionamento do indutor de filtro L_o pois ele será projetado utilizando a razão cíclica máxima, ou seja, $D= 0,5$. Portanto, o seu valor será mantido igual ao do inversor simétrico. Entretanto, a metodologia de cálculo que já foi apresentada no capítulo 3 será apresentada novamente a fim de que se tenha o projeto completo do inversor em cada capítulo.

Os dados iniciais são:

$R = 110 \Omega$ Resistência equivalente da lâmpada

$f = 33\text{kHz}$ Freqüência de chaveamento

$P = 70\text{W}$ Potência da lâmpada

O período de chaveamento é dado por:

$$T = \frac{1}{f} \quad (4.16)$$

$$T = 30,30\mu\text{s}$$

T_o será definido como metade da freqüência de chaveamento, portanto:

$$T_o = \frac{T}{2} \quad (4.17)$$

$$T_o = 15,15\mu\text{s}$$

A tensão eficaz na lâmpada para a razão cíclica máxima, $D = 0,5$, será representada por (4.18).

$$V_o = \sqrt{P \cdot R} \quad (4.18)$$

$$V_o = 87,75\text{V}$$

A) Relação entre a indutância e a tensão de barramento

Definindo-se:

$$x(L_o) = T_o \cdot \frac{R}{L_o} \quad (4.19)$$

$$\text{alfa}(x) = \frac{(e^x - 1)}{(e^x + 1)} \cdot x \quad (4.20)$$

$$q_1(x) = \frac{1}{1 - 2 \cdot \text{alfa}(x)} \quad (4.21)$$

$$q(x) = \sqrt{q_1(x)} \quad (4.22)$$

$$V_{cc_1}(x) = V_o \cdot q(x) \quad (4.23)$$

V_{cc_1} corresponde à metade da tensão de barramento que deve ser fornecida pelo pré-regulador.

Para a faixa de indutância entre $400\mu\text{H}$ e $600\mu\text{H}$ a variação da tensão de barramento é apresentada na Fig. 4.9.

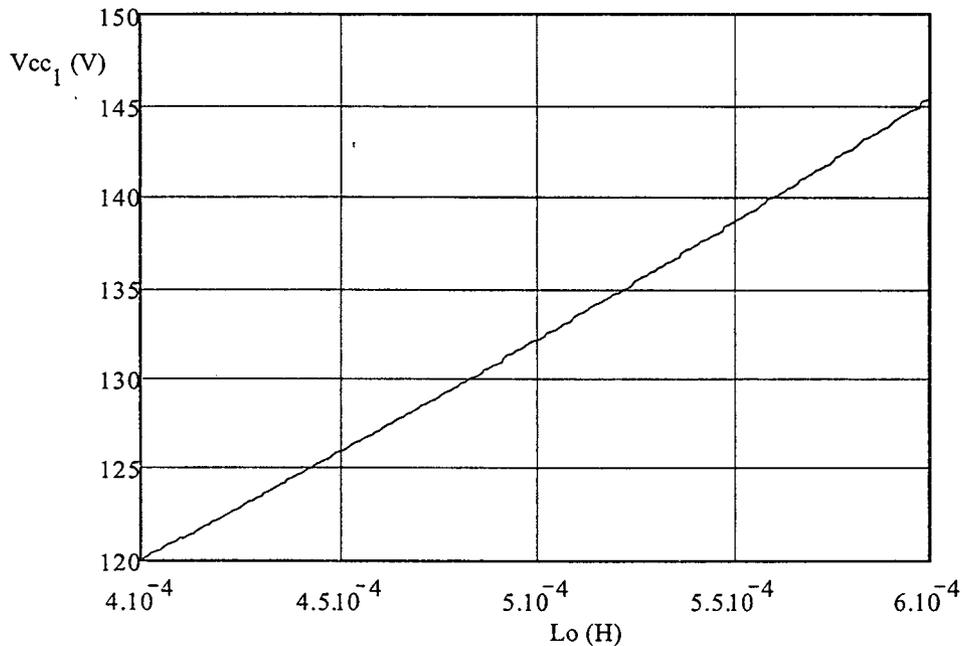


Figura 4.9: Variação da tensão de barramento em função de Lo .

B) Critério para escolha de Lo e V_{cc_1}

A corrente de pico na lâmpada é dada por (4.24).

$$I_{pico}(x) = V_{cc_1}(x) \cdot x(L) \cdot \frac{\text{alfa}(x)}{R} \quad (4.24)$$

A variação da corrente de pico em função de Lo é apresentada na Fig. 4.10.

A potência instantânea comutada em cada chaveamento é dada por (4.25).

$$N(x) = V_{cc_1}(x) \cdot I_{pico}(x) \quad (4.25)$$

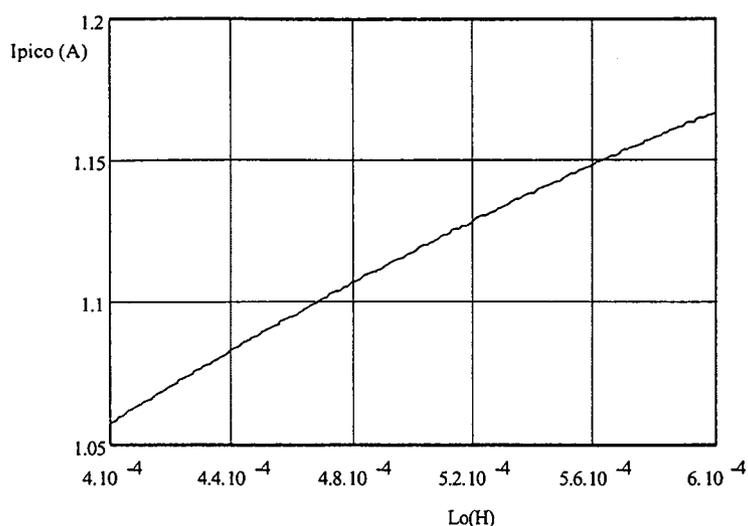


Figura 4.10: Variação da corrente de pico na lâmpada em função de Lo .

A variação da potência comutada em função de Lo está apresentada na Fig. 4.11.

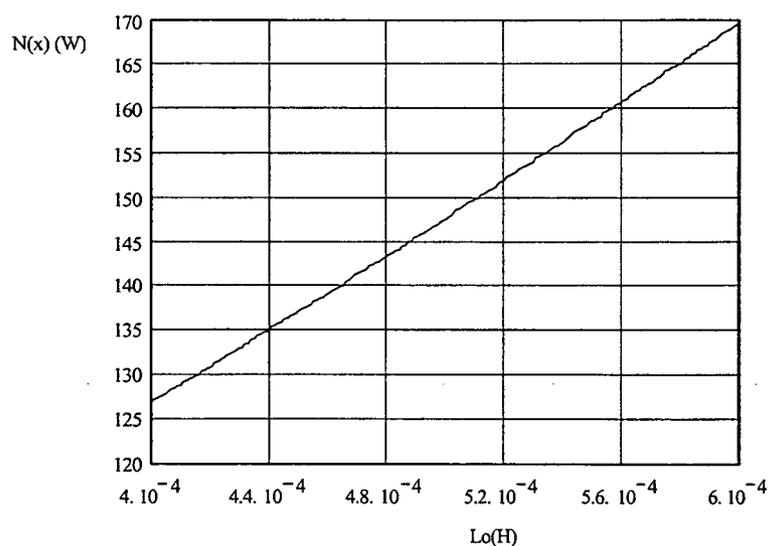


Figura 4.11: Potência comutada em função de Lo .

C) Escolha de Lo

O valor escolhido para a indutância foi $Lo = 560\mu\text{H}$. Utilizando-se este valor, será calculada a potência na lâmpada em função da resistência. Para este valor de Lo , a tensão V_{cc1} será igual a aproximadamente 140V. Portanto, o barramento deve ter tensão de 280V.

A resistência terá variação de 70Ω a 160Ω . Definindo este intervalo de variação da resistência da lâmpada como R_1 , tem-se:

$$x_1(R_1) = T_o \cdot \frac{R_1}{L_o} \quad (4.26)$$

$$\text{alfa}_1(x_1) = \frac{(e^{x_1} - 1)}{(e^{x_1} + 1)} \cdot x_1 \quad (4.27)$$

A potência solicitada pela lâmpada será dada por (4.28).

$$P(x_1) = V_{cc_1}^2 \cdot \frac{(1 - 2 \cdot \text{alfa}_1(x_1))}{R_1} \quad (4.28)$$

A variação da potência na lâmpada em função da variação da resistência está representada na Fig. 4.12.

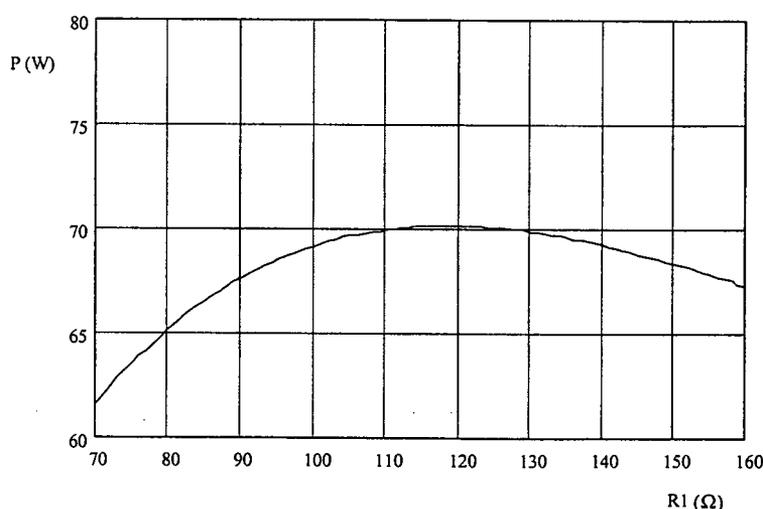


Figura 4.12: Variação da potência na lâmpada em função da resistência.

O valor nominal da resistência da lâmpada está em torno de 110Ω . Observa-se no gráfico acima que, a partir deste valor até aproximadamente 125Ω , a potência se mantém constante em torno dos $70W$; e para resistências maiores a potência diminui, comprovando que o valor escolhido para a indutância é apropriado ao projeto.

4.5. DIMENSIONAMENTO DOS INTERRUPTORES DE POTÊNCIA

Os interruptores de potência devem ser dimensionados a partir dos valores de correntes médias e eficazes, e da tensão que eles devem suportar. Os interruptores serão dimensionados para a razão cíclica $D=0,5$, quando a potência é máxima.

Dada a tensão de barramento V_{cc} , a cada chaveamento a tensão nos interruptores será dada por zero, quando o interruptor estiver conduzindo, ou por V_{cc} , quando estiver bloqueado.

Portanto, a tensão máxima nos interruptores será:

$$V_{Mm\acute{a}x} = V_{cc} \quad (4.29)$$

Teoricamente, a máxima tensão nos interruptores seria igual a 280V, que é o valor de V_{cc} . Porém, enquanto o sistema opera a vazio, ou seja, antes da partida da lâmpada, a tensão V_{cc} pode atingir até 350V. Portanto:

$$V_{Mm\acute{a}x} = 350V$$

As correntes no interruptor M_1 para diferentes valores de razão cíclica estão apresentadas na Fig. 4.13. O interruptor M_1 será considerado como o interruptor composto por S_1 e D_1 .

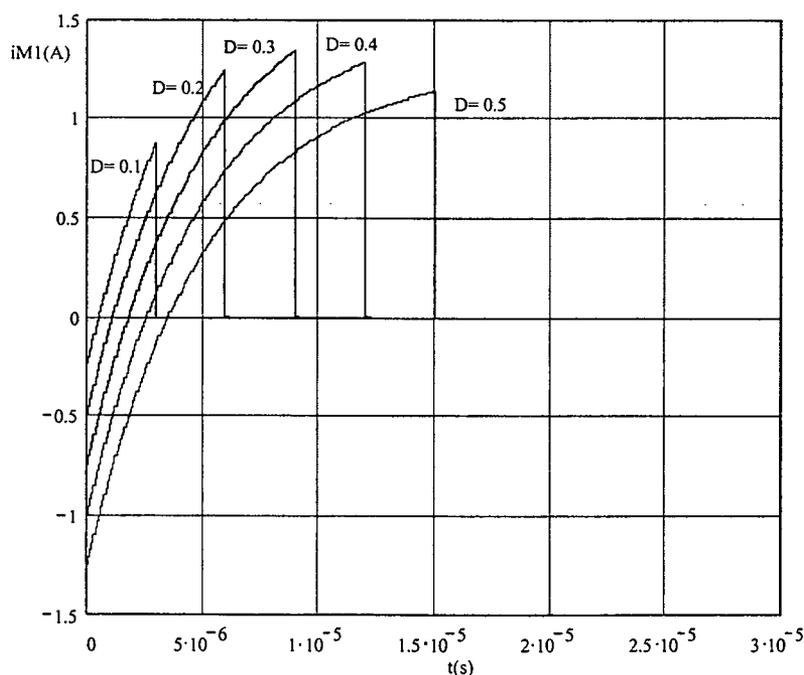


Figura 4.13: Corrente em um dos interruptores.

A parte negativa da corrente corresponde à condução do diodo e a parte positiva ao interruptor. Utilizando-se interruptores do tipo MOSFET o diodo já é intrínseco ao componente. A corrente eficaz que circula no interruptor M_1 , incluindo o diodo para $D = 0,5$, é dada pela expressão (4.30).

$$I_{M1ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left(\int_0^{t_1} i_1(D, t)^2 dt + \int_{t_1}^{t_2} i_2(D, t)^2 dt \right)} \quad (4.30)$$

$$I_{M1ef} = 0,611A$$

Para fins de cálculo de esforços, será considerada apenas a parte do interruptor equivalente a S_1 . A corrente eficaz que circula somente em S_1 , excluindo-se o diodo, é apresentada em (4.31).

$$I_{S1ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left(\int_{t_1}^{t_2} i_2(D, t)^2 dt \right)} \quad (4.31)$$

$$I_{S1ef} = 0,578A$$

A corrente média no interruptor S_1 será dada por (4.32).

$$I_{S1med} = \frac{1}{T} \cdot \left(\int_{t_1}^{t_2} i_2(D, t) dt \right) \quad (4.32)$$

$$I_{S1med} = 0,344A$$

A corrente de pico do interruptor é igual à corrente de pico da lâmpada dada pela expressão (4.5). Esta corrente é igual a:

$$I_{S1pico} = 1,197A$$

O interruptor escolhido foi o MOSFET IRF740, que tem a capacidade de tensão dreno-fonte de 400V e corrente média de 10A a 25°C.

O MOSFET em condução possui um modelo resistivo; portanto, as perdas em condução do interruptor serão dadas pela expressão (4.33).

$$P_{cond} = R_{ds(on)} \cdot I_{S1ef}^2 \quad (4.33)$$

Considerando a temperatura de junção máxima de $T_j = 100^\circ\text{C}$, a resistência de condução do MOSFET será, de acordo com o catálogo, igual a $R_{ds(on)} = 962,5\text{m}\Omega$. Então:

$$P_{\text{cond}} = 0,3215\text{W}$$

As perdas em comutação são nulas devido ao emprego de técnicas de comutação suave. O cálculo do dissipador, incluindo a resistência de contato cápsula-dissipador, pode ser feito utilizando-se a expressão (4.34).

$$R_{\text{da}} + R_{\text{cd}} = \frac{T_j - T_a}{P_{\text{cond}}} - R_{\text{jc}} \quad (4.34)$$

R_{da} é a resistência dissipador ambiente, R_{cd} é a resistência cápsula-dissipador, R_{jc} é a resistência junção cápsula e T_a é a temperatura ambiente. Considerando-se a temperatura ambiente de 40°C e tendo, de acordo com o catálogo, $R_{\text{jc}} = 1^\circ\text{C}/\text{W}$, obtém-se:

$$R_{\text{da}} + R_{\text{cd}} \leq 185,62^\circ\text{C}/\text{W}$$

Com este valor elevado de resistência térmica, conclui-se que o dissipador pode ser muito pequeno e a própria caixa metálica do reator poderá dissipar a potência perdida nos interruptores.

4.6. DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR C_c

O capacitor C_c tem a função de bloquear a componente contínua de tensão e o seu dimensionamento não é um ponto crítico do projeto; portanto, a ondulação de tensão permitida para este capacitor pode ser bastante elevada.

A expressão (4.35) representa a tensão em um capacitor qualquer.

$$v_c(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i_c dt + v_c(0) \quad (4.35)$$

Durante a primeira etapa de operação do inversor o capacitor é carregado com uma corrente igual à corrente da lâmpada $i_1(D,t)$. Considerando-se que o circuito já está operando em regime permanente, a tensão inicial do capacitor é igual a $v_{C_c_{\text{min}}}$. Portanto, a equação que representa a tensão sobre o capacitor C_c durante a primeira etapa, para razão cíclica igual a 0.5, é dada por (4.36).

$$v_{Cc1}(t) = \frac{1}{C_c} \cdot \left[\frac{V_{cc}}{2 \cdot R} \cdot t - \frac{V_{cc}}{2 \cdot R} \cdot \tau \cdot \left(e^{\frac{-t}{\tau}} - 1 \right) + I_{min} \cdot \tau \cdot \left(e^{\frac{-t}{\tau}} - 1 \right) \right] + v_{Cc_min} \quad (4.36)$$

A tensão no capacitor ao final desta etapa será dada por $v_{Cc1}(t_1)$, que será representada apenas por V_1 . Esta tensão será a condição inicial para a etapa seguinte, na qual a tensão sobre o capacitor é dada por (4.37).

$$v_{Cc2}(t) = \frac{1}{C_c} \cdot \left[\frac{V_{cc}}{2 \cdot R} \cdot t - \frac{V_{cc}}{2 \cdot R} \cdot t_1 - \frac{V_{cc}}{2 \cdot R} \cdot \tau \cdot \left(e^{\frac{-t+t_1}{\tau}} - 1 \right) \right] + V_1 \quad (4.37)$$

Ao final do tempo t_2 , que corresponde à metade do período, a tensão atinge o valor máximo, portanto :

$$v_{Cc2}(t_2) = v_{Cc_máx} \quad (4.38)$$

Então:

$$v_{Cc_máx} = \frac{1}{C_c} \cdot \left[\frac{V_{cc}}{2 \cdot R} \left(t_2 - \tau \left(e^{\frac{-t_2+t_1}{\tau}} - 1 \right) - \tau \left(e^{\frac{-t_1}{\tau}} - 1 \right) \right) + I_{min} \cdot \tau \left(e^{\frac{-t_1}{\tau}} - 1 \right) \right] + v_{Cc_min} \quad (4.39)$$

Sabe-se que a ondulação no capacitor é igual à metade da diferença entre os valores máximo e mínimo, conforme está indicado em (4.40).

$$v_{Cc_máx} - v_{Cc_min} = 2 \cdot \Delta v_{Cc} \quad (4.40)$$

Rearrumando a equação (4.39) e substituindo-se (4.40) na mesma, obtém-se o valor do capacitor C_c para uma dada ondulação, apresentado em (4.41).

$$C_c \geq \frac{1}{2 \cdot \Delta v_{Cc}} \cdot \left[\frac{V_{cc}}{2 \cdot R} \left(t_2 - \tau \left(e^{\frac{-t_2+t_1}{\tau}} - 1 \right) - \tau \left(e^{\frac{-t_1}{\tau}} - 1 \right) \right) + I_{min} \cdot \tau \left(e^{\frac{-t_1}{\tau}} - 1 \right) \right] \quad (4.41)$$

Foi admitida a ondulação de até 30V e, portanto, o capacitor C_c calculado será:

$$C_c \geq 410nF$$

Inicialmente foi utilizado um capacitor de 470nF que, posteriormente, foi substituído por um capacitor de 330nF. Na prática, o capacitor de 330nF foi suficiente para manter a ondulação em níveis aceitáveis.

O capacitor escolhido foi de polipropileno, 330nF / 250V.

4.7. DETERMINAÇÃO DO INDUTOR L_{AUX}

Como a potência na lâmpada é relativamente pequena, a corrente que circula pelos interruptores não é suficiente para descarregar as capacitâncias de *gate* dos mesmos. Em virtude disto, em cada semi-período de chaveamento havia uma curto de braço devido ao disparo inadequado de um dos interruptores, devido a pulsos de tensão que apareciam nos *gates* como se pode perceber na Fig.4.14.

Para resolver este problema, e garantir a comutação suave dos interruptores, foi adicionado o indutor de auxílio à comutação (L_{aux}), que garante que as capacitâncias de *gate* sejam descarregadas em cada semi-período. O indutor foi escolhido via simulação com valor $L_{aux} = 2mH$.

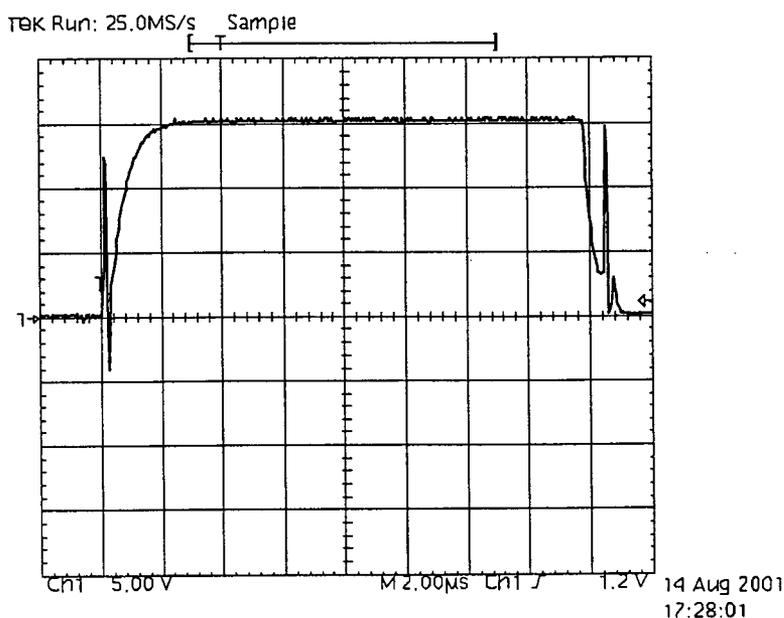


Figura 4.14: Tensão de gate em um dos MOSFETs sem indutor de auxílio à comutação.

4.8. DETERMINAÇÃO DOS COMPONENTES DO IGNITOR

A lâmpada de vapor de sódio precisa de uma alta tensão para partir, que é gerada pelo ignitor. Após uma análise crítica, decidiu-se adotar uma ignição série cuja topologia está apresentada na Fig. 4.15. Neste circuito, a ignição é feita com o auxílio de um SIDAC. O SIDAC tem um funcionamento similar ao DIAC, porém possui uma maior capacidade de corrente e tensão de ruptura. Pode ser definido como um semiconductor bilateral disparado por uma tensão alta. Sendo um dispositivo bilateral ele comuta do estado bloqueado para a condução quando a tensão aplicada em seus terminais, em qualquer polaridade, excede a tensão de ruptura. Uma vez em condução, ele só será bloqueado quando a corrente for interrompida ou cair abaixo do valor da corrente de manutenção[16].

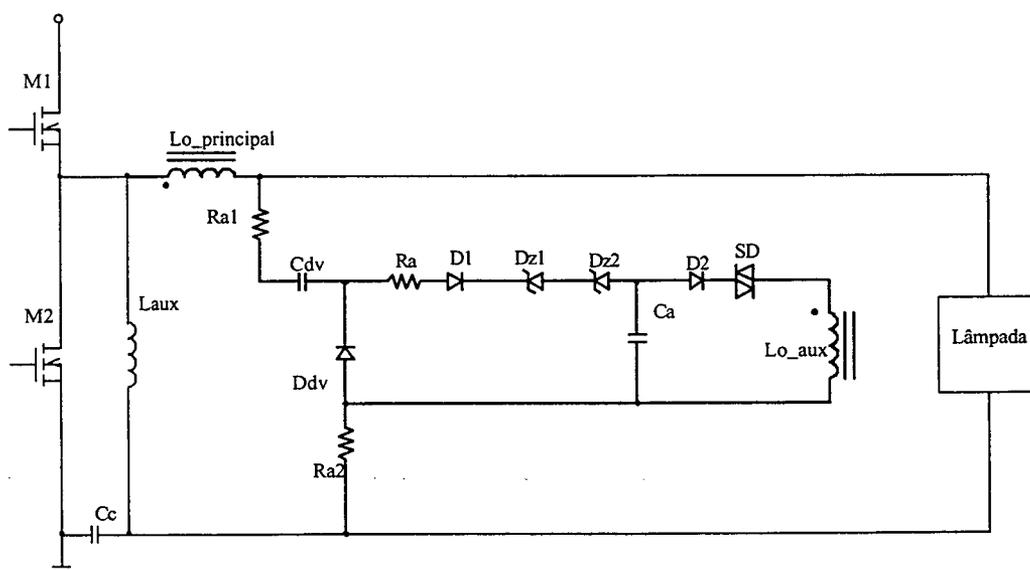


Figura 4.15: Topologia de ignitor série.

Na partida, a resistência da lâmpada é considerada infinita; portanto, a tensão do MOSFET inferior é aplicada ao ignitor, já que a queda na indutância não é significativa na partida. Esta tensão passa pelo dobrador de tensão formado por Ddv e Cdv e carrega o segundo estágio de acumulação de energia, representado por Ca. A constante de tempo formada por Ra e Ca define o intervalo de disparo do SIDAC. Quando a tensão em Ca atinge a tensão de ruptura do SIDAC, ele dispara gerando uma tensão no enrolamento auxiliar Lo_aux que, devido a uma alta relação de transformação, gera a sobretensão na

saída que faz a partida da lâmpada. Após a partida, as altas resistências R_{a1} e R_{a2} fazem com que o circuito de ignição não tenha influência no funcionamento da estrutura e o SIDAC não seja mais disparado, pois os zeners $Dz1$ e $Dz2$ garantem que a tensão em C_a não atinja a sua tensão de ruptura.

4.9. DETERMINAÇÃO DO CIRCUITO DE COMANDO

O circuito de comando é baseado em um microcontrolador PIC, que será estudado em detalhes no Capítulo 5, e em um circuito integrado IR2111.

O IR2111 é um driver específico para estruturas em Meia-Ponte possuindo, portanto, uma fonte flutuante (Bootstrap). A estrutura do IR2111, que é encapsulado na forma de um circuito integrado de 8 pinos, é apresentada na Fig. 4.16.

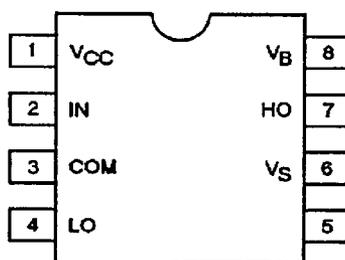


Figura 4.16: Estrutura do IR2111.

Vcc (pino 1): Tensão de alimentação.

IN (pino 2): Canal de entrada.

COM(pino 3): Referência de terra do circuito.

LO(pino 4): Saída do sinal de comando para o interruptor inferior.

VS (pino 6): Referência da fonte flutuante V_{bs} para o interruptor superior.

HO (pino 7): Saída do sinal de comando para o interruptor superior.

VB (pino 8): Sinal de tensão da fonte flutuante V_{bs} .

O IR2111 pode operar com um tensão de alimentação(V_{cc}) de até 25V e a tensão do barramento do estágio de potência (V_{dc}) pode ser de até 600V. Ele possui também um baixo consumo de energia, requerendo da fonte auxiliar uma corrente em torno de 5mA. Além disto, ele tem uma alta impedância de entrada, o que o torna compatível com as saídas padrões de circuitos CMOS.

A Fig. 4.17 apresenta o esquema de ligação do IR2111. O capacitor C_{vcc} é usado para desacoplamento entre os pinos de alimentação e de terra. O diodo D_{bs} e o capacitor C_{bs} formam a fonte flutuante (Bootstrap) para o interruptor superior.

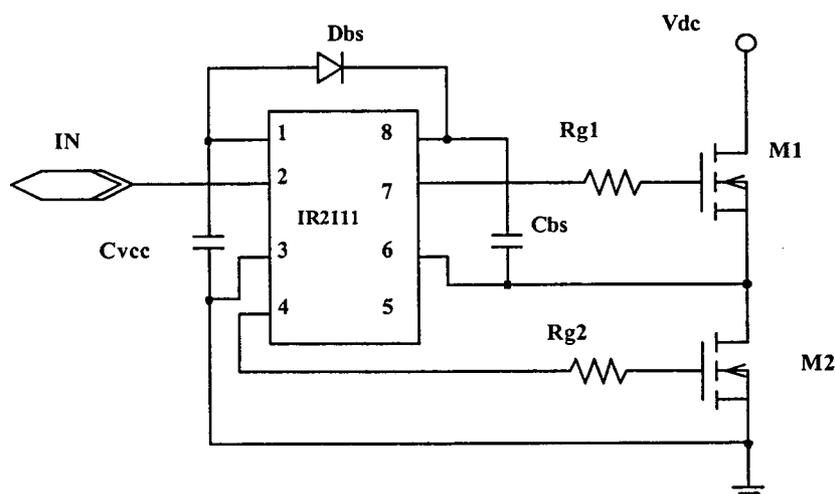


Figura 4.17: Esquema de ligação do IR2111.

A lógica interna deste circuito integrado funciona da seguinte forma: quando o canal de entrada está em nível lógico zero, o driver bloqueia o interruptor superior e habilita o interruptor inferior. Quando a entrada (IN) está em nível lógico alto, o interruptor superior (HO) é acionado e o inferior (LO) é mantido desabilitado. O diagrama de tempos do IR2111 está apresentado na Fig.4.18. Este driver possui também um tempo morto interno que, segundo o catálogo do fabricante, tem valor típico de 700ns.

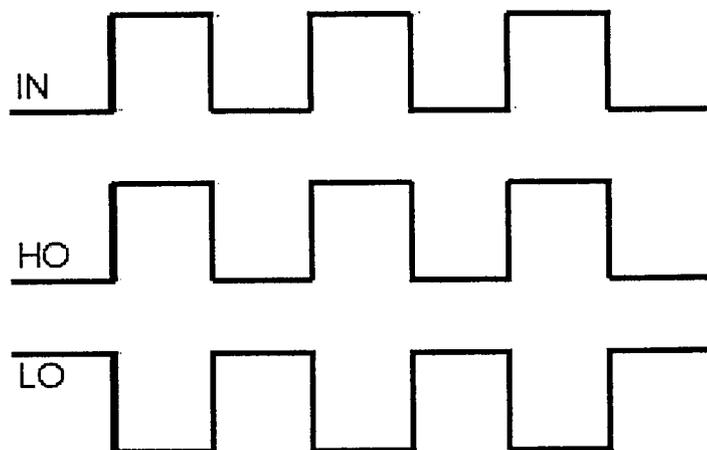


Figura 4.18: Diagrama de tempos do IR2111.

4.9.1. Determinação do capacitor de desacoplamento C_{vcc}

O capacitor de desacoplamento C_{vcc} foi escolhido seguindo recomendações de catálogo[20]. O valor escolhido é de $47\mu\text{F}$ e a tensão máxima no capacitor é a tensão máxima de grampeamento $V_{cc_{\text{máx}}} = 16,8\text{V}$.

4.9.2. Determinação dos componentes do circuito Bootstrap [1].

Existem cinco fatores que influenciam a carga da fonte Bootstrap. São eles:

- Carga de *gate* necessária para habilitar o interruptor.
- Corrente quiescente para o driver flutuante.
- Carga necessária à mudança de nível lógico, por ciclo, no circuito integrado.
- Corrente direta *gate-source* do interruptor.
- Corrente no capacitor Bootstrap.

Este último fator só é importante se o capacitor Bootstrap for do tipo eletrolítico. Se outro tipo de capacitor for utilizado, este fator pode ser desprezado.

É importante ressaltar que a utilização da fonte do tipo Bootstrap requer algumas considerações de *layout*. O diodo e o capacitor que compõem a fonte flutuante devem estar o mais próximo possível dos pinos do IR2111. Além disto, se um capacitor eletrolítico for utilizado como capacitor de Bootstrap, é necessária a colocação de um outro capacitor em paralelo mais próximo ao circuito integrado, com a finalidade de desacoplamento. Caso um capacitor cerâmico ou de tântalo seja utilizado, não há a necessidade de um capacitor extra.

- Escolha do diodo *Bootstrap*

O diodo Bootstrap deve ser capaz de bloquear toda a tensão de barramento, e deve ter um tempo de recuperação rápido para minimizar a transferência de carga do capacitor *Bootstrap* para o pino V_{cc} . Segundo recomendações do fabricante, este diodo deve ter tempo de recuperação máximo de 100ns.

A mínima carga que deve ser fornecida à fonte *Bootstrap* é dada por (4.42).

$$Q_{bs} = 2 \cdot Q_G + \frac{I_{Qbs(\text{máx})}}{f_s} + Q_{ls} + \frac{I_{Cbs(\text{leak})}}{f_s} \quad (4.42)$$

Q_G é a carga de *gate* do interruptor ligado à fonte flutuante e pode ser obtido no catálogo do interruptor escolhido. Os interruptores utilizados serão do tipo MOSFET IRF740 e o valor obtido no catálogo do componente é $Q_G = 63\text{nC}$.

$I_{Q_{bs}}$ corresponde à corrente quiescente que circula pela fonte flutuante V_{bs} . Este dado é obtido do catálogo do IR2111 e o valor máximo é igual a $100\mu\text{A}$.

f_s corresponde à frequência de chaveamento do circuito que será de 33kHz .

Q_s representa a carga requerida pelo circuito integrado para a mudança de nível lógico. O valor fornecido pelo fabricante é igual a 5nC .

$I_{C_{bs}}$ corresponde à corrente que circulará pelo capacitor de Bootstrap e será desprezada, pois não se pretende usar capacitor eletrolítico.

Substituindo os valores em (4.42) obtém-se;

$$Q_{bs} = 134 \text{ nC}$$

A corrente máxima que circulará por este diodo é calculada por (4.43).

$$I_F = Q_{bs} \cdot f_s \quad (4.43)$$

Portanto:

$$I_F = 4,423\text{mA}$$

O diodo escolhido foi o MUR160 que possui as seguintes características:

Tensão reversa: $V_{RRM} = 600\text{V}$.

Tempo de recuperação reversa máximo: $t_{RR} = 75 \text{ ns}$.

Máxima tensão direta: $V_F = 1,05\text{V}$.

- Escolha do capacitor *Bootstrap*

Para se calcular o valor do capacitor ainda devem ser consideradas, além da carga necessária, que já foi calculada em (4.42), a queda de tensão no diodo Bootstrap e a queda de tensão direta sobre o interruptor inferior. O valor do capacitor será dado por (4.44).

$$C_{bs} = \frac{30 \cdot Q_{bs}}{V_{CC} - V_F - V_{L_s}} \quad (4.44)$$

V_F é a tensão direta sobre o diodo Bootstrap. V_{CC} é a tensão de alimentação do circuito integrado, que será de 15V . V_{L_s} é a queda de tensão direta sobre o interruptor

inferior e pode ser calculada considerando-se a resistência R_{DSon} do MOSFET escolhido e a corrente eficaz que circula por ele.

$$V_{Ls} = R_{DSon} \cdot I_{ef} \quad (4.45)$$

A resistência R_{DSon} é a resistência estática do MOSFET enquanto ele está em condução. Esta resistência varia de acordo com a temperatura de junção do componente. Será considerada a temperatura de junção de 100°C. Portanto, de acordo com os dados obtidos em catálogo, a resistência será igual a 962,5mΩ. A corrente eficaz, obtida anteriormente através da expressão (4.31), é igual a 578 mA.

Então a queda de tensão no interruptor enquanto conduzindo será :

$$V_{Ls} = 0,556V$$

Substituindo-se todos os valores na equação (4.44), obtém-se o valor para o capacitor Bootstrap.

$$C_{bs} = 287,338nF$$

O valor comercial adotado será de 330nF e optou-se pela tecnologia de tântalo. A tensão máxima sobre o capacitor Bootstrap é a tensão máxima de grampeamento do CI igual a 16,8V. O capacitor adotado foi entretanto de 35V. Também se poderia utilizar a tecnologia cerâmica de multicamadas sem nenhum prejuízo do desempenho do sistema.

4.9.3. Determinação das resistências de *gate* dos MOSFETs

Os tempos de subida e de descida das tensões de gate dos MOSFETs podem ser obtidos, com boa aproximação, através da expressão (4.46)[5].

$$t_f = t_r = 2,2 \cdot R_g \cdot C_{iss} \quad (4.46)$$

sendo:

t_f : tempo de descida

t_r : tempo de subida

R_g : resistência de *gate*

C_{iss} : capacitância de entrada do MOSFET

Rearrmando a equação (4.46), obtém-se a equação que expressa a resistência de *gate* em função da capacitância de entrada e do tempo de subida (ou descida) da tensão.

$$R_g = \frac{t_r}{2,2 \cdot C_{iss}} \quad (4.47)$$

Do catálogo do MOSFET IRF740 obtém-se:

$$t_r = 27\text{ns}$$

$$t_f = 24\text{ns}$$

$$C_{iss} = 1400\text{pF}$$

Porém, como se dispõe do tempo morto de 700ns, pode-se utilizar tempos de descida e subida um pouco maiores para os interruptores. Escolhendo-se $t_r = t_f = 60\text{ns}$, a resistência de *gate* será:

$$R_g = 19,48\Omega$$

Adotando-se um valor comercial: $R_{g1} = R_{g2} = 22\Omega$.

4.9.4. Circuito adaptador de tensão

O pulso gerado pelo microcontrolador PIC, que irá alimentar o canal de entrada do IR2111, terá amplitude máxima de 5V, que será a tensão de alimentação do PIC. Entretanto, a alimentação do driver IR2111 será de 15V e, de acordo com a especificação do fabricante, para esta tensão de alimentação, o CI precisa de um pulso com amplitude mínima 9,5 V para reconhecer como nível lógico alto, ou seja, para acionar os interruptores. Portanto, será necessário adicionar um circuito adaptador de tensão entre o PIC e o driver para prover um pulso de tensão adequado ao driver e, conseqüentemente, ao gatilho dos interruptores.

A Fig. 4.19 apresenta o circuito do adaptador de tensão implementado.

Como transistor Q_1 foi escolhido o BC547. A corrente I_{R1} foi escolhida como sendo 450 μ A. A partir daí e sabendo-se que a queda de tensão típica entre base e emissor é igual a 0,7V, determina-se o resistor R_1 através de (4.48).

$$R_1 = \frac{V_{PIC} - V_{BE}}{I_{R1}} \quad (4.48)$$

V_{PIC} = Amplitude do pulso na saída do PIC que é igual a 5V

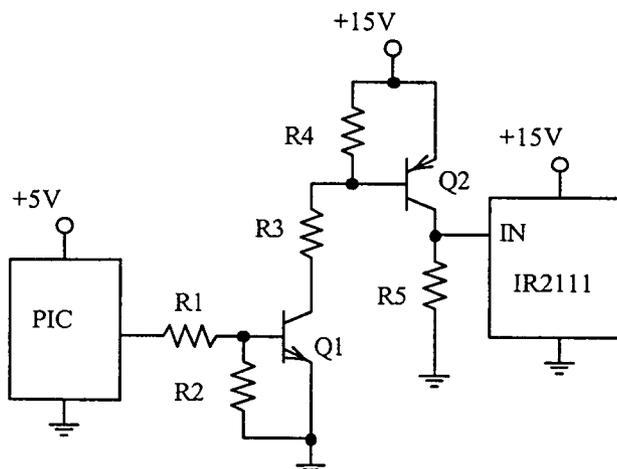


Figura 4.19: Circuito do adaptador de tensão.

Substituindo-se os valores, obtém-se:

$$R_1 = 9555,55\Omega$$

O valor comercial adotado será: $R_1 = 10k\Omega$

Com o valor de R_1 recalcula-se o valor de I_{R1} .

$$I_{R1} = \frac{V_{PIC} - V_{BE}}{R_1} \quad (4.49)$$

$$I_{R1} = 430\mu A$$

Com o valor de I_{R1} , pode-se determinar, de acordo com o catálogo do transistor, que parcela desta corrente deve alimentar a base do transistor. De acordo com as curvas do fabricante escolheu-se a corrente de base $I_{B1} = 200\mu A$.

Portanto a corrente que deverá circular por $R2$ será dada por (4.50).

$$I_{R2} = I_{R1} - I_{B1} \quad (4.50)$$

$$I_{R2} = 230\mu A$$

Assim, o resistor $R2$ será dado por (4.51).

$$R_2 = \frac{V_{BE}}{I_{R2}} \quad (4.51)$$

$$R_2 = 3043,48\Omega$$

Adotando-se um valor comercial, $R_2 = 3,3k\Omega$.

Com o valor de R_2 recalcula-se a corrente de base:

$$I_{B1} = I_{R1} - \frac{V_{BE}}{R_2} \quad (4.52)$$

$$I_{B1} \cong 218\mu A$$

Adotando-se $I_C/I_B = 10$, tem-se:

$$I_{C1} = 10 \cdot I_{B1} \quad (4.53)$$

$$I_{C1} = 2,18mA$$

Optou-se por impor uma corrente de coletor menor que será suficiente para o bom funcionamento do transistor Q1. Escolheu-se $I_{C1} = 2mA$.

O transistor PNP Q2 utilizado foi o BC557. A tensão $-V_{BE}$ deste transistor também tem o valor típico de 0,7V. A queda de tensão V_{CE} de Q1 também será considerada igual a 0,7V.

Portanto, o resistor R_3 será dado por (4.54).

$$R_3 = \frac{V_{CC} + V_{BE(Q2)} - V_{CE}}{I_{C1}} \quad (4.54)$$

$$R_3 = 6,8k\Omega$$

A corrente que circula por R_4 é praticamente igual a I_{C1} , portanto:

$$R_4 = \frac{-V_{BE(Q2)}}{I_{C1}} \quad (4.55)$$

$$R_4 = 350\Omega$$

Utilizando-se um valor comercial, $R_4 = 390\Omega$.

A função do resistor R5 é aterrar a entrada do IR2111 para o nível lógico baixo, pois como o IR2111 tem uma alta impedância de entrada, sem a presença do resistor R5, a entrada não atinge nível lógico baixo, mantendo um pulso equivocado no pino de entrada do circuito integrado. O resistor deve ser dimensionado também de tal forma que limite a corrente no transistor Q2. Deseja-se limitar a corrente de coletor de Q2 em $I_{C2} = 3mA$.

$$R_5 = \frac{V_{CC}}{I_{C2}} \quad (4.56)$$

$$R_5 = 5k\Omega$$

Escolhendo-se um valor comercial, $R_5 = 5,6k\Omega$

4.9.5. Fonte Auxiliar

A fonte auxiliar é necessária para gerar a alimentação do microcontrolador e do driver IR2111. Optou-se por alimentar o microcontrolador com tensão de +5V e o IR2111 com tensão de +15V.

De acordo com medições feitas no circuito de comando implementado, utilizando-se uma fonte de alimentação externa de +15V, verificou-se que o circuito de comando completo necessita da corrente $I_{COM} = 10mA$ para garantir seu correto funcionamento. Caso fosse utilizado somente um resistor como fonte auxiliar de alimentação, como utilizou-se no reator sem dimerização, ele poderia ser calculado de acordo com a expressão (4.57).

$$R_{fonte} = \frac{V_{dc} - V_{cc}}{I_{COM}} \quad (4.57)$$

sendo V_{dc} a tensão do barramento de potência e $V_{cc} = 15V$.

Substituindo-se os valores, obtém-se: $R_{fonte} = 26,5k\Omega$.

Utilizando-se um valor comercial: $R_{fonte} = 27k\Omega$.

A potência perdida neste resistor seria, portanto, de 2,7W. Para a aplicação de 70W, isto significa que quase 4% da potência ativa do reator será perdida somente na fonte auxiliar.

Por isso, uma outra estrutura de fonte de alimentação foi proposta. Baseou-se no princípio de que, se a queda de tensão for em um capacitor ao invés de um resistor, não haverá perda de potência ativa.

A fonte de alimentação proposta está apresentada na Fig. 4.20.

Os capacitores C_{b1} e C_{b2} possuem capacitâncias da ordem de centenas de nanofarads, resultando numa impedância da ordem de $k\Omega$. Os resistores R_{b1} e R_{b2} são somente para propósitos de proteção[13].

O diodo zener Z_{a1} de +15V garante que a tensão no capacitor C_{b3} nunca será menor que este nível de tensão. O resistor R_{b4} garante uma queda de tensão para que

sejam gerados os +5V necessários à alimentação do microcontrolador. O diodo Za3 e o capacitor Cb4 garante a regulação da tensão em torno dos +5V.

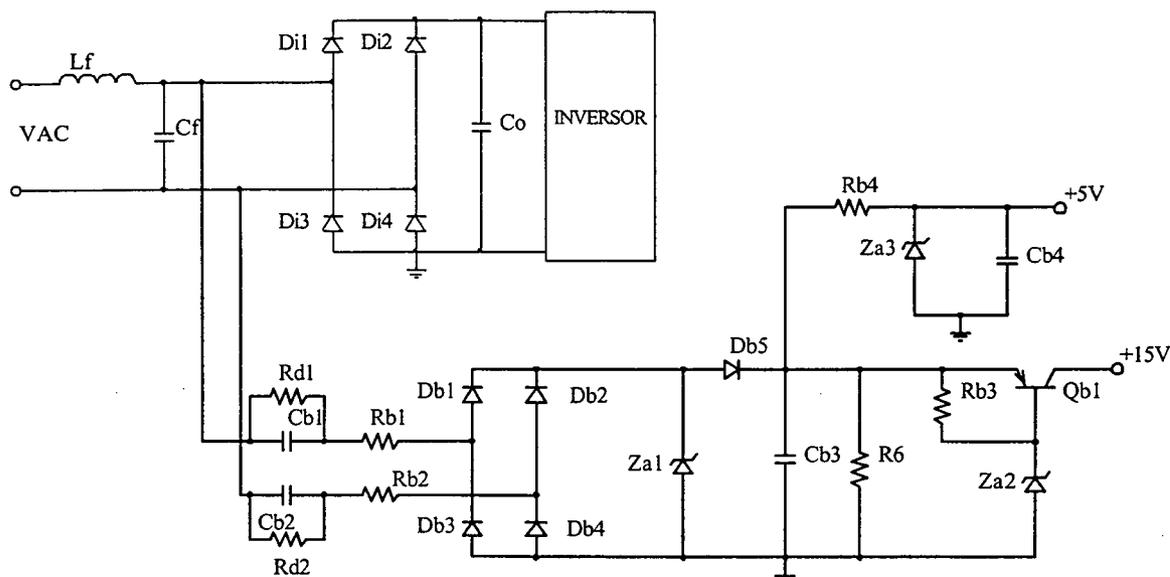


Figura 4.20: Fonte auxiliar.

Os componentes Qb1, Za2 e Rb3 foram acrescentados posteriormente ao circuito e têm uma função imprescindível ao bom funcionamento do reator. Quando se conecta o reator diretamente à rede elétrica comercial, naturalmente há um transitório de partida que é mais ou menos intenso, dependendo da amplitude da senóide da rede no momento em que é feito o ligamento da estrutura. Como a fonte auxiliar depende da rede de alimentação, durante este transitório as tensões fornecidas ao microcontrolador e ao driver podem não ser adequadas ao bom funcionamento dos mesmos. Então, durante o transitório de partida os interruptores eram danificados por um pulso indevido de comando fornecido pelo driver. Este problema foi resolvido acrescentando-se o circuito formado por Qb1, Za2 e Rb3, que funciona como um regulador série, garantindo que só haverá alimentação no driver IR2111 depois que as tensões de comando estiverem estabilizadas e o microcontrolador já estiver funcionando adequadamente. O diodo Za2, de 15V, garante que, enquanto a tensão de entrada não atingir +15V, o transistor Qb1 manter-se-á bloqueado, inibindo a alimentação do circuito integrado do driver e garantindo a integridade dos interruptores de potência.

4.10. DIAGRAMA ESQUEMÁTICO

O diagrama esquemático completo do circuito implementado, incluindo o pré-regulador de entrada, está apresentado na Fig. 4.21.

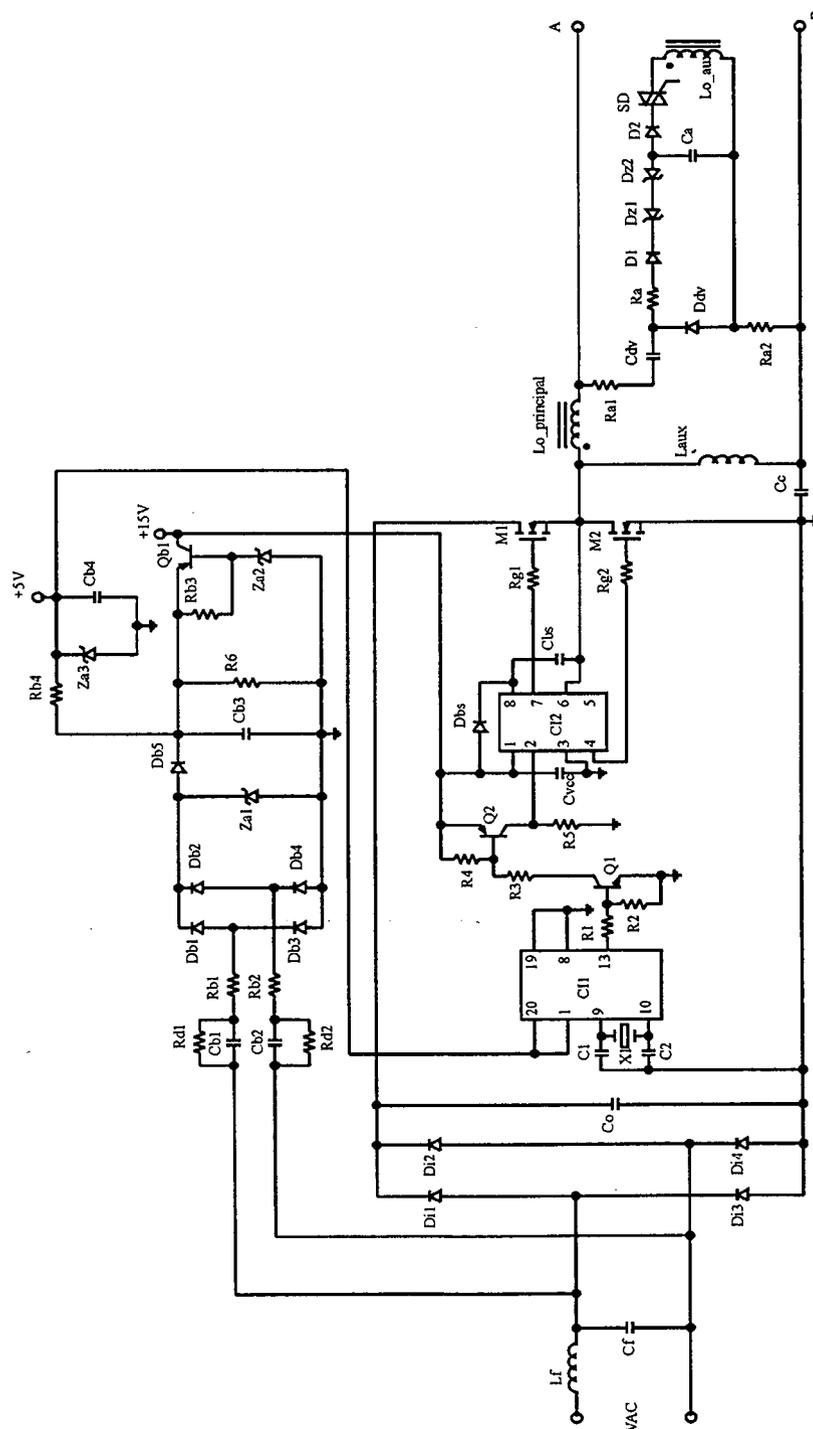


Figura 4.21: Diagrama esquemático completo.

4.11. LISTA DE COMPONENTES

A Tabela 4.1 apresenta todos os componentes utilizados na montagem do protótipo.

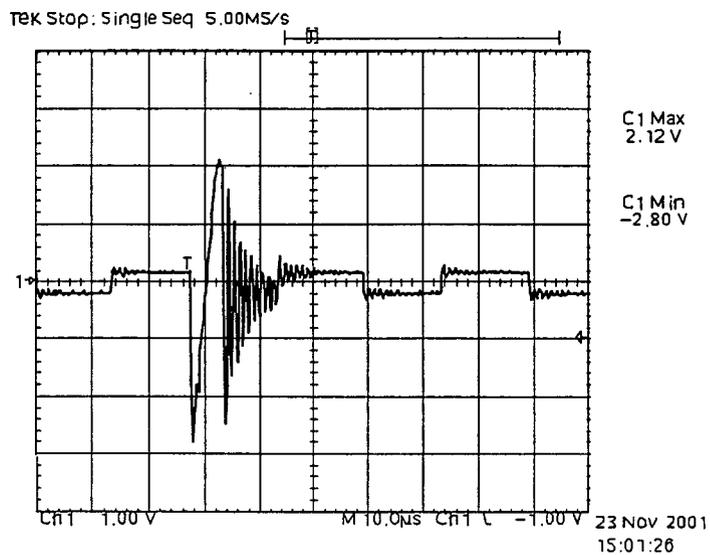
Tabela 4.1: Lista dos componentes utilizados na montagem

Quant.	Referência	Descrição	Tipo	Valor
4	Di1-Di4	Diodos	1N4004	1A, 400V
1	Lf	Indutor de baixa frequência	Núcleo ferro-silício 1,9 x 1,9	900 espiras 1x27AWG entreferro: 0,2 mm
1	Cf	Capacitor de polipropileno	Série: B32614	1 μ F, 400V
1	Co	Capacitor eletrolítico	Série: B43851	100 μ F, 400V
2	Cb1-Cb2	Capacitores de poliéster	Sem restrição de série	470nF, 400V
2	Rd1-Rd2	Resistores de filme metálico		1M Ω , 1/3W
2	Rb1- Rb2	Resistores de filme metálico		100 Ω , 1/3W
4	Db1 – Db4	Diodos	1N4004	1A, 400V
1	Db5	Diodos	1N4933	1A, 50V
1	Za1	Diodo zener	1N966	16V, 0,5W
1	Za2	Diodo zener	1N5245	15V, 0,5W
1	Za3	Diodo zener	BZX55C5V1	5V1, 0,5W
1	Cb3	Capacitor eletrolítico	Sem restrição de série	220 μ F, 25V
1	Cb4	Capacitor eletrolítico	Sem restrição de série	2,2 μ F, 10V
1	R6	Resistor de filme metálico		22k Ω , 1/3W
1	Rb3	Resistor de filme metálico		22k Ω , 1/3W
1	Rb4	Resistor de filme metálico		5,6k Ω , 1/3W
1	Qb1	Transistor de sinal – PNP		BC557B
1	Cvcc	Capacitor eletrolítico	Série: B41821	47 μ F, 25V
2	C1-C2	Capacitores cerâmicos	Sem restrição de série	33pF, 10V
1	X1	Oscilador a cristal de quartzo		4MHz
1	R1	Resistor de filme metálico		10k Ω , 1/3W

1	R2	Resistor de filme metálico		3,3k Ω , 1/3W
1	R3	Resistor de filme metálico		6,8k Ω , 1/3W
1	R4	Resistor de filme metálico		390 Ω , 1/3W
1	R5	Resistor de filme metálico		5,6k Ω , 1/3W
1	Q1	Transistor de sinal – NPN		BC547
1	Q2	Transistor de sinal – PNP		BC557
1	Db _s	Diodo ultra-rápido	MUR160	1A, 600V
1	Cb _s	Capacitor de tântalo ou capacitor de multicamadas	Tântalo-Sem restrição de série Multicamadas – série: B37984	330nF, 35V 330nF / 50V
2	Rg1-Rg2	Resistor de filme metálico		22 Ω , 1/3W
1	CI1	Circuito integrado	PIC16C62B	
1	CI2	Circuito integrado	IR2111	
2	M1-M2	MOSFET	IRF740	10A, 400V
1	Cc	Capacitor de polipropileno	Série: B32613	330nF, 250V
1	Lo	Indutor de alta frequência	E30/14–IP12 Thornton	Nprinc:76 espiras 1x23AWG Naux: 6 espiras 1x23AWG entreferro: 1,2 mm
1	Laux	Indutor de alta frequência	E20/6–IP12 Thornton	130 espiras 1x26AWG entreferro: 0,05mm
2	Ra1-Ra2	Resistor de filme metálico		62k Ω , 1/3W
1	Cdv	Capacitor de polipropileno	Série: B32692 ou B32612	10nF, 400V
1	Ddv	Diodo rápido	1N4936	1A, 400V
1	Ra	Resistor de filme metálico		33k Ω , 1W
2	D1-D2	Diodo rápido	1N4936	1A,400V
1	Dz1	Diodo zener	1N4747	20V, 1W
1	Dz2	Diodo zener	1N4749	24V, 1W
1	Ca	Capacitor de polipropileno	Série: B32613	1 μ F, 250V
1	SD	SIDAC	MKP3V240	1A, 240V

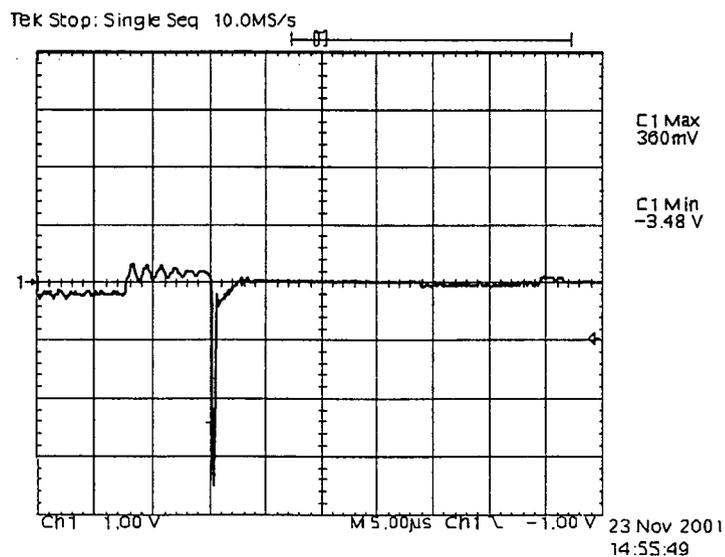
4.12. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A tensão de ignição da lâmpada está apresentada na Fig. 4.22. Esta medida foi realizada sem a lâmpada, para mostrar o formato do pulso.



*Figura 4.22: Tensão de ignição sem a lâmpada.
Escala: Tensão 1kV/div - Tempo: 10μs/div*

A tensão de ignição, com a lâmpada conectada ao reator, está apresentada na Fig.4.23. Quando o pulso atinge uma amplitude suficiente para realizar a ignição, a lâmpada acende, extinguindo o pulso de alta-tensão.



*Figura 4.23: Tensão de ignição.
Escala: Tensão 1kV/div - Tempo: 10μs/div*

O sinal de saída do microcontrolador PIC está apresentado na Fig. 4.24.

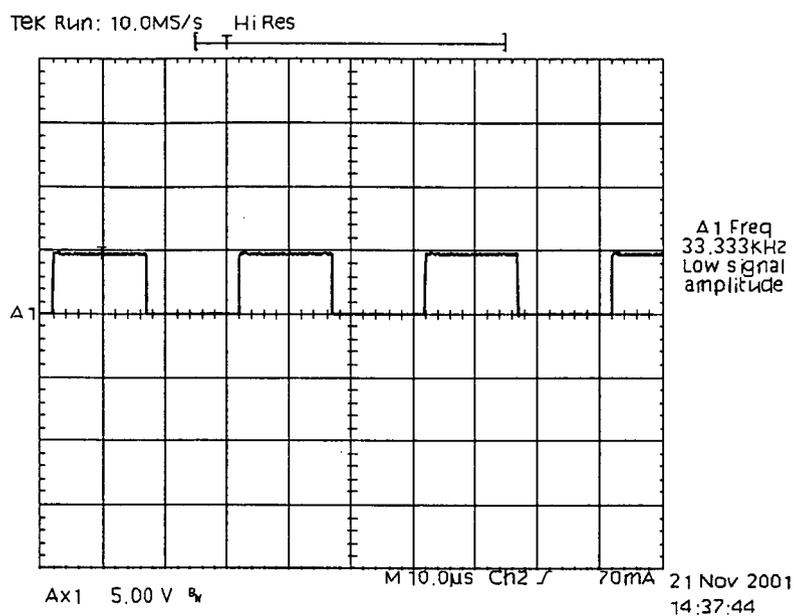


Figura 4.24: Sinal de comando gerado pelo PIC.
Escala: 5V/div

A corrente na lâmpada e a tensão de gatilho para a condição nominal estão apresentadas na Fig.4.25. A tensão de gatilho apresentada é referente ao interruptor inferior, portanto, igual a 1-D.

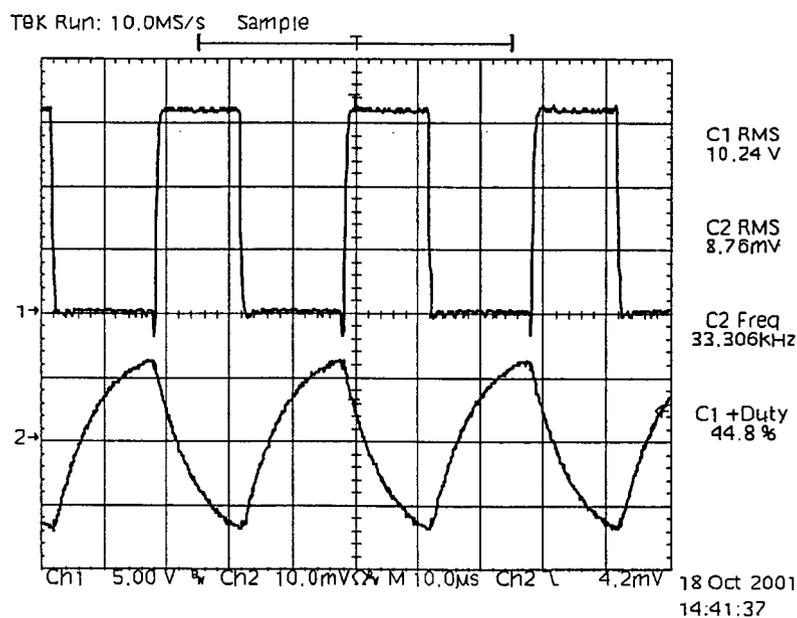


Figura 4.25: Corrente na lâmpada e tensão de gatilho.
Escala: Corrente na lâmpada 1A/div – Tensão de gatilho 5V/div

A tensão e a corrente na lâmpada para a condição nominal de operação, ou seja, $D=0,5$, estão apresentadas na Fig. 4.26.

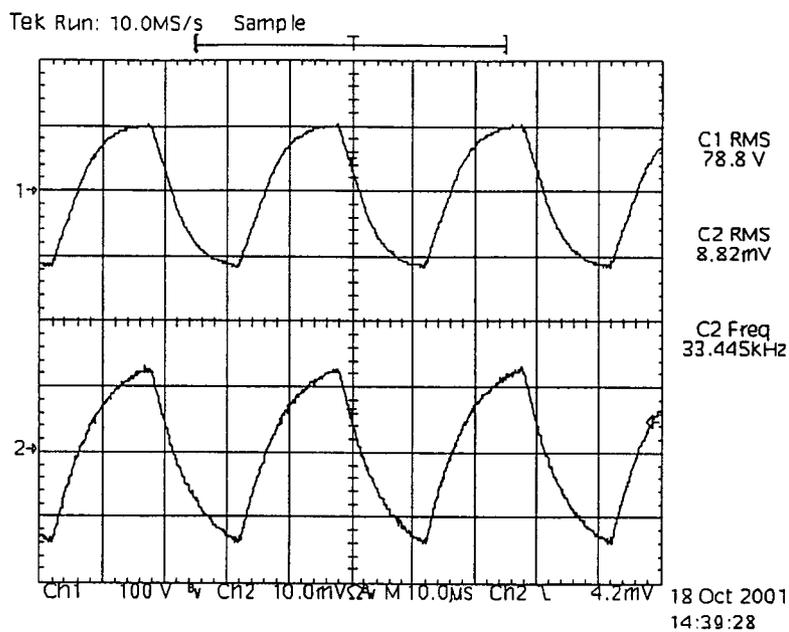


Figura 4.26: Tensão(superior) na lâmpada – 100V/div
Corrente(inferior) na lâmpada. – 1A/div

A ondulação de tensão no capacitor de bloqueio de componente contínua, C_c , está apresentada na Fig. 4.27.

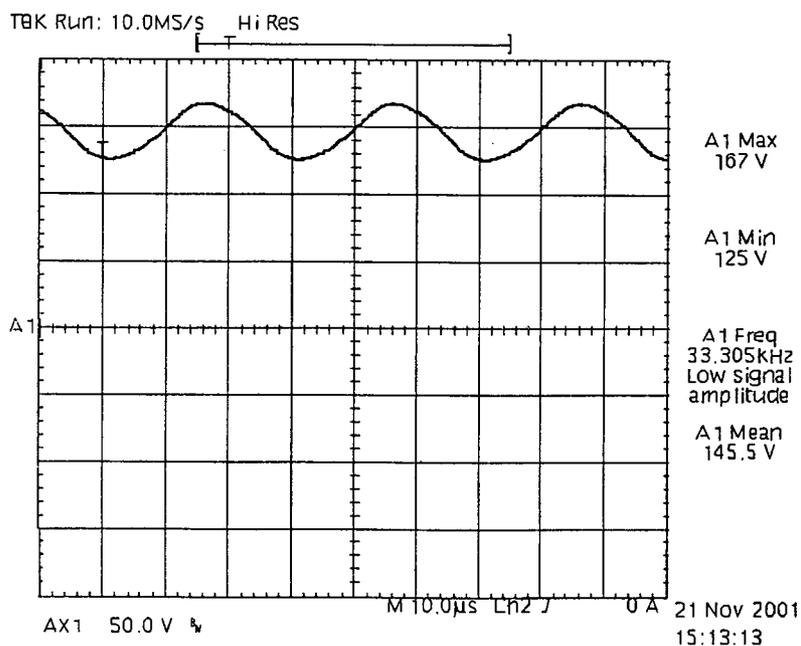


Figura 4.27: Tensão sobre o capacitor C_c .
Escala: 50V/div

A tensão e a corrente de entrada para as condições nominais estão apresentadas na Fig. 4.28.

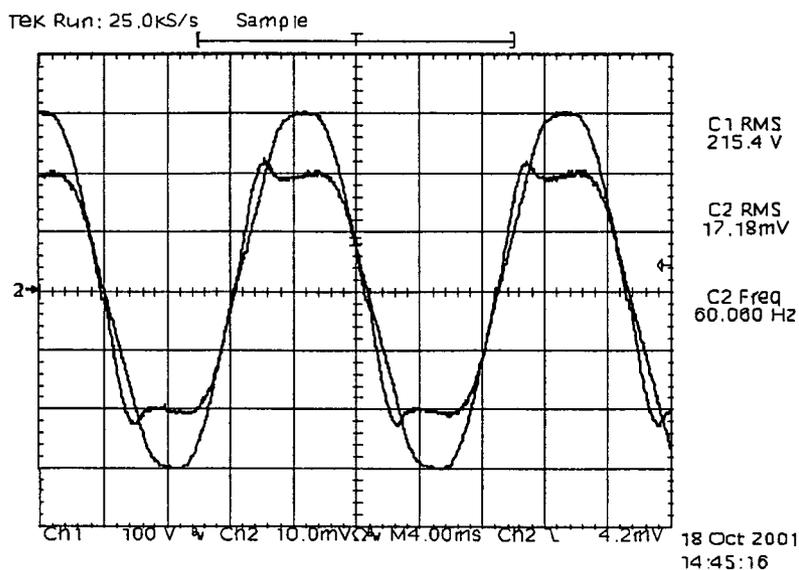


Figura 4.28: Tensão e corrente de entrada
 Tensão: Escala – 100V/div
 Corrente: Escala. – 200mA/div

A Fig. 4.29 apresenta a tensão de barramento durante a operação em condição nominal. O valor médio da tensão é de 281,4V.

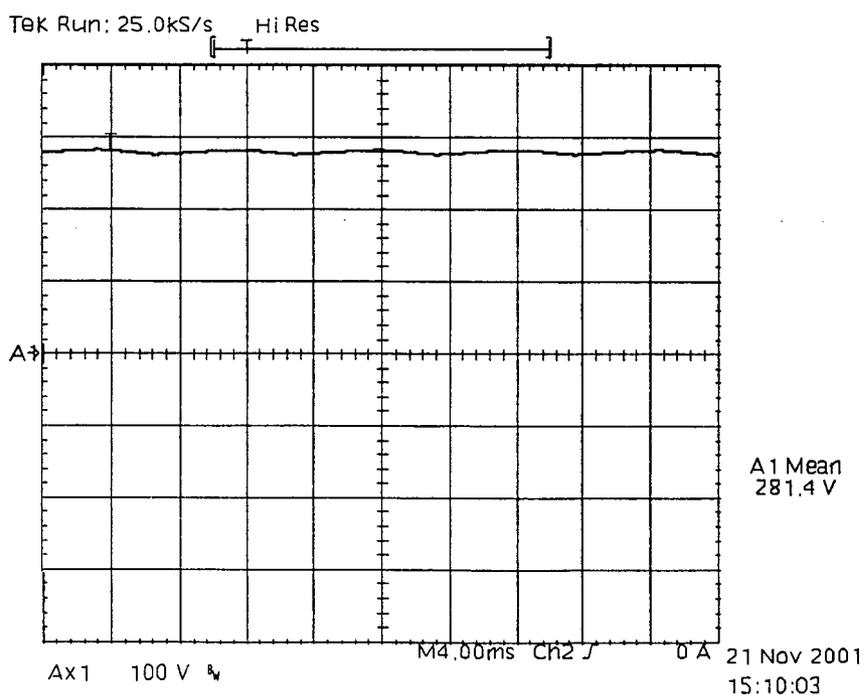


Figura 4.29: Tensão de barramento.
 Escala – 100V/div

A tensão sobre o capacitor Cf, do filtro de entrada, está apresentada na Fig.4.30.

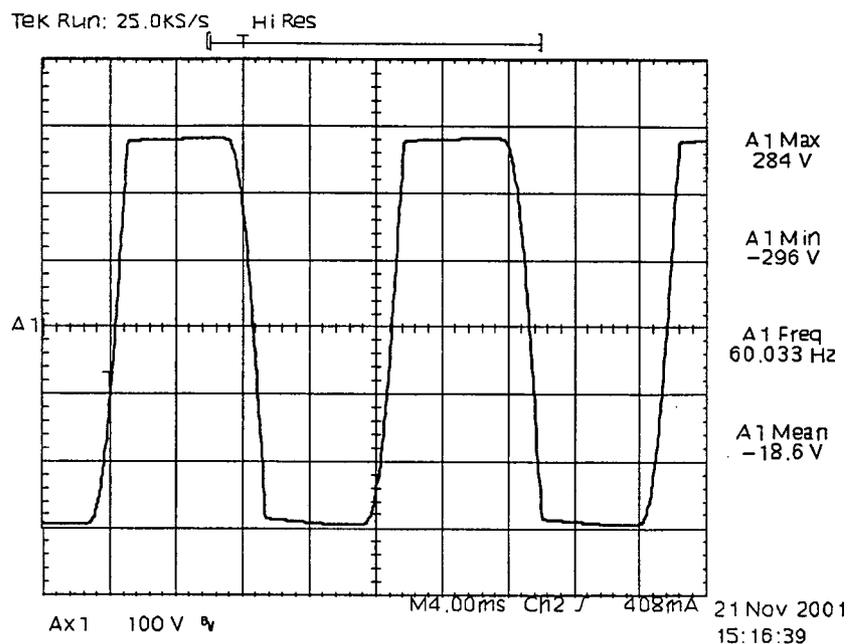


Figura 4.30: Tensão sobre o capacitor Cf.
Escala: 100V/div

O espectro harmônico da corrente de entrada está apresentado na Fig.4.31. A taxa de distorção harmônica da corrente foi de 19,51%.

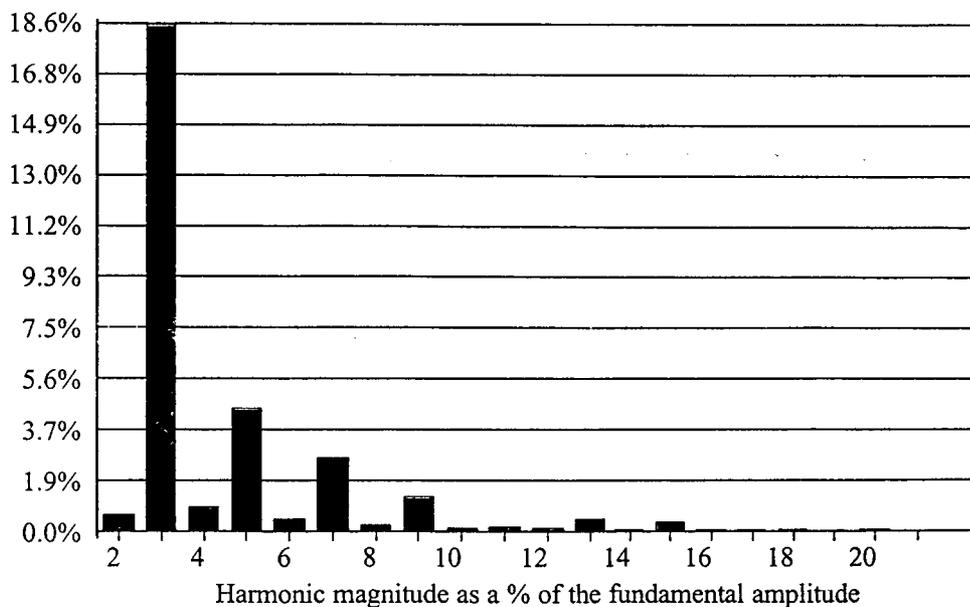


Figura 4.31: Espectro harmônico da corrente de entrada.

A tensão e a corrente na lâmpada para uma potência reduzida igual a 38W, com uma razão cíclica $D = 0,2$, estão apresentadas na Fig. 4.32.

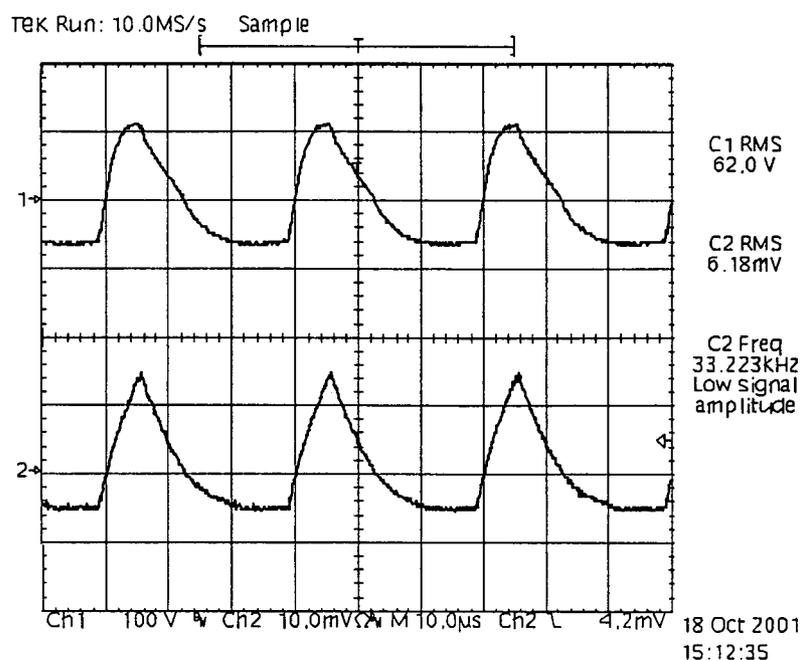


Figura 4.32: Tensão(superior) na lâmpada – 100V/div
Corrente(inferior) na lâmpada. – 1A/div

A corrente na lâmpada e a tensão de gatilho para $D = 0,2$ estão apresentadas na Fig.4.33.

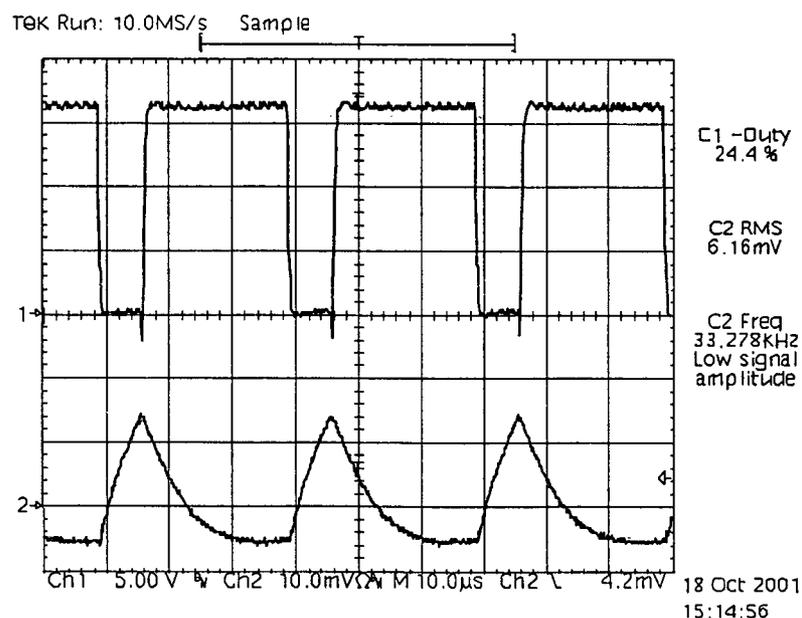


Figura 4.33: Corrente na lâmpada e tensão de gatilho.
Escala: Corrente na lâmpada 1A/div – Tensão de gatilho 5V/div

A tensão e a corrente de entrada para a potência reduzida estão apresentadas na Fig. 4.34.

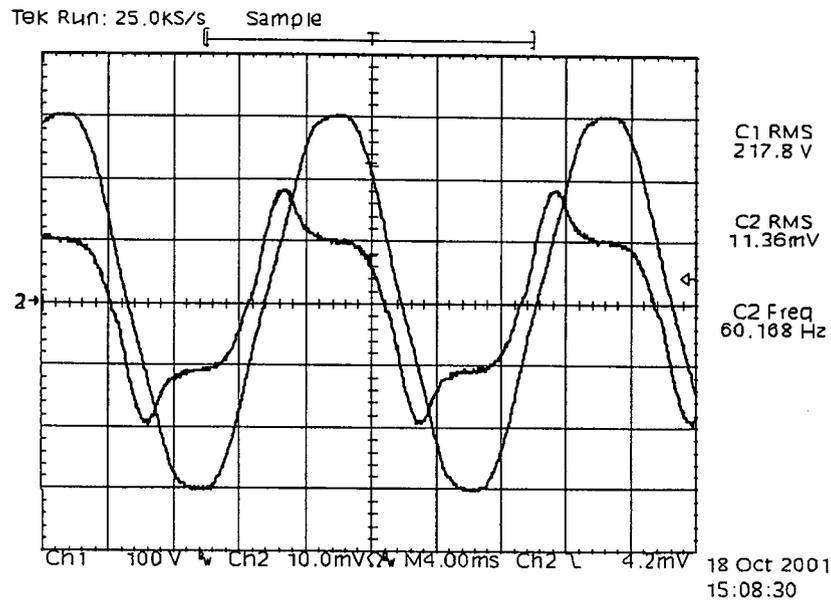


Figura 4.34: Tensão e corrente de entrada
Tensão: Escala – 100V/div
Corrente: Escala. – 200mA/div

A tensão no barramento e a corrente de entrada para a potência reduzida estão apresentadas na Fig. 4.35.

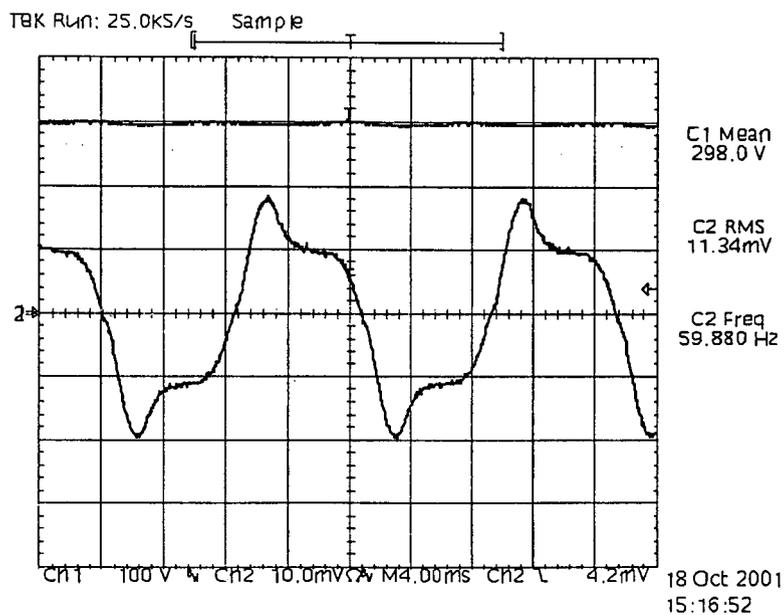


Figura 4.35: Tensão(superior) no barramento – 100V/div
Corrente(inferior) de entrada. – 200mA/div

O espectro harmônico da corrente de entrada está apresentado na Fig.4.36. A taxa de distorção harmônica da corrente é igual a 30,87%.

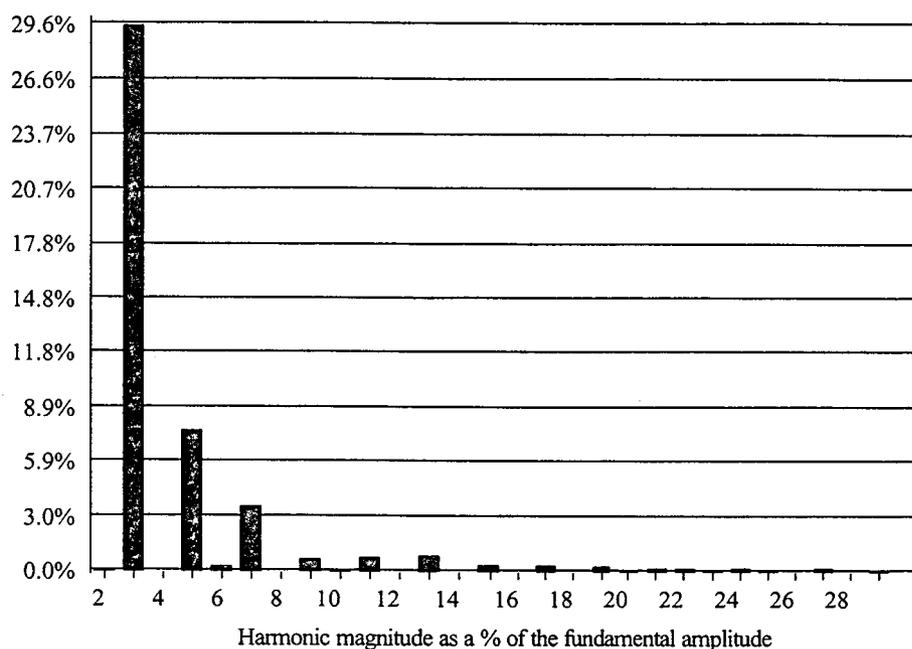


Figura 4.36: Espectro harmônico da corrente de entrada.

A Tabela 4.2 apresenta, em resumo, algumas grandezas relevantes do circuito antes e após a dimerização.

Tabela 4.2: Grandezas relevantes do reator.

Grandeza	Antes da dimerização	Após dimerização
Tensão eficaz na lâmpada	79,3 V	62,5 V
Corrente eficaz na lâmpada	887 mA	626 mA
Potência na lâmpada	70,2 W	38,1 W
Tensão eficaz de entrada	220,1 V	220,1 V
Corrente eficaz de entrada	370,7 mA	245,7 mA
Potência de entrada	79,4 W	43,5 W
Fator de potência	0,973	0,805
Rendimento	88,41%	87,58%

A Fig. 4.37 apresenta as medidas de emissões conduzidas do equipamento em relação à norma CISPR22 para equipamentos da classe A, que são de uso industrial.

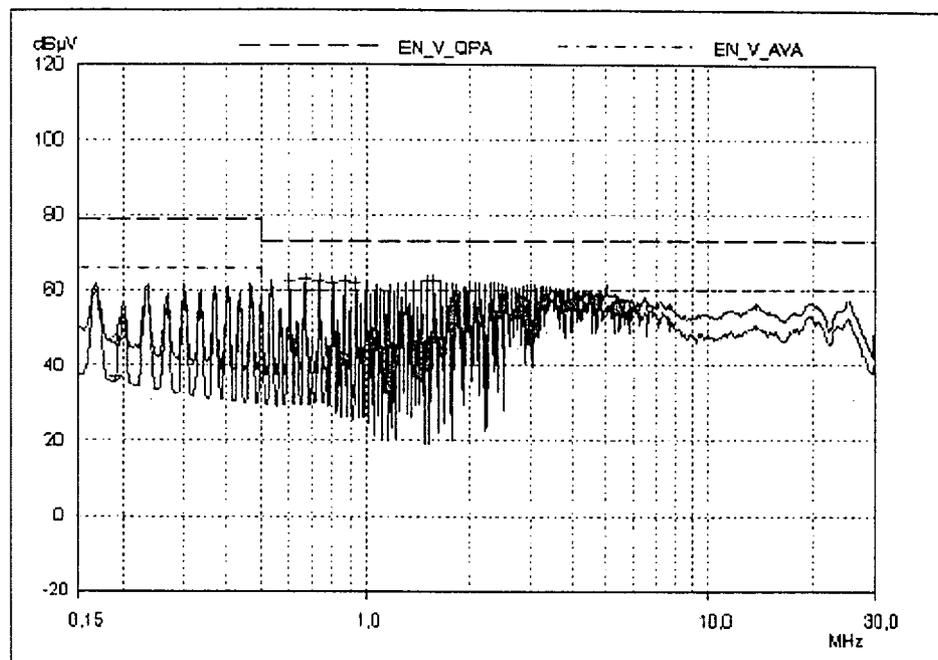


Figura 4.37: Emissões conduzidas no reator.

A norma adequada a ser utilizada seria a CISPR15, mas não se dispunha desta norma nos equipamentos de medida. Como as duas normas tem limites similares, optou-se pela realização das medidas utilizando a CISPR22 somente a nível de curiosidade, para se ter uma idéia dos níveis de interferência. Percebe-se que em alguns pontos os picos excedem ligeiramente os limites da norma para valores médios, fazendo-se necessária a futura utilização de um pequeno filtro de EMI na entrada, para adequar o reator às normas.

A Tabela 4.3 apresenta as elevações de temperatura para os principais componentes do circuito após 1 hora de funcionamento e para a temperatura ambiente de 24,7°C.

Tabela 4.3: Elevações de temperatura.

	Temperatura final	Elevação relativa (ΔT)
Núcleo do indutor Laux	58,5°C	33,8°C
Núcleo do indutor Lo	51,6°C	26,9°C
Núcleo do indutor Lf	47°C	22,3°C
Cobre do indutor Lf	54,8°C	30,1°C
Interruptor MOSFET	46,7°C	22°C

4.13. CONCLUSÃO

A partir dos resultados experimentais obtidos, conclui-se que a escolha do microcontrolador PIC é apropriada à aplicação de controle de potência de uma lâmpada de vapor de sódio. Este método tem como vantagens a preservação da simplicidade do circuito originalmente proposto, pois agrega-se um número pequeno de componentes, além de manter, principalmente, a comutação suave dos interruptores em toda a faixa de operação.

Para que se tenha um produto final, a partir deste reator, ainda é necessária a implementação de um filtro para interferências eletromagnéticas a fim de adaptar o reator às normas de compatibilidade eletromagnética. É importante ressaltar que as modificações de *layout* também alteram os níveis de interferência eletromagnética. Portanto, a concepção do filtro só deve acontecer após a definição do *layout* final.

CAPÍTULO 5

ASPECTOS DO CONTROLE DA POTÊNCIA UTILIZANDO O MICROCONTROLADOR

5.1. INTRODUÇÃO

Neste capítulo é feita a apresentação do microcontrolador utilizado para gerenciar a variação da potência da lâmpada. A opção por se utilizar um microcontrolador é explicada e a escolha do tipo de microcontrolador também é justificada.

A seguir, são apresentadas algumas características do microcontrolador escolhido e algumas funções específicas deste microcontrolador que são utilizadas no gerenciamento da variação de potência.

Um fluxograma com a seqüência de funcionamento do microcontrolador é apresentado a seguir e, finalmente, um diagrama de tempos resume a operação do reator baseado no microcontrolador.

5.2. VANTAGENS DO EMPREGO DE UM MICROCONTROLADOR

O uso de um microcontrolador na estrutura do reator tem as seguintes vantagens:

- É possível acrescentar mais recursos ao reator sem a necessidade de circuitos adicionais complexos e onerosos, o que implica em um alto valor agregado.
- O microcontrolador requer um mínimo de componentes externos para operar, e seu funcionamento é preciso e confiável, resultando numa alta reprodutibilidade dos resultados, dispensando ajustes, calibrações e uso de componentes de precisão.
- Alterações significativas nas especificações do projeto como, por exemplo, a mudança da frequência de comutação, são realizadas apenas modificando a programação do microcontrolador, permanecendo inalterado o circuito de comando.

- A programação do microcontrolador pode ser protegida contra leitura, dificultando a “engenharia reversa”, o que torna a tecnologia desenvolvida mais segura.
- O termo “microprocessado” ou “microcontrolado” possui grande apelo comercial.

A escolha do microcontrolador PIC foi feita considerando-se que dadas as necessidades do projeto (temporização, dimerização), este microcontrolador é imbatível. Nenhuma outra solução, quer seja baseada em outro microcontrolador, quer seja baseada em circuitos integrados analógicos, pode apresentar custo igual, um número de componentes tão reduzido e a mesma confiabilidade.

5.3. O MICROCONTROLADOR PIC 16C62B

5.3.1. Aspectos Gerais

Os microcontroladores da família PIC (Peripheral Interface Controller) destacam-se dos demais controladores pelas características de arquitetura, técnicas de paralelismo, tamanho padrão das palavras de instrução e um conjunto reduzido de instruções (arquitetura RISC). Também o baixo custo, a simplicidade e a disponibilidade das ferramentas de apoio de desenvolvimento são outros motivos que fazem os microcontroladores PIC serem tão populares.

Para este projeto, se necessita de um PIC com módulo PWM devido à alta frequência de operação e à necessidade de variação da razão cíclica. Nenhum PIC de 8 pinos existente no mercado satisfaz a esta especificação. Por isso foi necessário o uso do PIC16C62B apesar da maioria dos seus pinos ficarem inativos.

O microcontrolador PIC16C62B é encapsulado como um circuito integrado de 28 pinos como pode-se observar na Fig. 5.1. Assim como todos os demais microcontroladores produzidos pela *Microchip*, este microcontrolador baseia-se na arquitetura RISC, possuindo um repertório de apenas 35 instruções. Este reduzido número de instruções traduz-se, primeiramente, numa curva de aprendizado bastante acentuada, uma vez que mesmo profissionais que nunca tenham tido contato com microcontroladores/microprocessadores podem aprender a programar o PIC rapidamente.

Em segundo lugar, o número reduzido de instruções também traz grande facilidade de programação.

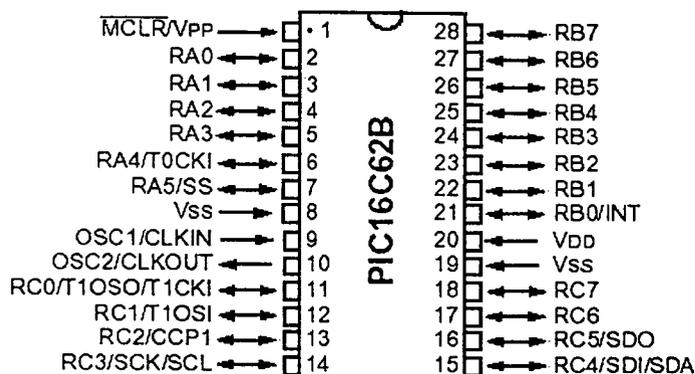


Figura 5.1: Estrutura do PIC 16C62B.

O PIC16C62B é um componente bastante versátil. É razoavelmente tolerante a variações na tensão de alimentação, podendo operar desde 4.0V até 6.0V, e está disponível em três faixas de temperatura de operação: 0°C a +70°C; -40°C a +85°C e -40°C a +125°C. Pode operar desde frequências reduzidas, da ordem de dezenas de kHz, até o máximo de 4MHz, 10MHz ou 20MHz, dependendo da série do componente.

Ele também possui uma série de dispositivos internos, incluindo uma porta serial, 3 temporizadores/contadores e um módulo CCP (*Capture/Compare/PWM*), sendo que apenas os temporizadores e o módulo CCP são de interesse para este projeto. Sua memória de programa com 2K (2.000 posições) de capacidade de armazenamento é mais do que suficiente para abrigar toda a programação que será usada no projeto e, dos 128 bytes que constituem a memória de dados, pouco mais de 1% é efetivamente utilizado pelo programa do reator.

A seguir, o módulo CCP do PIC16C62B será estudado em mais detalhes.

5.3.2. Módulo CCP [30,33]

Duas especificações são necessárias e suficientes para definir a operação de um modulador PWM: o período e a razão cíclica. No caso do módulo PWM embutido no PIC, tanto o período quanto a razão cíclica são controlados por registradores específicos na memória, podendo ser alterados a qualquer momento pelo programa.

Pelo fato do microcontrolador se tratar de um dispositivo digital, nem o período nem a razão cíclica podem variar de maneira contínua mas sim em passos, degraus de variação. A amplitude desses degraus de variação ou, em outras palavras, a granularidade do ajuste tanto do período quanto da razão cíclica estão intimamente ligados à frequência de operação do microcontrolador, que define também a frequência máxima (ou o período mínimo) de operação do PWM. Este compromisso entre precisão de variação e frequência de operação do PIC será discutido mais à frente neste relatório.

O PIC16C62B possui um módulo CCP (*Capture/Compare/PWM*) que contém um registrador de 16 *bits* que pode operar como um registro de captura de 16 *bits*, um registro de comparação de 16 *bits* ou um registro de razão cíclica do PWM, do tipo mestre/escravo. O módulo CCP do PIC é configurado para operar no modo PWM através do registrador CCP1CON. A base de tempo para o módulo PWM é o temporizador 2 (TMR2), de maneira que o TMR2 também deve estar adequadamente configurado, através do registrador T2CON. Outros registradores envolvidos na operação do PWM são o registro TRISC (por meio do qual o pino RC2 — saída do PWM — deve ser configurado como pino de saída), o registro PR2 e o registro CCPR1L.

A Fig. 5.2 mostra o diagrama em blocos simplificado do módulo PWM do PIC16C62B.

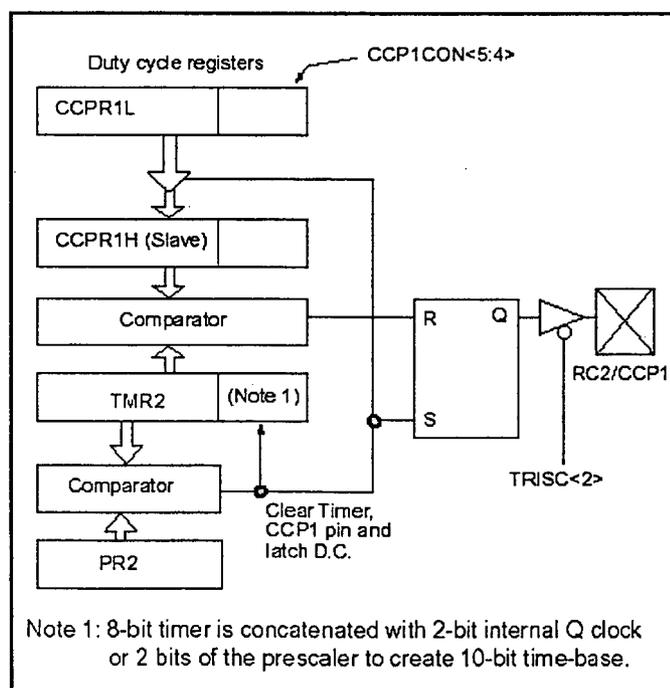


Figura 5.2: Diagrama em blocos simplificado do módulo PWM.

Quando TMR2 se iguala a PR2, os próximos três eventos ocorrem no próximo ciclo de incremento do TMR2:

- TMR2 é zerado;
- o pino CCP1 é setado (exceção: se a razão cíclica do PWM for igual a zero, o pino não será setado);
- a razão cíclica do PWM é copiada do registro CCPR1L para o registro CCPR1H.

Por sua vez, quando o registro CCPR1H e o *latch* de 2 *bits* coincidem com o valor de TMR2 concatenado com um *clock* de 2 *bits* interno, ou com os 2 *bits* do *prescaler* do TMR2, o pino CCP1 é resetado.

Desta forma, o período do PWM é definido pelo registrador PR2 e pelo fator de *prescaler* do temporizador 2 (TMR2), que gera a base de tempo para o PWM. Este período também depende, obviamente, da frequência de operação do microcontrolador, como evidencia a expressão (5.1).

$$\text{período PWM} = [(PR2)+1] \cdot 4 \cdot T_{OSC} \cdot (\text{fator de prescaler do TMR2}) \quad (5.1)$$

sendo:

T_{OSC} o inverso da frequência de operação do PIC.

O registrador PR2 possui 8 *bits*, de forma que pode conter valores de 0 a 255. O fator de *prescaler* do TMR2 pode assumir os seguintes valores: 1, 4 ou 16. Este fator deve ser escolhido de maneira que, para o período do PWM desejado e para uma dada frequência de operação do microcontrolador (um dado T_{OSC}), o valor encontrado para PR2 seja máximo, sem contudo ultrapassar o limite de 255.

A razão cíclica, por sua vez, é ajustada através do conjunto formado pelo registrador CCPR1L e pelos *bits* 5 e 4 do registrador CCP1CON, formando um registrador “virtual” de 10 *bits*, onde CCPR1L contém a porção mais significativa e os dois *bits* de CCP1CON contém a parte menos significativa. A equação (5.2) demonstra como a razão cíclica pode ser determinada.

$$\text{razão cíclica PWM} = \frac{(\text{CCPR1L} : \text{CCP1CON} < 5 : 4 >)}{[(PR2)+1] \cdot 4} \quad (5.2)$$

A razão cíclica pode variar de 0 a 1. Caso o resultado da equação (5.2) seja maior do que 1, a razão cíclica efetiva será 1.

5.3.3. Exemplo de Cálculo

Para demonstração do uso das equações (5.1) e (5.2), considere-se um modulador PWM com as especificações do reator.

$$\text{frequência} = 33\text{kHz} \Rightarrow \text{período} = \frac{1}{33 \cdot 10^3} \approx 30,3\mu\text{s}$$

$$\text{razão cíclica} = 0,5$$

Considere-se também que a frequência de operação (*clock*) do microcontrolador é igual a 4MHz.

$$f_{\text{osc}} = 4\text{MHz} \Rightarrow T_{\text{osc}} = \frac{1}{4 \cdot 10^6} = 0,25\mu\text{s}$$

Primeiramente, aplicando a equação (5.1):

$$30,3 \cdot 10^{-6} = [(PR2) + 1] \cdot 4 \cdot 0,25 \cdot 10^{-6} \cdot (1) \Rightarrow PR2 = 29,3(29)$$

Ou seja, utilizar-se-á um valor de PR2 igual a 29 (este valor deve ser um número inteiro) e um fator de *prescaler* para o TMR2 de 1. Desta forma, o valor da frequência efetivamente obtido com o uso do módulo PWM do microcontrolador é:

$$\text{frequência} = \frac{1}{\text{período}} = \frac{1}{(29 + 1) \cdot 4 \cdot 0,25 \cdot 10^{-6} \cdot 1} \approx 33,33\text{kHz}$$

A seguir, recorrendo à equação (5.2):

$$0,5 = \frac{(\text{CCPR1L} : \text{CCP1CON} < 5 : 4 >)}{(29 + 1) \cdot 4} \Rightarrow (\text{CCPR1L} : \text{CCP1CON} < 5 : 4 >) = 60$$

Desmembrando o “registro virtual” (CCPR1L : CCP1CON < 5 : 4 >):

$$(\text{CCPR1L} : \text{CCP1CON} < 5 : 4 >) = 60_{10} = 0000111100_2$$

$$(\text{CCP1CON} < 5 : 4 >) = 00_2 = 0_{10}$$

$$\text{CCPR1L} = 00001111_2 = 15_{10}$$

Desta forma, para que se obtenha, a partir de um microcontrolador PIC16C62B operando a 4MHz, um sinal PWM com frequência de 33,33kHz e razão cíclica de 0,5, os registradores do PIC devem ser programados da seguinte maneira:

$$\begin{aligned} PR2 &= 29 \\ (\text{fator de prescaler do TMR 2}) &= 1 \\ CCP1IL &= 15 \\ (\text{CCP1CON} < 5 : 4 >) &= 00_2 \end{aligned}$$

Supondo que a razão cíclica desejada seja de 0,2 e utilizando novamente a equação (5.2), tem-se:

$$0,2 = \frac{(\text{CCP1IL} : \text{CCP1CON} < 5 : 4 >)}{(29 + 1) \cdot 4} \Rightarrow (\text{CCP1IL} : \text{CCP1CON} < 5 : 4 >) = 24$$

Desmembrando $(\text{CCP1IL} : \text{CCP1CON} < 5 : 4 >)$ encontra-se:

$$\begin{aligned} (\text{CCP1IL} : \text{CCP1CON} < 5 : 4 >) &= 24_{10} = 0000011000_2 \\ (\text{CCP1CON} < 5 : 4 >) &= 00_2 = 0_{10} \\ \text{CCP1IL} &= 00000110_2 = 6_{10} \end{aligned}$$

Ou seja, a nova configuração dos registradores é:

$$\begin{aligned} PR2 &= 29 \\ (\text{fator de prescaler do TMR 2}) &= 1 \\ \text{CCP1IL} &= 6 \\ (\text{CCP1CON} < 5 : 4 >) &= 00_2 \end{aligned}$$

5.3.4. Frequência de Operação do Microcontrolador

O microcontrolador PIC16C62B mostra-se também bastante versátil com relação às diversas opções de construção de seu oscilador (*clock*). Ao nível mais básico, o *clock* provê um intervalo de temporização para acomodar os tempos de subida do circuito e permitir que os dados estabilizem antes de serem processados. Isto é um processo síncrono. No projeto do reator, o *clock* também é vital nas operações de temporização, como a partida e dimerização progressivas e tempo de espera para início da dimerização. Além disto, como já mencionado, o *clock* serve como base de tempo para o módulo PWM.

Os microcontroladores PIC na verdade contém quatro osciladores completos que podem ser selecionados durante a programação do componente. São eles:

- RC (*resistor capacitor* – resistor e capacitor);
- LP (*low power* – baixa potência);
- XT (cristal $\leq 4\text{MHz}$);
- HS (*high speed* – alta velocidade).

O **oscilador RC** é do tipo relaxação, similar ao popular circuito integrado 555. Esta opção é a mais barata, mas, ao mesmo tempo que a frequência máxima é limitada a 4MHz, a frequência de operação é função dos valores do resistor e do capacitor externos, da tensão de alimentação, da temperatura de operação do microcontrolador e está sujeita às variações paramétricas do processo de fabricação dos componentes. Desta forma, esta opção é inaceitável para o projeto devido à imprevisibilidade dos resultados e à estrita dependência com a temperatura.

O **oscilador LP** foi concebido para trocar velocidade por baixo consumo do microcontrolador. Como sua frequência está limitada a algumas centenas de quilohertz, o oscilador LP também não pode ser considerado viável para o reator.

O **oscilador XT** foi projetado para dar um compromisso entre performance em alta frequência e consumo de corrente modesto. Ele pode ser usado para frequências de até 4MHz, de forma que não pode ser descartado para o projeto.

O **oscilador HS** foi concebido para prover máximo ganho e resposta em frequência. O consumo de corrente é, conseqüentemente, maior. Assim, este oscilador dá ao PIC a capacidade de operar em frequências até 20MHz.

A escolha entre qual dos osciladores a ser usado depende, portanto, da frequência de *clock* desejada para o microcontrolador. Para frequências até 4MHz o oscilador XT é a opção mais natural, enquanto que para frequências mais elevadas a única solução possível é o uso do oscilador HS.

A tomada de decisão, neste caso, deve basear-se em dois aspectos: viabilidade de operação do módulo PWM para uma dada frequência de *clock* e consumo de corrente permitido para o microcontrolador. Por um lado, como já foi mencionado, existe um compromisso entre a precisão de variação da razão cíclica do PWM e a frequência de operação do PIC: quanto maior esta frequência, mais fino poderá ser o ajuste da razão cíclica. Por outro lado, o microcontrolador exhibe um aumento do consumo de corrente à

medida que a sua frequência de operação é estendida. Este aumento no consumo torna-se ainda mais substancial quando da mudança do modo XT para o modo HS, necessária quando a frequência de operação ultrapassa 4MHz. E há, ainda, a questão da compatibilidade eletromagnética e dos problemas a ela relacionados, que tendem a agravar-se com o aumento da frequência de *clock*.

Desta forma, a frequência de operação do PIC, no projeto do reator, foi fixada em 4MHz, valor que garante a operação satisfatória do módulo PWM e, ao mesmo tempo, estabelece um perfil de consumo do microcontrolador adequado aos requisitos do projeto.

5.3.5. Técnicas para Redução do Consumo de Corrente

A redução do consumo de corrente do microcontrolador PIC pode ser conseguida de várias formas. Esta redução pode ocorrer: através da redução da tensão de alimentação, na escolha de uma frequência e configuração do oscilador adequadas ao projeto, e na utilização criteriosa dos periféricos internos do microcontrolador. A Fig. 5.3 e Fig. 5.4 apresentam gráficos que representam estas características para dois modos distintos de operação.

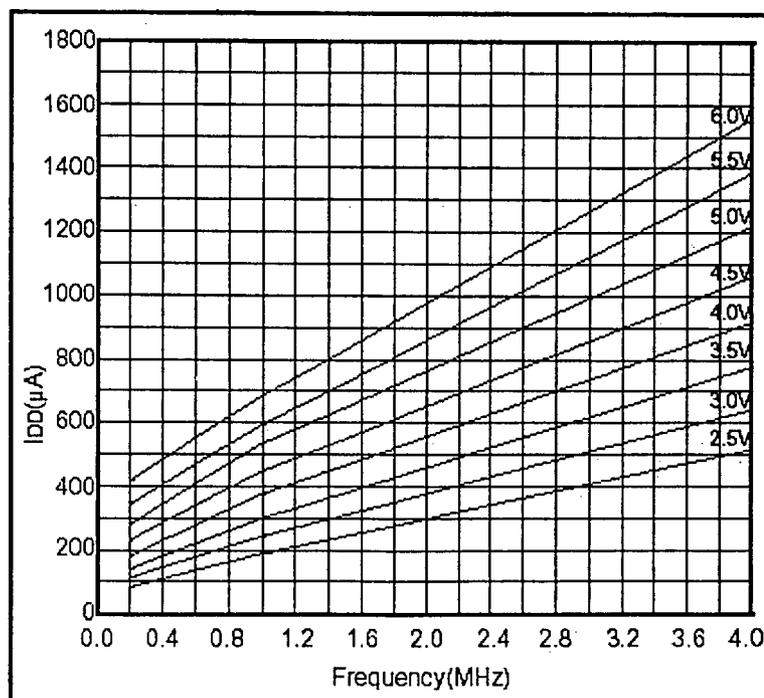


Figura 5.3: Corrente de alimentação típica (I_{DD}) vs. frequência (modo XT, 25°C) [31].

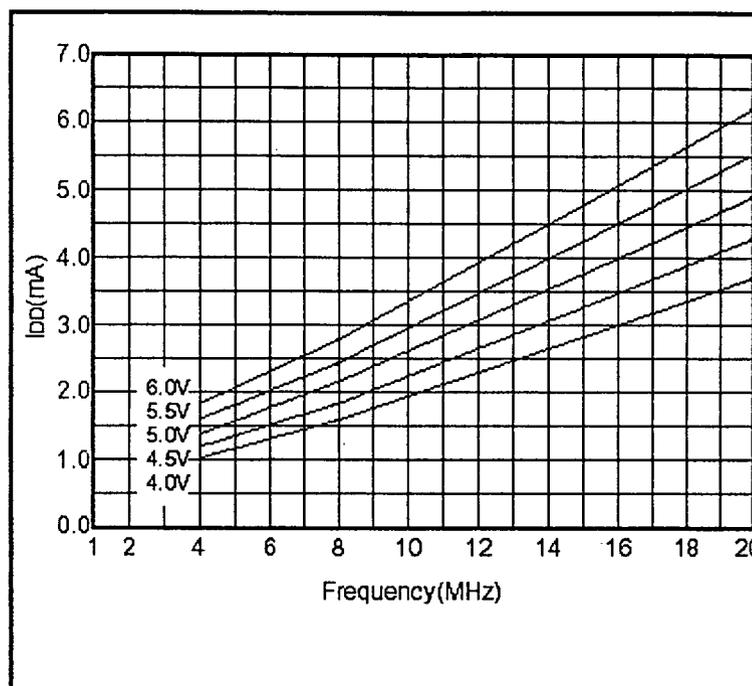


Figura 5.4: Corrente de alimentação típica (I_{DD}) vs. frequência (modo HS, 25°C) [31].

No projeto do reator decidiu-se alimentar o PIC com uma tensão de 5V, por questões de confiabilidade e pelo fato de uma eventual redução neste valor não representar um decréscimo significativo na corrente consumida pelo microcontrolador. Os motivos que levaram à escolha do oscilador XT operando a 4MHz já foram discutidos na seção anterior e, de fato, a redução da frequência de *clock*, de 20MHz — valor inicialmente adotado — para 4MHz, resultou numa melhoria expressiva do consumo de corrente. A “utilização criteriosa dos periféricos internos” constitui em restringir seu uso apenas aos periféricos indispensáveis ao funcionamento do sistema, enquanto os demais são mantidos desligados. No caso do programa do reator, por exemplo, os temporizadores TMR0 e *watchdog* e a interface serial são mantidos desligados.

Além dos procedimentos já descritos, outra providência tomada para redução do consumo do microcontrolador no projeto foi a ligação de todos os pinos de entrada, não utilizados no reator, ao potencial V_{DD} (5V). Os pinos de entrada do microcontrolador, quando “flutuando”, provocam consumo adicional de corrente devido às comutações nos *buffers* de entrada digitais.

5.3.6. Proteção de Código

Os microcontroladores PIC oferecem ao projetista a opção de proteção de código. Isto significa que, uma vez gravado o PIC com esta proteção, leituras subsequentes de qualquer parte do conteúdo gravado tornam-se impossíveis.

A proteção de código é opcional, sendo habilitada através de bits de configuração específicos do microcontrolador. Em outras palavras, a escolha pela proteção de código é feita no ato da gravação do PIC, não podendo ser alterada após a gravação, nem pelo próprio programa executado pelo microcontrolador.

Durante a gravação dos microcontroladores que foram utilizados no protótipo, a proteção de código foi habilitada. Isto impede, como já foi mencionado anteriormente, o acesso à tecnologia por parte de terceiros.

5.4. SEQUÊNCIA DE OPERAÇÃO DO REATOR

A seqüência de operação do reator, como mostrada no fluxograma da Fig. 5.5, será resumida a seguir.

Quando o circuito é energizado, o microcontrolador inibe os pulsos de disparo por 10 minutos. Este atraso de partida é programado para garantir que, em caso de falha momentânea na tensão de alimentação da rede, a lâmpada não seja religada enquanto ainda está quente. A ignição da lâmpada a quente exige pulsos de alta-tensão bem maiores, o que causa desgastes extras dos componentes do reator. Por isso deseja-se evitar a partida a quente.

Após os 10 minutos iniciais, a partida é progressiva, isto é, a razão cíclica cresce desde 0,0 até 0,5 (potência nominal) em um determinado intervalo de tempo. Este intervalo é da ordem de um segundo.

Após seis horas trabalhando com potência nominal, a razão cíclica decresce linearmente de 0,5 a 0,2 (potência reduzida) no intervalo de 10 minutos. É importante ressaltar que a redução da razão cíclica deve ser lenta. Se ela variar de forma muito rápida, a extinção do arco da lâmpada pode ocorrer.

O reator permanecerá operando a uma potência reduzida até o desligamento do sistema.

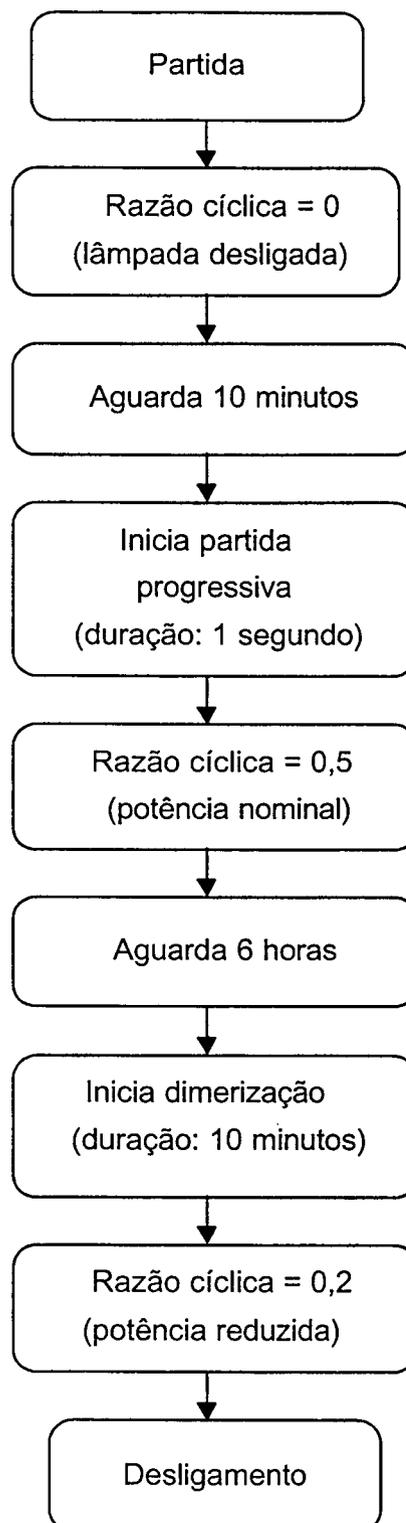


Figura 5.5: Fluxograma da operação do microcontrolador.

Finalmente, a Fig. 5.6 traz a síntese do funcionamento do sistema, descrito pelo fluxograma, em forma de diagrama de tempos. Estes tempos são apenas um exemplo de funcionamento, que pode ser modificado de acordo com a aplicação e com a região do país onde o reator será utilizado.

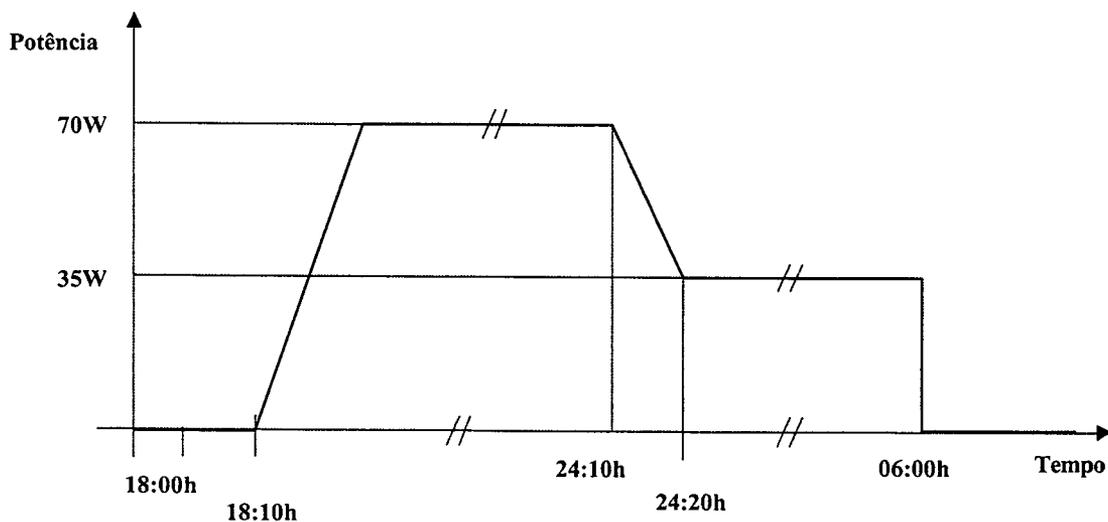


Figura 5.6: Exemplo de diagrama de tempos do reator.

5.5. CONCLUSÃO

A escolha do microcontrolador mostrou-se bastante apropriada à aplicação de controle de potência de uma lâmpada de vapor de sódio. A utilização do PIC permitiu a preservação da simplicidade do circuito originalmente proposto, pois o microcontrolador requer um número mínimo de componentes externos para o seu funcionamento. Além disto, o microcontrolador é altamente confiável e permite a realização de alterações significativas no funcionamento do reator, somente através da modificação do seu programa, sem exigir mudanças adicionais no circuito.

CONCLUSÃO GERAL

Este trabalho apresentou a proposta de duas estruturas de reatores eletrônicos para serem utilizadas na alimentação de lâmpadas de vapor de sódio de 70W.

A importância de se estudar novas estruturas de reatores para este tipo de lâmpada está no fato de que as lâmpadas de vapor de sódio estão se tornando cada vez mais populares e já constituem a maior parte das lâmpadas para iluminação pública. A popularidade das lâmpadas de vapor de sódio deve-se ao fato delas serem econômicas e eficientes, dentre outros benefícios.

A grande maioria das lâmpadas ainda opera com reatores magnéticos, porém, cada vez mais, os reatores eletrônicos serão utilizados, a exemplo do que ocorreu para as lâmpadas fluorescentes. No Brasil, ainda não há muitas empresas que fabriquem reatores eletrônicos para lâmpadas de vapor de sódio, daí a necessidade de se desenvolver novas tecnologias nesta área.

Os dois reatores propostos neste trabalho utilizam a mesma técnica de correção de fator de potência, a passiva. A solução passiva foi escolhida por ser mais barata e mais robusta, o que são fatores de peso na escolha da tecnologia de um reator pois, ao contrário do que ocorre em vários equipamentos para telecomunicações, por exemplo, onde o custo do pré-regulador é muito pequeno se comparado ao produto completo, o reator deve ter o menor custo possível para que possa concorrer com os reatores tradicionais, que sempre serão mais baratos e confiáveis.

O pré-regulador passivo teve um desempenho muito satisfatório, resultando num fator de potência elevado a um custo pequeno e com um circuito extremamente simples. Este bom desempenho pode ser observado através das formas de onda experimentais que confirmaram todo o estudo realizado. A corrente de entrada tem uma distorção harmônica baixa e o fator de potência foi maior que 0.97 para ambos os reatores. O único inconveniente desta solução é o volume do indutor do filtro de entrada e as perdas no mesmo, que foram praticamente metade das perdas totais do reator.

O reator baseado no inversor simétrico caracterizou-se pela extrema simplicidade do circuito de comando, baseado unicamente num *driver* auto-oscilante. É importante ressaltar a quase inexistência de uma fonte auxiliar para o comando, já que a fonte é formada unicamente por um resistor. Este reator teve perda total de aproximadamente 10W o que, para uma potência baixa, como é a de 70W, representa um decréscimo razoável no

rendimento da estrutura, que foi de aproximadamente 88%. Para aplicações em potências mais elevadas, o valor absoluto das perdas não deve aumentar significativamente, o que deve resultar em rendimentos melhores.

A estrutura do reator baseado no inversor assimétrico foi proposto para que fosse possível controlar a luminosidade da lâmpada. Esta função especial do reator é mais um atrativo para que ele seja competitivo, já que o custo inicial do investimento com a troca dos reatores pode ser, em pouco tempo, compensado pela economia de energia.

Este inversor foi o maior desafio de todo o projeto, pois traz uma forma inédita de controle da potência da lâmpada, através da variação da razão cíclica dos interruptores. Esta técnica preserva a comutação suave dos interruptores em toda a faixa de operação, o que é de extrema importância para a vida útil do reator. Todo o controle da variação da razão cíclica ficou a cargo de um microcontrolador do tipo PIC. A incorporação do microcontrolador ao circuito, tornou-o mais preciso e confiável. Além disto, os microcontroladores do tipo PIC são baratos e de fácil programação. Também é muito importante ressaltar que eventuais mudanças que sejam necessárias no funcionamento do reator como, por exemplo, mudança da taxa de variação da potência ou do tempo em que o reator opera em cada degrau de potência, podem ser facilmente realizadas através da mudança do *software* sem a necessidade de nenhuma modificação de *hardware*. Outro fato importante é que os reatores operam numa frequência livre de ressonância acústica.

Ainda é necessária a realização de estudos de compatibilidade eletromagnética dos reatores para colocá-los em conformidade com as normas vigentes e, talvez, também seja necessária a implementação de algum tipo de circuito de proteção para os interruptores na partida a quente da lâmpada. Antes que ambas as estruturas se tornem produtos no mercado, ainda há algumas questões relacionadas à engenharia de produto a serem discutidas, mas, em linhas gerais, toda a concepção das estruturas já está bem fundamentada e ambas mostraram ser perfeitamente adequadas à aplicação.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] ADAMS, Jonathan. *Bootstrap Component Selection for Control IC's*. Design Tips (DT 98-2), International Rectifier, Kansas, Estados Unidos, 1999.
- [2] ANDRÉ, Anderson Soares. *Reator para Lâmpada de Vapor Metálico de 150W*. Relatório Interno. INEP/UFSC. Dezembro de 2000.
- [3] BARBI, IVO; SOUZA, ALEXANDRE F.. *Correção de Fator de Potência de Fontes de Alimentação*. Apostila – Publicação Interna INEP/EEL. UFSC, Florianópolis, 1995.
- [4] BARBI, Ivo. *Eletrônica de Potência*. 3ª Edição. Florianópolis, SC. Edição do Autor, 2000.
- [5] BARBI, Ivo. *Projeto de Fontes Chaveadas*. 1ª Edição. Florianópolis, SC. Edição do Autor, 2001.
- [6] BASCOPE, René P. T.. *Circuitos Integrados Driver da "International Rectifier"*. Relatório Interno. INEP/UFSC. Junho de 1995.
- [7] BASCOPE, René P. T.. *Determinação do Ponto de Operação de uma Lâmpada de Vapor de Sódio de Alta Pressão de 250W*. Relatório Interno. INEP/UFSC. Agosto de 1999.
- [8] CHEY, Chris. PARRY, John. *Managing Transients in Control IC Driven Power Stages*. Design Tips (DT 97-3), International Rectifier, Kansas, Estados Unidos, 2000.
- [9] COELHO, Kefas Damazio. *Estudo de uma Fonte Ininterrupta de Corrente Contínua de Baixa Potência Gerenciada por um Microcontrolador*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – INEP/EEL, UFSC, Florianópolis, 2001.
- [10] FERRERO, F.J.; BLANCO, C.; PÉREZ, A.; VEGA, M.G.; SECADES, M.R. *A Pspice Model for HPS Lamps Operated at High Frequency*. In: IEEE IAS 00 (Outubro 2000: Roma, Itália). *Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference*. Roma, 2000, pp. 3423-3426.
- [11] GROOT, J.J.; VLIET, J.A.J.M.. *The High-Pressure Sodium Lamp*. Philips Technical Library, 1986.

- [12] HOUK, Tick. *Choosing the Correct Dropping Resistor Value for the IR2151/IR2152/IR2155 Control IC's*. Design Tips (DT 94-10A), International Rectifier, Kansas, Estados Unidos.
- [13] KILGENSTEIN, Otmar. *Switched-Mode Power Supplies in Practice*. John Wiley & Sons Ltd. Julho, 1991.
- [14] LASKAI, Laszlo. ENJETI, Prasad. PITEL, Ira J.. *A Unity Power Factor Electronic Ballast for Metal Halide Lamps*. In: IEEE APEC 94 (Fevereiro 1994: Orlando, FL). *APEC'94 Proceedings*. Orlando, FL, 1994, pp. 31-37.
- [15] MATAKAS, Lourenço Júnior. *Retificadores Especiais*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – EPUSP/EEL, USP, São Paulo , 1988.
- [16] OCHOA, Alfred. LARA, Alex. GONZALEZ, Gabriel. *Long Life Incandescent Lamps Using SIDACs*. Application Note (AND 8015/D), ON Semiconductor. <http://onsemi.com>, Denver, Estados Unidos, 2000.
- [17] PARRY, John. *Technical Overview of IR215x Products*. Design Tips (DT 98-4), International Rectifier, Kansas, Estados Unidos.
- [18] REDL, Richard. PAUL, Jon D.. *A New High-Frequency and High-Efficiency Electronic Ballast for HID Lamps: Topology, Analysis, Design and Experimental Results*. In: IEEE APEC 99(Março 1999: Dallas). *APEC'99 Proceedings*. Dallas, 1999, pp. 486-492.
- [19] VAN TICHELEN, Paul. WEYEN, Dominique. GEENS, Rudy, et al. *A Novel Dimmable Electronic Ballast for Street Lighting with HPS Lamps*. In: IEEE IAS 00 (Outubro 2000: Roma, Itália). *Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference*. Roma, 2000, pp. 3419-3422.
- [20] WOOD. Peter N. LIMJUCO, Gerry. *Simple Electronic Ballast Using IR2155 MOS Gate Driver*. Design Tips (DT 94-3A), International Rectifier, Kansas, Estados Unidos.
- [21] *HV Floating MOS-Gate Driver IC's*. Application Note (AN 978), International Rectifier, Kansas, Estados Unidos.
- [22] *IR2111 Half-Bridge Driver*. Datasheet. International Rectifier. <http://www.irf.com>, 1999.

- [23] *IR2153 Self-Oscillating Half-Bridge Driver*. Datasheet. International Rectifier. <http://www.irf.com>, 1999.
- [24] *IRF740 HEXFET Power MOSFET*. Datasheet. International Rectifier. <http://www.irf.com>, 1999.
- [25] *IRF840 HEXFET Power MOSFET*. Datasheet. International Rectifier. <http://www.irf.com>, 1999.
- [26] *Low Power Design Using PICmicro™ Microcontrollers*. Application Note (AN606), Microchip Technology Inc.. <http://www.microchip.com>, 1997.
- [27] *Maximizing the Latch Immunity of the IR2151 & IR2152 in Ballast Applications*. Design Tips (DT 94-9), International Rectifier, Kansas, Estados Unidos.
- [28] *MKP3V120, MKP3V240 – SIDAC High Voltage*. Datasheet. ON Semiconductor. <http://onsemi.com>, Denver, Estados Unidos, 2000.
- [29] *PICmicro™ Microcontroller Oscillator Design Guide*. Application Note (AN588), Microchip Technology Inc.. <http://www.microchip.com>, 1997.
- [30] *PIC16C62B/72A - 28-Pin 8 Bit CMOS Microcontrollers*. Datasheet. Microchip Technology Inc.. <http://www.microchip.com>, 1999.
- [31] *PIC16C7X - 8 Bit CMOS Microcontrollers with A/D Converter*. Datasheet. Microchip Technology Inc.. <http://www.microchip.com>, 1997.
- [32] *The IESNA Lighting Handbook: Reference and Application. Illuminating Engineering Society of North America*. 9th Edition, 2000.
- [33] *Using the CCP Module(s)*. Application Note (AN594), Microchip Technology Inc. <http://www.microchip.com>, 1997.