

ROMEU HAUSMANN

**SISTEMA INTELIGENTE DE ILUMINAÇÃO PARA
DUAS LÂMPADAS FLUORESCENTES DE 40W**

FLORIANÓPOLIS

2000

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**SISTEMA INTELIGENTE DE
ILUMINAÇÃO PARA DUAS LÂMPADAS
FLUORESCENTES DE 40W**

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

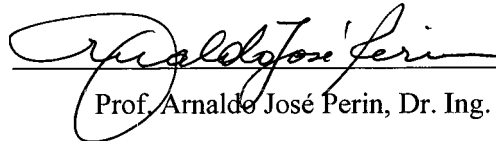
ROMEU HAUSMANN

Florianópolis, dezembro de 2000.


SISTEMA INTELIGENTE DE ILUMINAÇÃO PARA DUAS LÂMPADAS FLUORESCENTES DE 40W

ROMEU HAUSMANN

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

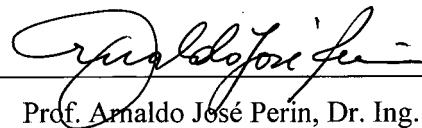

Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

Orientador

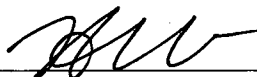

p/ Aginaldo Silveira e Silva, Ph.D.

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:


Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

Presidente


Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.


Prof. Alexandre Ferrari de Souza, Dr.

Para Elisa e Vivian,
com muito amor e gratidão.

AGRADECIMENTOS

Agradeço à Deus por ter me dado saúde e proteção durante toda esta caminhada.

Especialmente ao professor Arnaldo José Perin, meu orientador, cuja inteligência, competência e companheirismo conheci e passei a admirar.

Aos professores Ivo Barbi e Alexandre Ferrari de Souza - membros da banca e meus professores na fase de créditos – pelas valiosas contribuições ao meu trabalho e à minha formação.

Aos professores Denizar Cruz Martins, Enio Valmor Kassick, Hari Bruno Mohr e João Carlos dos Santos Fagundes – professores do INEP – por toda ajuda recebida.

Meu muito obrigado também aos engenheiros José Augusto, Kefas Damazio, Luis Tomaselli, Paulo André, Sérgio Vidal e Yales Novaes pelas discussões, sugestões e amizade compartilhada durante estes dois anos.

Agradecimento especial ao Eng^o Anderson S. André e ao Ricardo L. Alves pelas sugestões e ajuda recebidas durante a execução do trabalho.

Aos integrantes do INEP, que sempre estiveram dispostos a prestar sua colaboração.

Ao CNPQ pelo auxílio financeiro.

E principalmente tenho que agradecer minha família. Especialmente à minha esposa Elisa, que sempre deu seu apoio incondicional durante este período.

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

SISTEMA INTELIGENTE DE ILUMINAÇÃO PARA DUAS LÂMPADAS FLUORESCENTES DE 40W

ROMEU HAUSMANN

Dezembro/2000

Orientador: Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência.

Palavras-chave: reatores eletrônicos, inversor, controle de luminosidade, PFC,

Número de Páginas: 137

RESUMO: Trata-se de um sistema de iluminação para duas lâmpadas fluorescentes de 40W. É composto por um estágio de correção de fator de potência, inversor meia-ponte ressonante para o acionamento das lâmpadas, circuito para detecção de presença e sensor para o controle de luminosidade. Inicialmente, apresenta-se um estudo comparativo envolvendo os principais sensores de luminosidade disponíveis comercialmente. São também apresentados os métodos mais empregados na detecção de presença. A seguir é apresentada a análise do pré-regulador *boost* operando no modo de condução crítica, para tensão de alimentação desde 90 até 260V. Esta análise compreende equacionamento, exemplo de projeto e simulação. Na sequência, apresenta-se a análise do inversor meia-ponte ressonante seguido de exemplo de projeto e simulação. Para o comando, controle e proteção do inversor ressonante é empregado um microcontrolador, o qual também tem seu funcionamento analisado. Na sequência, é apresentado um estudo sobre fontes auxiliares para a estrutura proposta, contendo as principais alternativas encontradas na bibliografia, com suas vantagens e desvantagens. E, para finalizar, são mostrados os resultados experimentais contendo as principais formas de onda que caracterizam o funcionamento da estrutura. Com isto valida-se a metodologia empregada.

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

INTELLIGENT LIGHTING SYSTEM TO TWO 40W FLUORESCENT LAMPS

ROMEU HAUSMANN

December/2000

Advisor: Arnaldo José Perin.

Area of Concentration: Power Electronics.

Keywords: electronic ballast, resonant inverters, lighting control, PFC.

Number of Pages: .

ABSTRACT: This work presents a dual 40W fluorescent lamp lighting system. This converter consists in a power factor correction stage, a half-bridge resonant inverter, a detection motion circuit and a lighting control sensor. It is presented a comparative study involving the main lighting sensors commercially available. The most used methods in motion detection are also mentioned. After that an analysis of the boost pre-regulator operating in the transition mode – from 90 to 260V power supply – is presented. This analysis comprises an equationment, a project example and a simulation. It is presented an analysis of a half-bridge resonant inverter, followed by an example of project and simulation. A microcontroler is used to drive, control and protect the resonant inverter, which has also been analyzed according to its operation. After that it is carried out a study about secondary power sources to the proposed structure. This study contains the main alternatives mentioned by the bibliography, showing its advantages and disadvantages. Finally, the experimental results containing the main waveforms that characterize the structure operation are showed, validating the applied methodology.

Sumário

SIMBOLOGIA	vii
INTRODUÇÃO GERAL	xi
CAPITULO 1 - Sensores de luminosidade e de presença	
1.1 - Introdução	1
1.2 - Controle de luminosidade	1
1.2.1 Controle de luminosidade para lâmpadas fluorescentes	2
1.2.2 Fotodetectores	3
1.2.3 Detectores Fotocondutivos	4
1.2.4 Detectores fotovoltaicos	5
1.2.5 Escolha do fotosensor	7
1.2.6 Tipos de fotodetectores	7
1.2.7 Critérios de seleção	10
1.3 - Detectores de presença	12
1.3.1 Infravermelho Ativo	12
1.3.2 Efeito Doppler	13
1.3.3 Infravermelho passivo	14
1.3.4. Detecção de movimento pelo sensor PIR	16
1.3.5 Princípio de Funcionamento da detecção de movimento	17
1.3.5 Sensores de infra-vermelho (IR –infra red)	18
1.3.6 Radiação eletromagnética e luz	20
1.3.7 Lentes	21
1.3.8 Projeto Eletrônico	23
1.4 - Conclusão	24
CAPITULO 2 - Estágio de Correção do Fator de Potência	
2.1 Introdução	25
2.2 Fator de Potência	25

2.3 Pré-Regulador Empregando o Conversor Boost Operando no Modo de Condução Crítica	27
2.4 Etapas de operação	28
2.5 Correção do Fator de Potência Empregando o Circuito Integrado L6560	29
2.6 Princípio de funcionamento do circuito integrado L6560	30
2.7 Descrição dos principais blocos do L6560	32
2.7.1 Circuito de alimentação interna	32
2.7.2 Amplificador de Erro e detector de sobretensão	33
2.7.3 Detecção de Corrente Zero e Estágio de Saída	35
2.7.4 Multiplicador	36
2.7.5 Comparador de Corrente e Latch	36
2.7.6 Driver	37
2.8 Dimensionamento do estágio de potência	37
2.8.1 Ponte retificadora	38
2.8.2 Capacitor de entrada	38
2.8.3 Capacitor de saída	38
2.8.4 Indutor Boost	39
2.8.5 Esforços de corrente no interruptor comandado	40
2.8.6 Esforços de corrente no diodo boost	40
2.8.7 Filtro de entrada	41
2.8.9 Filtro de EMI (Eletromagnetic Interference)	42
2.9 Exemplo de projeto	44
2.10 Resultados de simulação	54
2.11 Conclusão	59
CAPÍTULO 3 - Inversor Ressonante	
3.1 Introdução	60
3.2 Estágio Ressonante	60
3.3 Etapas de Operação	62
3.4 Análise do circuito ressonante	65
3.4.1 Transitório de partida	66
3.4.2 Análise em regime permanente	68
3.5 Metodologia de projeto do circuito ressonante	69

3.6 Exemplo de projeto	71
3.7 Comando, controle e proteção do inversor ressonante	77
3.7.1 Projeto de software e de hardware	77
3.7.2 Funcionamento da estrutura	78
3.7.3 Controle de intensidade luminosa	80
3.7.4 Controle de presença	84
3.7.5 Proteção do circuito ressonante	86
3.8 Resultados de simulação	88
3.9 Conclusão	90
CAPÍTULO 4 - Fontes de Alimentação Auxiliares	
4.1 Introdução	91
4.2 Circuitos que necessitam de fonte de alimentação	91
4.2.1 Circuito de detecção de presença	92
4.2.2 Circuito de comando/controle do conversor boost	92
4.2.3 Circuito de comando/controle do inversor ressonante	93
4.2.4 Propostas de fontes auxiliares	94
4.3 Configuração adotada para fonte de alimentação auxiliar	98
4.4 Conclusão	103
CAPÍTULO 5 - Resultados Experimentais	
5.1 Introdução	104
5.2 Diagrama esquemático	104
5.2 Principais formas de onda	108
5.3 Conclusão	117
CONCLUSÃO GERAL	118
ANEXO	120
REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA	134

SIMBOLOGIA

1. Símbolos adotados nos equacionamentos

Símbolo	Significado	Unidade
δ	<i>Coefficiente de amortecimento do filtro</i>	-
ω_c	<i>Frequência angular</i>	rad/s
ω_s	<i>Frequência angular de comutação</i>	rad/s
η	<i>Rendimento</i>	-
ϕ	<i>Ângulo de deslocamento entre tensão e corrente na rede CA</i>	°
μ_0	<i>Permeabilidade do ar</i>	-
Δ	<i>Profundidade de penetração da corrente</i>	cm
Δv_i	<i>Ondulação de alta frequência na tensão na entrada</i>	V
Δv_o	<i>Ondulação da tensão na saída do barramento CC</i>	V
ΔV_{om}	<i>Máximo valor de sobretensão admissível na saída do conversor boost</i>	V
A_e	<i>Área da perna central do núcleo</i>	cm ²
$A_e A_w$	<i>Produto das áreas</i>	cm ⁴
A_w	<i>Área da janela do núcleo</i>	cm ²
B	<i>Densidade de fluxo máxima</i>	T
B_w	<i>Largura da banda de frequência que controla a realimentação do conversor boost</i>	Hz
B_{max}	<i>Máxima densidade de fluxo</i>	T
C_{eq}	<i>Capacitância equivalente da associação série de Cs e Cp</i>	F
C_f	<i>Capacitância do capacitor do filtro de entrada</i>	F
C_{in}	<i>Capacitância do capacitor de entrada</i>	F
C_o	<i>Capacitância do capacitor de saída do barramento CC</i>	F
C_p	<i>Capacitância do capacitor ressonante paralelo</i>	F
C_s	<i>Capacitância do capacitor ressonante série</i>	F
D	<i>Razão cíclica</i>	-
D_{min}	<i>Mínima razão cíclica</i>	-
E	<i>Tensão no barramento CC</i>	V
F	<i>Frequência de entrada do retificador</i>	Hz
f	<i>Frequência da rede</i>	Hz
f_r	<i>Frequência de ressonância no transitório de partida</i>	Hz
f_{RR}	<i>Frequência de ressonância em regime permanente</i>	Hz
f_{RT}	<i>Frequência de ressonância no transitório de partida</i>	Hz
f_s	<i>Frequência de comutação</i>	Hz
f_{sw}	<i>Frequência de comutação</i>	Hz
$F_{sw(min)}$	<i>Mínima frequência de comutação</i>	Hz
I_D	<i>Corrente de dreno do interruptor Mosfet</i>	A
$I_{D(rms)}$	<i>Corrente eficaz no diodo D1</i>	A
I_{Dbmed}	<i>Corrente média no diodo boost para um período de funcionamento</i>	A
$I_{Db(rms)}$	<i>Corrente eficaz no diodo boost para um período de funcionamento</i>	A
$I_{i(pk)}$	<i>Corrente máxima de entrada</i>	A
I_{ipk}	<i>Corrente de pico no indutor boost</i>	A
$I_{ipk(max)}$	<i>Corrente de pico máxima no indutor boost</i>	A

Símbolo	Significado	Unidade
I_{lr}	<i>Corrente no indutor ressonante</i>	A
I_{Lrmax}	<i>Corrente máxima no indutor ressonante</i>	A
I_{Lrrms}	<i>Corrente eficaz no indutor ressonante</i>	A
I_{lrms}	<i>Corrente eficaz no indutor boost</i>	A
I_{LRMS}	<i>Valor eficaz da corrente de operação da lâmpada</i>	A
I_{T1max}	<i>Corrente máxima no interruptor T1 do inversor ressonante</i>	A
I_{T2max}	<i>Corrente máxima no interruptor T2 do inversor ressonante</i>	A
I_o	<i>Corrente média de carga</i>	A
I_{rms}	<i>Corrente eficaz de entrada para um semiciclo da rede</i>	A
$I_{rms(max)}$	<i>Valor máximo da corrente eficaz de entrada para um semiciclo da rede</i>	A
I_{Rspk}	<i>Corrente máxima que flui através do sensor de corrente do conversor boost</i>	A
I_{Tmed}	<i>Corrente média no interruptor controlado para um período de funcionamento</i>	A
I_{Trms}	<i>Corrente eficaz no interruptor controlado para um período de funcionamento</i>	A
I_{T1rms}	<i>Corrente eficaz no interruptor T1 do inversor ressonante</i>	A
I_{T2rms}	<i>Corrente eficaz no interruptor T2 do inversor ressonante</i>	A
J	<i>Densidade de corrente</i>	A/cm ²
J_{max}	<i>Máxima densidade de corrente</i>	A/cm ²
k	<i>Ganho do multiplicador</i>	-
K_w	<i>Fator de utilização do núcleo</i>	-
L	<i>Indutância do indutor boost</i>	H
L_b	<i>Indutância do indutor boost</i>	H
L_f	<i>Indutância do indutor de filtragem</i>	H
L_g	<i>Comprimento do entreferro</i>	mm
L_r	<i>Indutância do indutor ressonante</i>	H
N	<i>Número de espiras</i>	-
n_{cond}	<i>Número de condutores</i>	-
P_i	<i>Máxima potência de entrada</i>	W
P_o	<i>Máxima potência de saída</i>	W
R	<i>Resistência equivalente da lâmpada</i>	Ω
R_{eq}	<i>Resistência equivalente vista pelo filtro de entrada</i>	Ω
R_{DSON}	<i>Resistência de condução do interruptor Mosfet</i>	Ω
S	<i>Secção transversal</i>	Cm ²
S_{con}	<i>Secção transversal do condutor</i>	Cm ²
TDH	<i>Taxa de distorção harmônica</i>	%
t_{on}	<i>Tempo de condução do interruptor boost</i>	s
V_{ab}	<i>Componente fundamental da tensão entre os pontos a e b</i>	V
V_{ceq}	<i>Tensão sobre a capacitância equivalente</i>	V
V_{CS}	<i>Tensão sobre o sensor de corrente do conversor boost</i>	V
V_{CSpk}	<i>Máxima tensão sobre o sensor de corrente do conversor boost</i>	V
V_{Dsmax}	<i>Máxima tensão dreno-source</i>	V
V_{DST1}	<i>Tensão dreno-source no interruptor T1 do inversor ressonante</i>	V
V_{DST2}	<i>Tensão dreno-source no interruptor T21 do inversor ressonante</i>	V

Símbolo	Significado	Unidade
V_{irms}	<i>Valor eficaz da tensão de entrada</i>	V
$V_{irms(min)}$	<i>Menor valor eficaz da tensão de entrada</i>	V
$V_{irms(max)}$	<i>Maior valor eficaz da tensão de entrada</i>	V
V_{LRMS}	<i>Valor eficaz da tensão de operação da lâmpada</i>	V
V_{MULT}	<i>Tensão no pino 3 do CI L6560</i>	V
$V_{MULTpkx}$	<i>Máxima tensão no pino 3 do CI L6560</i>	V
V_o	<i>Tensão média na saída do barramento CC</i>	V
V_{out}	<i>Tensão na saída do filtro de EMI</i>	V

2. Acrônimos e abreviaturas

Símbolo	Significado
CNPQ	<i>Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico</i>
CA	<i>Corrente Alternada</i>
CC	<i>Corrente Contínua</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
INEP	<i>Instituto de Eletrônica de Potência</i>
LDR	<i>Light Dependent Resistor d 6</i>
Mosft	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
PIR	<i>Passive Infrared</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>

3. Símbolos usados nos diagramas de circuitos

Símbolo	Significado
Cf, Cin, Cp, Cs, C, Co, Cy, Cx	<i>Capacitor</i>
D, Db, Dret	<i>Diodo</i>
Dz	<i>Diodo Zener</i>
E	<i>Fonte de tensão</i>
F	<i>Fusível</i>
IC, U	<i>Circuito integrado</i>
L, Lr, Lb, Lf	<i>Indutor</i>
R, Rs, Ro, Req, Rd	<i>Resistor</i>
T	<i>Interruptor Controlado</i>
Tr	<i>Transformador</i>
Vi, Vab, Vo, V1	<i>Fonte de tensão</i>

4. Símbolos de unidades de grandezas físicas (SI)

Símbolo	Significado
Ω	<i>Ohm</i>
A	<i>Ampère</i>
F	<i>Farad</i>
H	<i>Henry</i>
Hz	<i>Hertz</i>
m	<i>Metro</i>
rad	<i>Radiano</i>
s	<i>Segundo</i>
T	<i>Tesla</i>
V	<i>Volt</i>
W	<i>Watt</i>

Introdução Geral

A diversificação das fontes energéticas e a utilização racional da energia elétrica está cada vez mais no centro das atenções em todo o mundo. Isto se deve, em parte, ao esgotamento de algumas fontes de energia e ao elevado custo de produção de outras. Em diversas partes do mundo surgem diferentes alternativas energéticas, sendo que cada qual é melhor adaptada à uma determinada característica, seja ela climática, geográfica, econômica, etc.

Um elevado percentual da energia elétrica produzida é destinado à iluminação artificial (cerca de 25%). Em virtude disso, muitos esforços são concentrados no sentido de melhorar a eficiência dos sistemas existentes e criar novas formas de iluminação artificial. Cada contribuição nesse sentido é importante, pois dificilmente haverá uma solução definitiva.

A iluminação artificial pode ser resumida em três grandes áreas:

- Iluminação de áreas externas;
- Iluminação residencial;
- Iluminação industrial/comercial.

Cada uma dessas áreas possui um tipo de iluminação que melhor se adapta às suas necessidades.

Uma grande parcela da iluminação artificial é feita a partir de lâmpadas fluorescentes. Elas possuem elevada eficiência e maior tempo de vida, se comparadas às lâmpadas incandescentes. O maior problema é a complexidade de instalação, quando comparadas às lâmpadas incandescentes, pois necessitam de um elemento que estabilize a corrente através delas e forneça a tensão necessária para sua ignição. Atualmente no Brasil, os reatores convencionais são os mais difundidos. Porém eles apresentam alguns inconvenientes, tais como:

- Ruído audível;
- Ocorrência do efeito estroboscópico;
- Elevado peso;
- Eficiência relativamente baixa.

Neste trabalho será apresentado um reator eletrônico operando em elevada frequência para o acionamento de duas lâmpadas fluorescentes tubulares de 40W. O acionamento em alta frequência faz com que haja um aumento do fluxo luminoso da lâmpada, se comparado ao acionamento em baixa frequência. Somente esta característica faz com que se tenha uma economia de 15%, considerando o mesmo fluxo luminoso [24].

Como objetivos deste trabalho, pode dizer que as características esperadas são:

- Elevado fator de potência;
- Operação em uma faixa de tensão de entrada variando desde 90 até 260V;
- Ausência de efeito estroboscópico;
- Boa reprodutibilidade;
- Custo competitivo dentro de seu segmento;
- Possibilitar a troca das lâmpadas com o circuito energizado;
- Controle automático da intensidade luminosa em função do nível de luminosidade ambiente;
- Desligar automaticamente as lâmpadas na ausência de pessoas no ambiente iluminado;
- Ausência de ruído audível;
- Baixo fator de crista sobre a lâmpada;
- Proteção de curto-circuito na saída.

Para abranger todas as características citadas este estudo é dividido em cinco capítulos.

No capítulo 1 são abordados os sensores de intensidade luminosa, com o objetivo de se obter a melhor solução para cada aplicação. Também nesse capítulo é apresentado um estudo sobre os principais métodos de detecção de presença disponíveis comercialmente.

O capítulo 2 aborda o estágio de correção do fator de potência. Este estágio deve apresentar elevado fator de potência para uma faixa de tensão de entrada compreendida desde 90 até 260V. Além do equacionamento, exemplo de projeto e simulação, será mostrado todo o circuito de controle/comando e proteção para esta estrutura.

O estágio que fará o acionamento das lâmpadas será apresentado no capítulo 3. Assim como no capítulo 2, coloca-se um exemplo de projeto baseado no equacionamento desenvolvido e valida-se a metodologia através de simulação. O circuito responsável pelo comando/controle e proteção da estrutura também são destacados neste capítulo.

No capítulo 4 mostra-se o resultado do estudo feito sobre fontes de alimentação auxiliares. Estas fontes merecem destaque, pois tem grande influência no custo total, rendimento e funcionamento da estrutura.

E, finalmente, no capítulo 5 são apresentados os resultados experimentais obtidos a partir da construção de um protótipo. Este protótipo apresenta as mesmas especificações dos exemplos de projeto e simulações feitas no decorrer dos demais capítulos. Confrontando-se os resultados experimentais com os teóricos e de simulação, pode-se verificar a validade da metodologia de projeto adotada.

Capítulo 1

Sensores de luminosidade e de presença

1.1 Introdução

Neste capítulo serão abordadas algumas técnicas para controle da intensidade luminosa, bem como os sensores mais difundidos para esta finalidade. Serão tratados aspectos relativos ao funcionamento dos sensores, suas aplicações, custo e outros pertinentes a esta aplicação.

Em um segundo momento, serão abordados os detectores de presença. Da mesma forma, como nos sensores de luminosidade, será apresentado um estudo que permita a melhor escolha para uma determinada aplicação. O circuito eletrônico necessário para o tratamento do sinal proveniente do sensor também será abordado.

1.2 Controle de luminosidade

As primeiras técnicas de controle de luminosidade foram desenvolvidas para o uso em lâmpadas incandescentes. Inicialmente os controles eram efetuados através de potenciômetros conectados em série com a lâmpada em questão, fazendo assim circular uma corrente maior ou menor por seu filamento. Por efeito disso, sua luminosidade variava proporcionalmente a esta corrente.

Essa técnica surtiu a princípio o efeito desejado, mas tinha no entanto um inconveniente: o de consumir a mesma quantidade de energia para qualquer intensidade luminosa. A explicação para isso é bastante simples, e toma por base uma das leis de Kirchoff, onde toda potência entregue a um circuito deve ser consumida por este. Com isso, independente das resistências dos componentes passivos do circuito (lâmpada e potenciômetro), a soma da energia dissipada nestes elementos será sempre a mesma, uma vez que a tensão aplicada sobre o conjunto é a mesma.

Posteriormente, um novo tipo de controle veio sanar esse problema. Com a utilização de tiristores e triacs, tornou-se possível controlar a quantidade de energia entregue a uma carga (neste caso, a lâmpada) e, com isso, a potência consumida pela mesma.

Para conseguir realizar tal operação, utilizam-se os próprios comandos de controle desses dispositivos, chamados de *gate*. Com eles, é possível estabelecer intervalos específicos de tempo nos quais esses componentes permanecerão ativos, de modo que façam a alimentação do circuito em uma parte do período.

Assim, com a limitação da tensão de entrada, obtém-se o controle de luminosidade sem o desperdício de energia, já que se pode direcionar uma quantidade específica da corrente total para o acionamento da lâmpada.

1.2.1 Controle de luminosidade para lâmpadas fluorescentes

Existem várias técnicas de controle da luminosidade, empregadas para os diversos tipos de lâmpadas. Este estudo concentrará os interesses na iluminação fluorescente.

Para o acionamento a partir de reator eletrônico, empregando um inversor meia-ponte ressonante assimétrico, tem-se a alimentação da lâmpada feita por dois transistores, como mostra a Fig. 1.1.

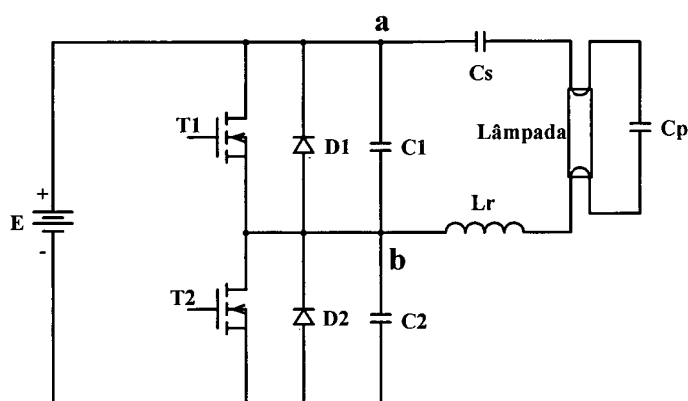


Fig. 1.1 – Esquema básico de um Reator Eletrônico.

Como se pode perceber na figura, a entrega de energia à lâmpada é feita pelos transistores $T1$ e $T2$. No entanto, para que o sistema funcione adequadamente e a

transferência de energia ocorra de modo eficiente, é necessário que esses componentes trabalhem de forma complementar e durante curtos intervalos de tempo. Ou, em outras palavras, que sejam ativados e desativados alternadamente em alta frequência.

A variação do fluxo luminoso é proporcional à potência entregue para a lâmpada. Com o emprego de inversores pode-se efetuar a variação da potência entregue à lâmpada de três formas:

- Variando-se a frequência de comutação;
- Variando-se a tensão do barramento CC (tensão da fonte E da Fig. 1.1);
- Variando-se a razão cíclica.

Cabe ressaltar que as diferentes formas de atuação no conversor, com o objetivo de variar a potência entregue à lâmpada, dependem da topologia do conversor.

A variação da luminosidade de uma lâmpada fluorescente em uma ampla faixa de potência é uma tarefa difícil, visto que abaixo de 30% de sua potência nominal podem ocorrer problemas de estabilidade[1]

Outros fatores de interesse no desenvolvimento de um sistema para o controle automático da intensidade luminosa são: baixo custo, fácil reprodutividade, boa robustez e simplicidade de instalação.

1.2.2 Fotodetectores

O termo fotodetectores é geralmente aplicado para transdutores que operam em uma pequena faixa do espectro eletromagnético – a faixa visível e próxima do infravermelho.

Existem dois tipos principais de fotodetectores, chamados de detectores térmicos e detectores de fótons:

Detectores térmicos - o princípio de detecção é essencialmente um anteparo, que por ser negro, idealmente absorve toda radiação incidente, elevando sua temperatura. O aumento de temperatura é medido através de algumas formas de transdução. Os fotodetectores são geralmente classificados conforme sua utilização, sendo que os mais populares são os termopares e piroelétricos. Fotodetectores térmicos geralmente tem uma

baixa confiabilidade quanto a resposta, mas esta resposta é constante para uma grande faixa de comprimento de onda. Esta grande faixa de resposta caracteriza a principal diferença para com os detectores de fótons.

Detectores de fótons - estes componentes utilizam várias formas de efeito fotoelétrico, como o efeito fotoemissivo, fotocondutivo ou ainda fotovoltaico. A sua resposta aumenta linearmente com o aumento do comprimento de onda até um valor máximo, onde cai rapidamente a zero. A causa deste comportamento é devido ao efeito ocorrer apenas se a energia do fóton, da radiação incidente, é maior ou igual àquela de relevância para que o fotoefeito ocorra. A quantidade de energia útil é função da área da janela do elemento detector. Para este trabalho serão estudados com maior profundidade os detectores de efeito fotocondutivo e fotovoltaico.

1.2.3 Detectores Fotocondutivos

Detectores fotocondutivos são compostos de materiais semicondutores nos quais os fótons incidentes na janela do fotosensor excitam os elétrons fazendo com que o dispositivo entre em condução. É importante notar que elétrons excitados tem um tempo de vida limitado. Quando são atingidos por radiação luminosa, a condição de equilíbrio é rapidamente alcançada. Nesta condição a variação do número de elétrons na banda de condução é proporcional à excitação. A principal consequência é um aumento de sua condutividade, quando passa de não iluminado a iluminado. A mudança proporcional da resistência de carga é dada por:

$$\frac{\delta R}{R} = \frac{qW\tau}{h\nu N} \quad (1.1)$$

Onde:

q : eficiência do “quantum”;

W : potência da radiação incidente;

ν : frequência espectral;

h : constante de Planck;

N : número de elétrons na banda de condução na ausência de radiação;

τ : tempo de vida;

N é regido pela excitação térmica e é dado por:

$$N = N_0 e^{\frac{-E_g}{2KT}} \quad (1.2)$$

Onde:

N_0 : número total de elétrons;

E_g : *gap* (janela) de energia;

Contudo N aumenta com a temperatura e será relativamente maior em uma dada temperatura se E_g for pequeno.

Detectores fotocondutivos são transdutores que variam sua grandeza e normalmente são conectados à outro componente. A Fig. 1.2 mostra um arranjo típico deste tipo de transdutor.

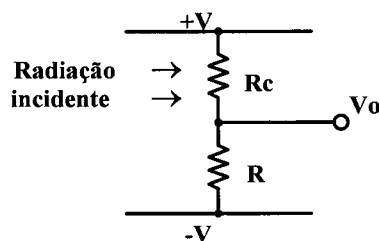


Fig. 1.2 – Esquema de ligação de um detetor fotocondutivo (LDR).

Existem vários tipos de detetores fotocondutivos e cada um apresenta vantagens para uma aplicação específica. A resposta de cada um deles varia de acordo com o comprimento de onda da radiação incidente. Os fotodetectores são conhecidos basicamente pelo material empregado na sua construção, como por exemplo: silício, germânio, sulfato de chumbo, sulfato de cádmio, ouro (dopado com germânio).

1.2.4 Detectores fotovoltaicos

Estes componentes são construídos de forma similar aos detectores fotocondutivos. São constituídos de junções *p-n* e quando submetidos à luz sua corrente

reversa aumenta. Quando não estão submetidos a iluminação comportam-se como diodos semicondutores comuns.

O funcionamento deste componente não depende de fonte externa, funcionando apenas com a presença de iluminação. Em condições de curto circuito seu funcionamento pode ser observado pela corrente que nele flui, que é proporcional à intensidade luminosa aplicada. Quando em circuito aberto pode se constatar a presença de uma tensão em seus terminais, daí a designação fotovoltaico.

A maneira mais comum de utilização é como fonte de corrente, pois esta é diretamente proporcional à iluminação. Sua utilização como fonte de tensão não é tão atraente pois não existe uma relação linear entre intensidade luminosa e tensão gerada.

Os fotodetectores formados por uma única junção *p-n* são conhecidos por fotodiodos e normalmente estão conectados a um circuito amplificador para aumentar sua capacidade de atuação. A Fig. 1.3 apresentada uma configuração típica empregando fotodiodo.

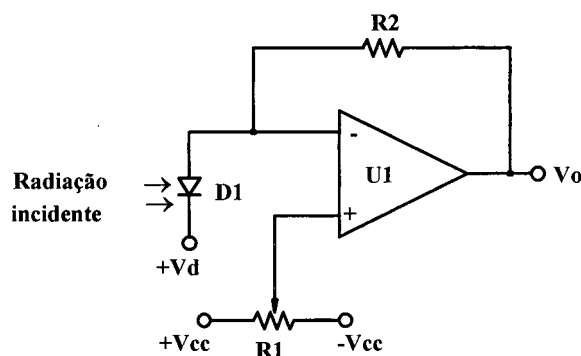


Fig. 1.3– circuito amplificador para fotodiodo.

Outro componente fotovoltaico é o fototransistor. Ele é similar ao transistor de junção. A diferença é que no fototransistor existe uma janela na junção base-coletor, que com incidência de luz produz uma corrente de base que é amplificada pelo transistor. Este componente é compacto e útil em diversas aplicações, mas com uma pobre resposta em frequência e uma grande corrente quando não iluminado. Pode-se obter características melhores quando se empregar o fotodiodo conectado à um amplificador.

Na família dos detectores fotovoltaicos podem ainda ser citados os duplo-diodos que nada mais são que fototransistores sem o terminal de base; os fotodiodos PIN que possuem uma camada extra de material intrínseco entre a junção *p-n*; os fotoFETs que

possuem uma janela na região do *gate* e caracterizam-se pelo ótimo produto ganho x banda de passagem.

1.2.5 Escolha do fotosensor

Como pôde ser observado, existem inúmeras opções de escolha para fotodetectores. Dentre as opções já mencionadas, somadas à outras ainda não mencionadas, podem ser encontrados fotodiodos, fototransistores, fotorresistores, fotodarlingtons, circuitos integrados, válvulas fotomultiplicadoras e vários outros circuitos híbridos. As principais características que devem ser observadas na escolha de um fotodetector são:

- Características espectrais da fonte de luz;
- Potência óptica;
- Circuitos eletrônicos auxiliares;
- Encapsulamento;
- Dimensão da fonte de luz;
- Relação sinal ruído;
- Faixa de frequência;
- Custo.

1.2.6 Tipos de fotodetectores

Serão apresentados alguns dos tipos mais conhecidos de fotodetectores, com um breve resumo das suas principais características para que seja possível fazer a melhor opção para cada situação.

1. Válvulas fotomultiplicadoras

São válvulas a vácuo que possuem uma superfície sensível à luz, conhecida por fotocatodo. Esta superfície absorve os fótons da luz incidente e emite elétrons secundários. Estes elétrons secundários são acelerados e multiplicados dentro da válvula.

As válvulas fotomultiplicadoras são o que de melhor há em termos de sensibilidade. Elas podem detectar a menor quantidade de energia óptica, ou seja um fóton individual.

A seguir as suas principais características.

- Fragilidade mecânica;
- Necessita de tensão de alimentação estável e muito elevada;
- Custo muito elevado (aproximadamente U\$100,00);
- Formas e tamanhos muito limitados;
- Susceptível à campos magnéticos externos;
- Funcionam na faixa de 190nm até 900nm.

2. Fotodiodos

Fotodiodos são componentes semicondutores sensíveis à luz, fabricados de modo semelhante aos diodos semicondutores comuns. A principal diferença consiste na presença de uma janela que permite a incidência de luz sobre a junção *p-n*.

Eles oferecem uma série de conveniências que os torna muito atrativos para diversas aplicações:

- Podem facilmente medir potências luminosas de pico watts até mili watts;
- São fabricados com encapsulamento padrão ou sob encomenda;
- Podem detectar comprimentos de onda desde 190nm até 2.000nm;
- São pequenos e leves;
- Boa reprodutibilidade;
- Custo acessível (aproximadamente U\$1,00) para grandes quantidades e para componentes com pequenas janelas de detecção na faixa do infravermelho. Para faixa de luz visível o custo pode triplicar;
- Podem ser fabricados com grandes janelas de detecção ($> 10\text{cm}^2$, com aumento de custo conforme a área);
- Possuem ótima resposta com tempos de transição de 10ps.

Quando houver problemas de ruído em níveis de iluminação que proporcionam apenas alguns picowatts de potência luminosa, a melhor opção são os fotodiodos de avalanche que apresentam um ganho na ordem de 100.

Os fotodiodos comuns geralmente necessitam de um circuito pré-amplificador para operar com níveis de iluminação muito pequenos, o que representa um aumento de

custos. Porém para potências maiores, na ordem de 10 microwatts, um simples resistor de carga é suficiente para que os níveis de tensão sejam compatíveis com a tecnologia TTL.

3. Fototransistores e fotodarlington

São componentes desenvolvidos para serem sensíveis à iluminação, haja visto que seu encapsulamento é transparente. Em determinadas situações são mais vantajosos que os fotodiodos, pois possuem um ganho que varia desde 100 e pode chegar à 100.000 no caso dos fotodarlington.

Devido a seu elevado ganho basta que seja conectado um resistor de carga para que o nível de sinal possa ser utilizado na maioria das aplicações. Os fototransistores se tornaram mais populares nas aplicações onde o nível de luz a ser detectado é muito baixo.

As principais características destes componentes são:

- Banda de frequência limitada, 350nm até 1.100nm;
- Não possui boa linearidade;
- Apresenta grande variação de sensibilidade entre componentes do mesmo tipo;
- Poucas opções de encapsulamento.
- Baixo custo (aproximadamente U\$0,50) para faixa de luz visível.
- Não necessitam de circuitos eletrônicos auxiliares;

4. Fotorresistores - LDR (Light Dependent Resistors)

São sensores fotocondutivos construídos com uma fina camada de material semicondutor, onde a resistência é inversamente proporcional à radiação luminosa incidente.

Também conhecidos como sensores fotocondutivos de sulfato de cádmio (CdS), apresentam curvas de sensibilidade parecidas com as da visão humana. São indicados portanto para aplicações onde esta característica se torna necessária, como por exemplo controle automático de intensidade luminosa em sistemas de iluminação. Estes sensores podem ser empregados para medir potências luminosas desde microwatts até miliwatts, apresentando um custo muito reduzido quando adquiridos em quantidades elevadas. As características até aqui relacionadas fazem do LDR o sensor mais empregado na área de brinquedos eletrônicos e sistemas automáticos de iluminação urbana, onde o custo é um fator decisivo.

Existem entretanto considerações que limitam o uso dos sensores fotocondutivos em aplicações mais sofisticadas, são elas:

- Aplicações onde se exige boa sensibilidade em uma grande faixa de frequência;
- Grandes variações entre componentes do mesmo modelo – resposta dependente do histórico de luz;

Por outro lado, suporta elevados picos de tensão($\approx 300V$) CA ou CC, o que lhe confere grande robustez.

A resistência destes componentes depende da espessura do material semiconductor, dessa forma a especificação da resistência tem uma grande tolerância – uma proporção máximo/mínimo de 3. A resistência também possui uma grande memória térmica, e depende em um determinado momento da quantidade de luz incidente sobre o dispositivo mais o histórico da quantidade de luz dos dias anteriores. Esta é uma propriedade particular destes componentes, a de “memorizarem” as condições de iluminação nas quais estavam armazenados antes de serem utilizados. Este efeito de “memória” pode ser minimizado armazenando-os em ambientes iluminados antes de serem utilizados.

Outro inconveniente apresentado pelos fotorresistores é sua variação com a temperatura, mesmo mantidas as mesmas condições de iluminação.

5. Circuitos integrados

Incorporando circuitos eletrônicos diretamente no mesmo sensor é possível aumentar o número de funções do sensor. Um circuito integrado óptico compreende um fotodiodo e um circuito eletrônico para processamento de sinais.

Algumas das funções adicionais são, por exemplo, conversão corrente-tensão e detector de nível. Estes componentes podem fornecer sinais com grande imunidade à ruído.

As principais vantagens são a facilidade de utilização, tamanho reduzido e grande imunidade à ruído se comparado ao fotodiodo com circuitos eletrônicos auxiliares.

As principais desvantagens são seu elevado custo e uma limitada área da janela de detecção.

1.2.7 Critérios de seleção

Para sensores com comprimento de onda abaixo de 1.100nm, as células fotocondutivas ou os fotosemicondutores são os mais apropriados.

Para comprimentos de onda acima de 1.100nm as opções de tecnologia e custos não são simples e necessitam de uma cuidadosa avaliação.

Quando se deseja apenas detectar a presença ou não de luz na faixa visível, a melhor opção sem dúvida nenhuma são os sensores fotocondutivos (LDRs). Estes componentes apresentam uma ótima relação custo-benefício e alguns fabricantes fornecem inclusive os circuitos eletrônicos completos para essa finalidade.

Quando se tratar de uma fonte luminosa com baixa intensidade (na ordem de nanowatts de potência luminosa), a melhor opção são os fototransistores e fotodarlingtons.

A seguir, a tabela 1 mostra um resumo dos principais componentes que podem ser aplicados no controle de luminosidade automático em um reator eletrônico, mostra também as suas principais características.

Tabela 1 – Comparativo entre os principais sensores de luminosidade.

	Fotodiodos	Fototransistores	LDRs	CI's
λ (μm)	0,2 – 2,0	0,4 – 1,1	0,4 – 0,7	0,2 – 1,1
Custo-benefício	boa	excelente	excelente	regular
Sensibilidade	muito boa	muito boa	muito boa	muito boa
Linearidade	excelente	boa	boa	boa
Estabilidade térmica	Muito boa	boa	baixa	muito boa
Custo	Baixo ≈U\$3,00	Muito baixo ≈U\$0,50	Muito baixo ≈U\$0,50	Médio ≈U\$14,00
Reprodutibilidade	excelente	regular	ruim	muito boa

Pode-se afirmar que para a aplicação desejada, ou seja controle automático de intensidade luminosa em um reator eletrônico, são três os tipos de sensores mais adequados: LDR, fototransistor e fotodiodo.

Em aplicações onde a intensidade luminosa é maior e não há necessidade de grande precisão e linearidade, o LDR é sem dúvida a melhor opção.

Quando forem requeridos precisão e boa linearidade o fotodiodo é a melhor opção, mas o custo se torna um pouco maior.

1.3 Detectores de presença

A utilização de sistemas eletrônicos para monitoramento de presença, empregando sensores de infravermelho passivos (PIR), começou intensivamente a ser utilizado em alarmes anti-furtos. O incremento significativo na utilização desta tecnologia deve-se à sensível redução de custo ocorrido em função da demanda de utilização destes sensores e à necessidade de se economizar energia elétrica, pois a iluminação artificial é responsável por mais de 25% do consumo de energia elétrica.

O uso de detectores de movimento para acionamento dos sistemas de iluminação ou outros dispositivos, tem como característica principal comodidade e economia. Em áreas de circulação, por exemplo, não há necessidade de se manter ativa a iluminação na ausência de transeuntes.

Em aplicações mais críticas onde não é permitida uma falsa detecção, ocasionada por exemplo por um animal doméstico ou uma corrente de ar, muitas vezes é interessante utilizar sensores combinados. Desta forma, o sinal é considerado válido apenas se confirmado por ambos os sensores.

Assim, torna-se interessante estudar as diferentes técnicas de detecção e seus respectivos sensores, seu funcionamento e principais problemas.

1.3.1 Infravermelho Ativo

Os circuitos infravermelhos ativos utilizam-se de um emissor de radiação infravermelha e um receptor, opticamente acoplados, sendo ativado quando o feixe entre ambos é cortado, ou alterado. Normalmente é utilizado um feixe pulsado para eliminar a interferência da luz ambiente sobre o detector, sendo então filtrado o sinal na frequência do sinal emitido e eliminada a variação do ambiente.

Ainda é possível dividir esse tipo de sensor em três tipos, de acordo com o posicionamento relativo entre o receptor e o emissor, e o modo de atuação.

No acoplamento direto tem-se o receptor e o emissor separados, frente a frente, permanecendo assim o feixe entre eles, e atuando quando o feixe é cortado. Embora

bastante simples, esse detector necessita estar bem acoplado, uma vez que pequenos desalinhamentos entre o receptor e o emissor podem manter o sistema continuamente ativado.

O acoplamento pode também ser reflexivo, onde o emissor e receptor encontram-se na mesma posição. Neste tipo de acoplamento o sensor pode ser ativado de duas formas:

- Utilizando-se uma superfície espelhada para refletir o sinal do transmissor ao receptor. Quando o feixe for cortado o sensor será ativado. Dependendo da superfície utilizada como refletor, pode-se tornar o sistema mais sensível usando uma superfície bastante brilhante, ou mais flexível, usando superfícies que causem um espalhamento do feixe.

- A outra forma de utilização consiste em deixar uma superfície opaca no lugar do espelho e então o sistema ativa-se com a alteração no feixe decorrente da passagem de alguém, que irá refletir o feixe.

O sensor infravermelho ativo, por ter sua instalação mais complexa e mais sensível, tem seu uso restrito em detectores de presença. Outro problema encontrado com este tipo de sensor é quando se deseja cobrir uma área grande, neste caso seria necessária a presença de um grande número de feixes e, conseqüentemente, de sensores. Nota-se também que mudanças no *layout* do ambiente poderiam requerer mudanças de posicionamento dos sensores. Desta forma, descarta-se sua utilização para a aplicação desejada.

1.3.2 Efeito Doppler

Os circuitos de efeito doppler emitem um sinal ondulatório no ambiente a ser supervisionado e lêem o sinal refletido. Quando há movimento nesse ambiente gera-se o efeito doppler, ou seja, a onda que retorna apresenta freqüência diferente da enviada. Combinando-se a freqüência das duas ondas, na presença de movimento obtém-se uma outra onda, de freqüência menor, resultante do batimento entre as duas ondas. Desta forma, ativa-se o sensor quando há essa onda de menor freqüência [18].

Geralmente são utilizados sinais ultra-sônicos ou microondas. A utilização de sinais ultra-sônicos é mais antiga e está sendo quase que totalmente substituída pela utilização de microondas, que apresentam melhor desempenho.

Esse tipo de sensor pode eventualmente detectar movimentos fora da área pretendida, através de paredes ou vidros, ou mesmo ativar-se com o movimento de insetos, cortinas, fluidos em canalizações ou outro objeto que esteja em movimento.

Sua leitura dá-se mais facilmente quando o movimento ocorre na direção do sensor, aproximando-se deste ou afastando-se. Além disso, possui uma certa capacidade de monitoramento através de obstáculos.

Os sensores de efeito doppler são facilmente adaptáveis aos sistemas de iluminação com acionamento automático por presença, sendo que o maior inconveniente é seu alto custo que pode fazer com que o produto final não seja competitivo. Por outro lado, em sistemas com maior valor agregado, onde o custo deste sensor tem menos influência sobre o custo final do produto, ele se apresenta como uma boa alternativa.

1.3.3 Infravermelho passivo

Os circuitos infravermelhos passivos utilizam-se apenas de um receptor de radiação infravermelha e são ativados quando há alteração nesta. Como essa radiação está ligada a temperatura, o que o sensor detecta é a alteração da temperatura. São usualmente denominados de detetores PIR (passive infra-red).

Para funcionar, o detector lê, através de um sensor de infravermelho, a intensidade dessa radiação emitida por um fundo (ambiente). Ao sobrepor-se um objeto de temperatura diferente entre o fundo e o sensor, variará também a radiação recebida por este e, assim, determina-se a passagem de alguém no seu raio de atuação. É utilizado um sistema de lentes para definir o campo de atuação deste sensor. Isso é obtido pela distribuição de vários feixes de atuação que são completamente cobertos pelo objeto a ser detectado (pessoa). Na Fig. 1.4 tem-se a representação completa de um detector de movimento empregando o sensor PIR e a Fig 1.5 mostra como acontece a detecção em um sensor passivo de infravermelho.

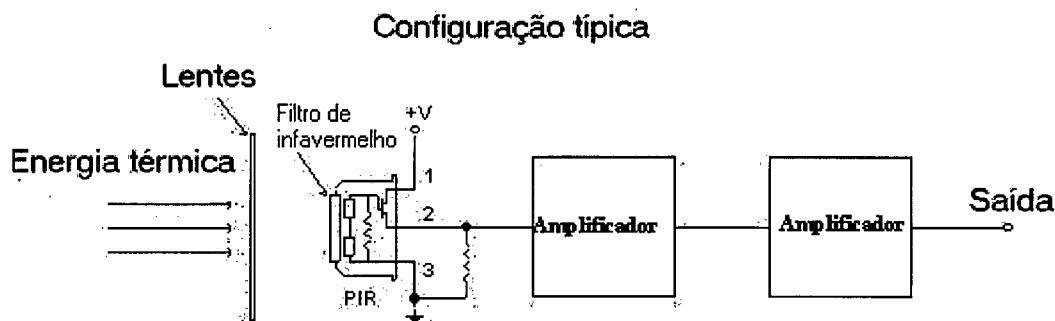


Fig. 1.4 - Representação resumida do processo de detecção.

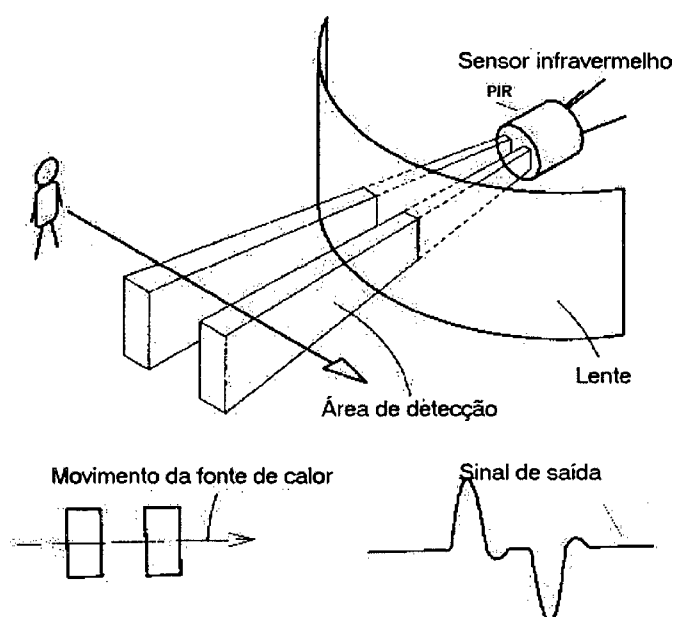


Fig. 1.5 - Representação da ação do sensor.

Geralmente necessita-se de uma variação da ordem de 3°C para que o sensor atue. Deve-se cuidar na sua instalação, pois correntes de ar podem ativá-lo, bem como animais domésticos. Assim sendo, não se recomenda sua instalação próximo a janelas ou aparelhos de ar-condicionado. Para melhorar sua eficiência pode-se instalar dois sensores separados, e considerar o sinal válido apenas quando ambos forem acionados. É importante notar que estes cuidados são muito importantes quando o sensor é empregado em alarmes anti-furtos. Quando se deseja utilizá-lo em sistemas de iluminação que possuam custo final reduzido, uma eventual detecção errônea não compromete a confiabilidade do sistema.

A principal vantagem do sensor PIR em relação ao sensor ativo é que sua atuação não está restrita a um feixe, mas sim tem uma ampla área de cobertura no ambiente. Além

disso, não há necessidade de ter-se dois lugares distintos de instalação para um único sensor.

Seu funcionamento proporciona uma sensibilidade maior quando a movimentação é lateral em relação ao sensor. Além disso, requer um campo de visão direto, ou seja, não detectará caso houver mobília, divisórias ou outro obstáculo entre o sensor e o alvo.

1.3.4. Detecção de movimento pelo sensor PIR

A primeira aplicação comercial para os detetores de movimento passivos infravermelho (PIR) foi em sistemas de segurança anti-furto. Os primeiros sistemas comerciais foram disponibilizados no final da década de 60 e eram baseados em um arranjo de termopares ou termistores.

Com o aumento do mercado, os fabricantes começaram a diferenciar-se pela sensibilidade de seus dispositivos. No entanto, esse aumento de sensibilidade acrescentou também problemas de falsos alarmes devido a variações de temperatura ambiente, interferência de rádio-frequência (RFI), interferência eletromagnética (EMI), umidade, correntes de ar e quaisquer outros fatores que alterassem a potência de radiação infravermelha vista pelo sistema. Logo houve então a necessidade de aprimoramento desses sistemas iniciais nesse aspecto. Isso foi obtido mantendo-se o mesmo núcleo dos sistemas anteriores e acrescentando-se sistemas auxiliares para evitar detecção errônea.

Nos últimos anos, a detecção de movimento PIR tornou-se o principal método de monitoramento de presença. Isso foi possível com a redução dos custos, mantendo-se a um custo no mercado mundial inferior a \$25 para o usuário final. Essa redução foi alcançada com a substituição dos detetores inicialmente utilizados por detetores de menor custo baseados no efeito piroelétrico, desenvolvimento de novos materiais de baixo custo para as lentes, redução dos custos dos componentes utilizados nos circuitos auxiliares e produção em massa.

1.3.5 Princípio de Funcionamento da detecção de movimento

A detecção de movimento baseia-se no princípio de que existe uma variação na radiação emitida por corpos a temperaturas diferentes, como por exemplo uma pessoa e uma parede. Há então um corpo que será chamado de fundo (parede), pois sempre estará como referência, e um que será chamado de alvo (pessoa), pois será o alvo da detecção e gerador do contraste.

A potência irradiada de um corpo pode ser calculada pela equação de Stefan-Boltzmann:

$$P = \sigma \cdot \varepsilon \cdot T^4 \quad (1.3)$$

Onde:

P = Potência irradiada;

σ = Constante de Stefan-Boltzmann;

ε = Emissividade do corpo (tipicamente 0,75);

T = Temperatura do corpo, em Kelvin.

No entanto, a aplicação pede pela determinação da variação de potência a fim de determinar a passagem de um corpo na frente de outro. Logo pode-se obter essa expressão a partir da anteriormente exposta:

$$\Delta P = \sigma \cdot (\varepsilon_a \cdot T_a^4 - \varepsilon_f \cdot T_f^4) \quad (1.4)$$

Considerando as emissividades iguais, ou muito parecidas, e sabendo que a temperatura, expressa em Kelvin, tem fortíssima predominância do termo cúbico, pode-se rescrever ainda a equação acima de forma a simplificá-la:

$$\Delta P \approx 4 \cdot \sigma \cdot \varepsilon \cdot T^3 \cdot \Delta T \quad (1.5)$$

Ainda, a variação acima expressa a potência sobre todo o espectro. Devido à ocorrência de falsos alarmes ocasionados pela variação de luminosidade ambiente na faixa visível, essa deve ser eliminada do sensor. Logo haverá um limite inferior do filtro de luz visível e um limite superior do sensor e do circuito óptico no comprimento de onda e esses limites devem ser levados em consideração.

Definindo como A_f a atenuação do filtro, que pode ser calculada através da relação entre as integrais da composição entre a resposta dos filtros e a equação de Planck e a própria equação, tem-se então o contraste (variação de potência) entre o alvo e o fundo:

$$\Delta P \approx 4 \cdot A_f \cdot \sigma \cdot \varepsilon \cdot T^3 \cdot \Delta T \quad (1.6)$$

Obtém-se então uma relação linear entre ΔP e ΔT . O menor valor de ΔT que é detectável denomina-se sensibilidade do detector PIR.

Ainda restam as considerações referentes à óptica do sensor. Sem nenhum sistema óptico auxiliar o campo de visão do sensor é ilimitado, teoricamente, uma vez que na prática é limitado pelo encapsulamento. A área coberta pelo campo de visão do sensor cresce quadraticamente com a distância ao sensor e a área do alvo permanece inalterada. Isto implica em uma variação no contraste inversamente proporcional ao quadrado da distância entre o alvo e o sensor. Assim, os níveis de sinal tornam-se muito pequenos e próximos ao ruído intrínseco do sensor, sendo impraticável a amplificação do sinal de interesse, podendo ocasionar falsas detecções. A solução para tal problema é utilizar uma lente para reduzir o campo de visão do sensor, de forma a deixá-lo menor ou igual ao alvo. Utiliza-se um sistema de lentes, que distribui por uma área grande diversos feixes, com um campo de visão limitado para cada feixe, bem como para o conjunto de feixes. Este procedimento acarreta em uma redução da área coberta pelo sensor.

1.3.5 Sensores de infra-vermelho (IR –infra red)

Inicialmente eram utilizados como sensores conjuntos de termopares, dispostos de modo a obter-se uma área considerável coberta por estes e ligados de forma a ter sua sensibilidade maximizada. Esse tipo de sensor apresentava baixíssima sensibilidade.

Então optou-se pela utilização de termistores. Estes apresentavam variação de uma característica física (a resistência) com a temperatura, logo sua leitura baseava-se no aumento desta, decorrente da radiação incidente. Assim sendo, a massa do leitor necessitava ser a menor possível, para que o aumento da temperatura e, conseqüentemente, da sensibilidade, com a radiação fosse o maior possível. Ainda, a leitura tinha grande variação com a temperatura ambiente, problema solucionado colocando-se dois sensores de forma oposta, de modo a uma variação na temperatura de ambos não alterar a saída. Deixa-se então um exposto à radiação e o outro não, impedindo que variações devidas à temperatura ambiente influenciem a saída.

Atualmente utilizam-se sensores baseados no efeito piroelétrico, ou seja, na variação de carga que certos materiais dielétricos sofrem com a variação da temperatura. Como a corrente é a variação da carga, tem-se que esse efeito gera uma corrente, dependente da variação da temperatura sentida pelo sensor. Ainda assim, o sensor é capacitivo, o que causa uma resposta de primeira ordem para o sensor, de acordo com o modelo apresentado na Fig. 1.6.

Como o efeito piroelétrico desaparece acima da temperatura de Curie, estes sensores podem ser tanto de estado sólido quanto resfriados, dependendo do material utilizado. É possível encontrar no mercado dispositivos de estado sólido com temperaturas de Curie acima de 400K.

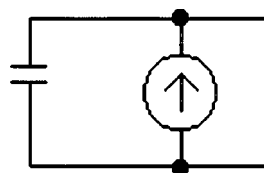


Fig. 1.6 - Modelo do sensor piroelétrico.

É notada a necessidade de uma carga para a leitura da saída do sensor, no entanto, esta tem sua sensibilidade dependente do valor da carga, sendo tanto maior quanto maior for a resistência desta. Ainda, como as correntes geradas são de baixa amplitude, é necessário um valor muito alto de resistência para tornar o sinal utilizável. Assim utiliza-se um transistor JFET como amplificador, incluso no encapsulamento do sensor, conforme apresentado na Fig. 1.7.

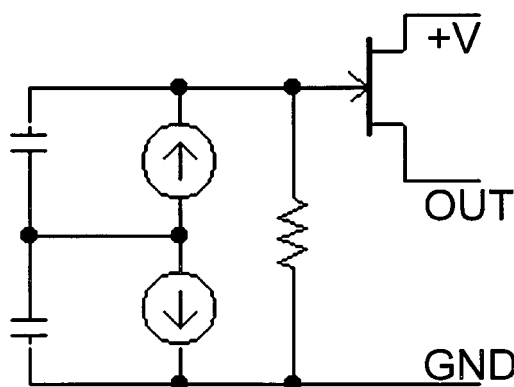


Fig. 1.7 - Modelo do sensor piroelétrico com JFET.

Observando-se a Fig. 1.7 pode-se notar a presença de dois sensores em série, mas opostos, antes do JFET. Essa é a estrutura usual destes sensores, de forma que uma variação que ocorra em ambos, por exemplo mudança de temperatura ambiente, não seja observada na saída.

Estes sensores apresentam atualmente sensibilidade acima de $3\text{kV/W @ } 1\text{Hz}$. São apresentados usualmente em um encapsulamento tipo TO-5, com uma janela de silício na parte superior, onde internamente são dispostos dois sensores de 2mm por 1mm, espaçados em 1mm.

1.3.6 Radiação eletromagnética e luz

Luz é uma forma de energia que pode ser transmitida sem a necessidade de um meio material. Esta transferência de energia é conhecida como radiação, ou seja, a energia flui em linha reta em todas as direções a partir da fonte. Quando esta forma de energia atravessa um meio material ela pode não ter mais trajetória reta.

Algumas formas de radiação conhecidas são constituídas por partículas, como por exemplo os materiais radioativos. Até aproximadamente 100 anos atrás pensava-se que a luz também era constituída por partículas e não por ondas eletromagnéticas.

Espectro visível - A porção visível do espectro eletromagnético está situada em uma faixa que vai de 380nm até 780nm e a visão distingue os diferentes comprimentos de onda através da sensação de cor. As cores azul e violeta correspondem aos menores comprimentos de onda e a cor vermelha ao maior comprimento de onda.

A luz é dita monocromática quando composta por um único comprimento de onda, e não pode ser obtida na prática pois todas as fontes de luz produzem ao menos uma banda estreita do espectro visível. A fonte luminosa mais próxima da luz monocromática é o laser.

A radiação que alcança a superfície da terra proveniente do sol está compreendida entre 290nm até 1700nm. Pode-se notar portanto que essa radiação tem uma faixa bem mais ampla que a luz visível. Para comprimentos de onda menores que 290nm, a radiação solar é absorvida pelo ozônio no nível superior da atmosfera terrestre. Na região acima de

1700nm há uma forte absorção devido ao vapor da água e dióxido de carbono na baixa atmosfera.

Radiações ultravioleta e infravermelha - Radiações eletromagnéticas com comprimentos de onda além da faixa compreendida entre o vermelho e o violeta do espectro visível são conhecidas como infravermelho e ultravioleta respectivamente. A radiação é considerada ultravioleta até o comprimento de onda de 1nm, a partir daí as ondas são denominadas raios x. A radiação infravermelha vai até o comprimento de onda de 1nm, após começam as frequências de rádio.

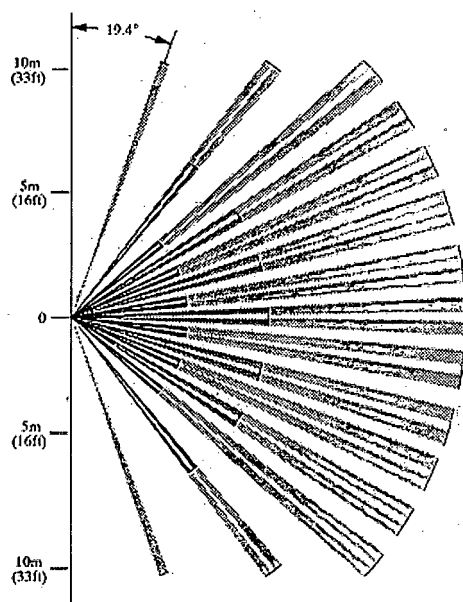
Apesar de não serem perceptíveis para a visão, tanto o infravermelho como o ultravioleta podem ser detectados fisiologicamente, se forem de intensidade suficiente, através da sensação de calor. Isto mostra que toda radiação pode ser convertida em calor quando absorvida, mostra também que o efeito de aquecimento não é exclusivo da radiação infravermelha, como é normalmente suposto.

1.3.7 Lentes

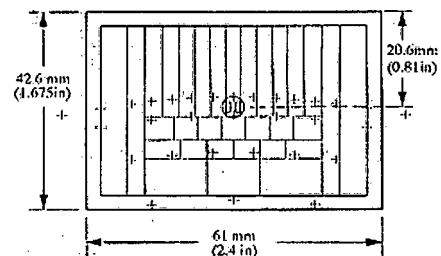
A fim de restringir o campo de visão do sensor, deve-se utilizar um sistema de lentes. A importância da redução do campo de visão deste provém do conseqüente aumento da sensibilidade advindo desta.

As lentes devem ser escolhidas de forma a permitirem a passagem das faixas desejadas do espectro infravermelho, rejeitar as outras, e permitir a maior cobertura do ambiente. Essa faixa é coberta de maneira excelente por lentes de silício, como as utilizadas no encapsulamento dos sensores, no entanto, esse material apresenta custos muito elevados. Assim sendo, a solução utilizada para tal fim fica por conta de lentes de Fresnel feitas de plástico. Além de mecanicamente mais resistentes que o silício, apresentam-se com custo inferior. A necessidade de utilizar-se lentes de Fresnel advém de que o plástico é transparente ao infravermelho apenas até uma espessura, a qual seria obrigatoriamente ultrapassada em caso de utilizar-se lentes esféricas. Ainda, as lentes de Fresnel são fisicamente mais adequadas por sua espessura reduzida e, conseqüente, redução de custos materiais na sua construção.

VISTA SUPERIOR



VISTA FRONTAL



VISTA LATERAL

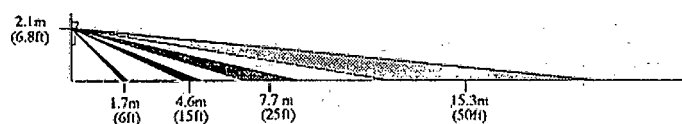


Fig.1.7 - Exemplo de cobertura de uma lente para parede.

Tradicionalmente é possível executar um projeto específico de uma lente para um determinado sensor. No entanto, com a padronização dos sensores e o grande volume que existe no mercado deste tipo de sensores, algumas empresas já mantêm catálogos de lentes específicas para este fim, com diversas posições de montagem, adequação de cobertura do ambiente e material. Pode-se observar o exemplo extraído do catálogo da Fresnel Technologies Inc. apresentado na Fig. 1.7. Assim, a escolha das lentes resume-se a uma pesquisa de mercado, avaliando o custo e adequação técnica das lentes disponíveis à aplicação desejada.

1.3.8 Projeto Eletrônico

O projeto eletrônico do detector consiste apenas em determinar a menor taxa de variação em termos da movimentação no campo de visão, bem como a maior. Com base nestes dois dados, pode-se determinar um filtro passa faixa de modo a permitir apenas a passagem do sinal quando este ocorrer dentro da faixa de variação prevista, a fim de minimizar os falsos alarmes. Após o filtro, deve-se acrescentar um estágio amplificador com ganho elevado, a fim de obter a detecção com a menor variação de temperatura possível.

A Fig. 1.8 apresenta o diagrama em blocos do circuito eletrônico para o sensor passivo de infra vermelho:

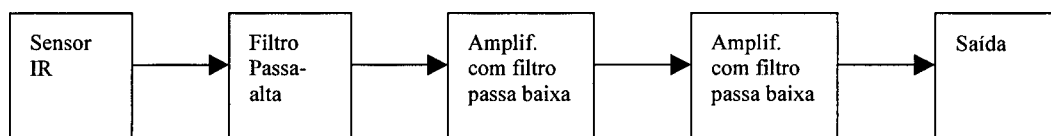


Fig. 1.8 - Diagrama em blocos do circuito eletrônico para o sensor.

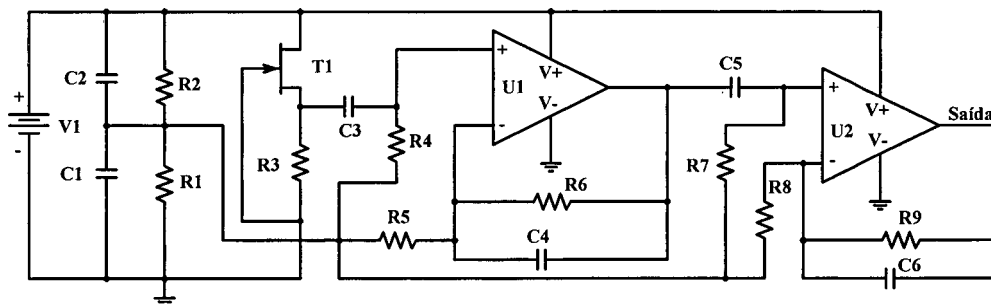


Fig. 1.9 - Diagrama esquemático.

Na Fig. 1.9 observa-se o diagrama esquemático do amplificador do sensor. Este deve ter o maior ganho possível, conquanto que mantenha sua imunidade a ruído e estabilidade. Os filtros devem ser dimensionados a fim de evitar ruídos, eliminar a componente DC e permitir a mais rápida resposta possível. Assim sendo, os filtros passa-alta devem ter sua frequência de corte o menor possível, de modo que não atenuem o sinal advindo de um movimento que deva ser detectado, assim como os filtros passa-baixa devem também ter sua frequência de corte o maior possível sem atenuar indevidamente

sinais que deveriam ser detectados. Podem ser utilizadas frequências da ordem de 0,1Hz para os passa baixa e 20Hz para os passa alta.

O ganho dos amplificadores, determinado pela relação $R6/R5$ no primeiro estágio e $R9/R8$ no segundo estágio, deverá ser da ordem de 100 para cada estágio. Como a alimentação do circuito não é simétrica torna-se necessária a criação de uma rede simétrica, formada por: $R1, R2, C1, C2$. Esta rede simétrica permite que sejam amplificados tanto os sinais positivos e negativos.

1.4 Conclusão

Foram abordados neste capítulo alguns métodos para controle da intensidade luminosa para lâmpadas fluorescentes. Dando continuidade, apresentou-se um estudo sobre os sensores mais empregados para esta aplicação, enfocando aspectos técnicos e econômicos.

Na seqüência foi apresentado um estudo sobre as principais técnicas para detecção de presença. Também foram apresentados os aspectos mais importantes que podem influenciar em seu funcionamento. Com isso foi possível definir qual a tecnologia que seria empregada para a aplicação desejada, bem como o circuito eletrônico necessário para seu bom funcionamento.

Capítulo 2

Estágio de Correção do Fator de Potência

2.1 Introdução

Este capítulo tratará do estágio de entrada, responsável pela correção do fator de potência do circuito. Será empregado um pré-regulador *boost* funcionando em condução crítica e com tensão de entrada universal. O controle deste conversor será efetuado pelo circuito integrado L6560 fabricado pela SGS-THOMSON.

Será apresentado um estudo detalhado do referido circuito integrado, bem como análise do conversor *boost* contendo etapas de funcionamento, dimensionamento dos componentes, metodologia de projeto e simulação.

Este estudo contempla também o filtro de entrada, apresentando algumas opções para redução da distorção harmônica e interferência eletromagnética (EMI).

2.2 Fator de Potência

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

O circuito proposto neste trabalho, necessita de um estágio retificador que forneça uma determinada tensão CC para o funcionamento do inversor, para que esse por sua vez alimente a carga.

Neste caso, por se tratar de uma carga não-linear, o fator de potência passa a ser dependente também da Taxa de Distorção Harmônica (TDH) da corrente não-senoidal resultante. Assim, o fator de potência total é definido em [20] como sendo:

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

A preocupação com a correção do fator de potência surge porque no caso da utilização de um estágio retificador convencional, como o ilustrado na Fig. 2.1, que é composto por uma ponte retificadora e um filtro capacitivo, solicita-se da rede picos de corrente durante o intervalo em que a tensão na entrada for superior ao valor da tensão no capacitor, como pode-se ver na Fig. 2.1.

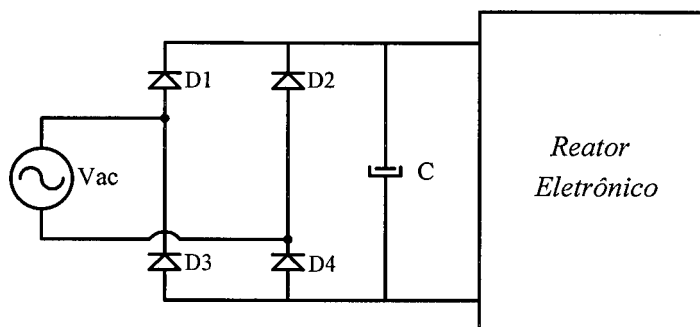


Fig. 2.1 - Estágio Retificador Convencional.

A corrente representada na Fig. 2.2 apresenta uma taxa de distorção harmônica muito alta, o que leva a um fator de potência extremamente baixo. Alguns resultados experimentais demonstram que este tipo de estrutura apresenta TDH em torno de 120% e fator de potência próximo a 0,6. Isto justifica o investimento em um estágio de entrada mais sofisticado que assegure melhor desempenho e que atenda às exigências das normas que regulamentam o funcionamento dos reatores eletrônicos.

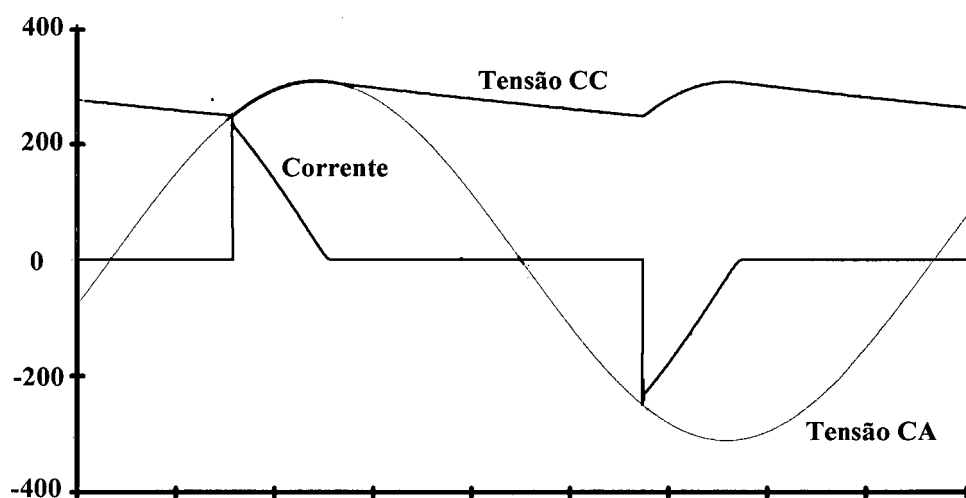


Fig. 2.2 - Tensão e Corrente em um Retificador Convencional.

Existem várias técnicas que podem ser usadas a fim de se obter melhores valores do fator de potência. Dentre as técnicas encontradas na literatura, a que melhor desempenho apresenta é o emprego de um pré-regulador [20] e [22].

2.3 Pré-Regulador Empregando o Conversor *Boost* Operando no Modo de Condução Crítica

Esta técnica baseia-se na utilização de um conversor elevador de tensão colocado entre a ponte retificadora e o estágio de saída, a fim de se obter um fator de potência próximo à unidade.

Optou-se pela utilização de um pré-regulador utilizando o conversor *boost* operando em modo de condução crítica, o que facilita o projeto, uma vez que se dispõem da facilidade de trabalhar com um circuito integrado dedicado a essa aplicação. Ressaltando que dentre os modos de operação do conversor *boost*, este modo reúne algumas características do modo de condução contínua e condução descontínua. Do modo de condução contínua tem-se a característica da modulação PWM no comando do interruptor.

O estágio pré-regulador proposto é mostrado na Fig 2.3.

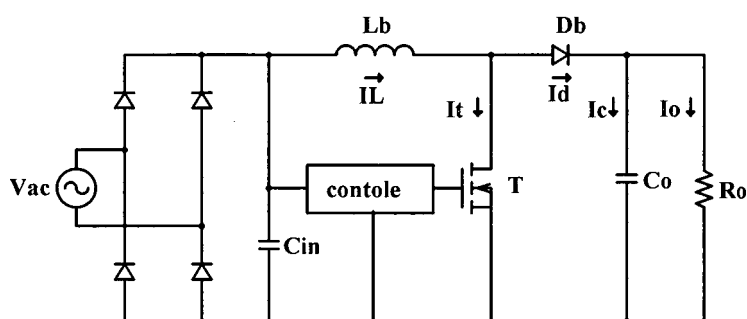


Fig. 2.3 - Estágio de Entrada Usando Pré-Regulador.

Esta técnica de operação aplicada à correção do fator de potência no conversor *boost* consiste na operação em condução crítica da corrente no indutor *boost*. Para esta aplicação, a tensão de entrada apresentará um grande faixa de variação (90 à 260 volts). O

conversor irá operar também com carga variável, isto implica que tanto a frequência como a razão cíclica irão variar.

Este modo de operação possui a vantagem da extinção natural da corrente do diodo *boost*, evitando assim o problema da recuperação reversa.

2.4 Etapas de operação

O conversor *boost* neste modo de operação possui apenas duas etapas de operação, pois não ocorre a etapa descontínua como no modo de condução descontínua. A Fig. 2.4 mostra a primeira etapa de funcionamento e a Fig. 2.5 mostra a segunda etapa de funcionamento. A fonte alternada e o retificador de entrada podem ser substituídos por uma fonte de tensão contínua para simplificar a análise.

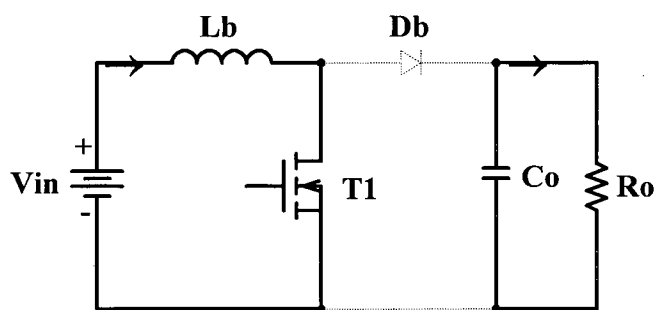


Fig. 2.4 – Primeira etapa de funcionamento.

Nesta etapa o interruptor T1 encontra-se em condução e a corrente no indutor Lb cresce linearmente. O capacitor Co cede energia à carga neste intervalo.

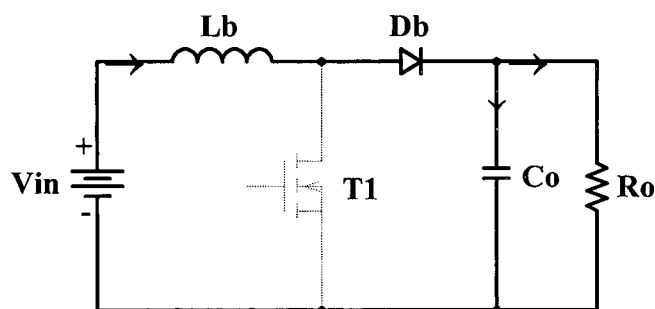


Fig. 2.5 – Segunda etapa de funcionamento.

Esta etapa tem início quando o interruptor T1 é bloqueado. Ocorre então a transferência da energia acumulada no indutor L_b à carga e ao capacitor C_o . Esta etapa termina quando a corrente no indutor L_b zera, recomeçando então outro ciclo.

2.5 Correção do Fator de Potência Empregando o Circuito Integrado L6560

O circuito integrado L6560 fabricado pela SGS-THOMSON destina-se à correção ativa do fator de potência, podendo ser aplicado a diversos tipos de conversores, sendo o mais indicado o conversor *boost* [23].

A Fig. 2.6 apresenta o diagrama em blocos onde são mostradas as principais funções deste componente.

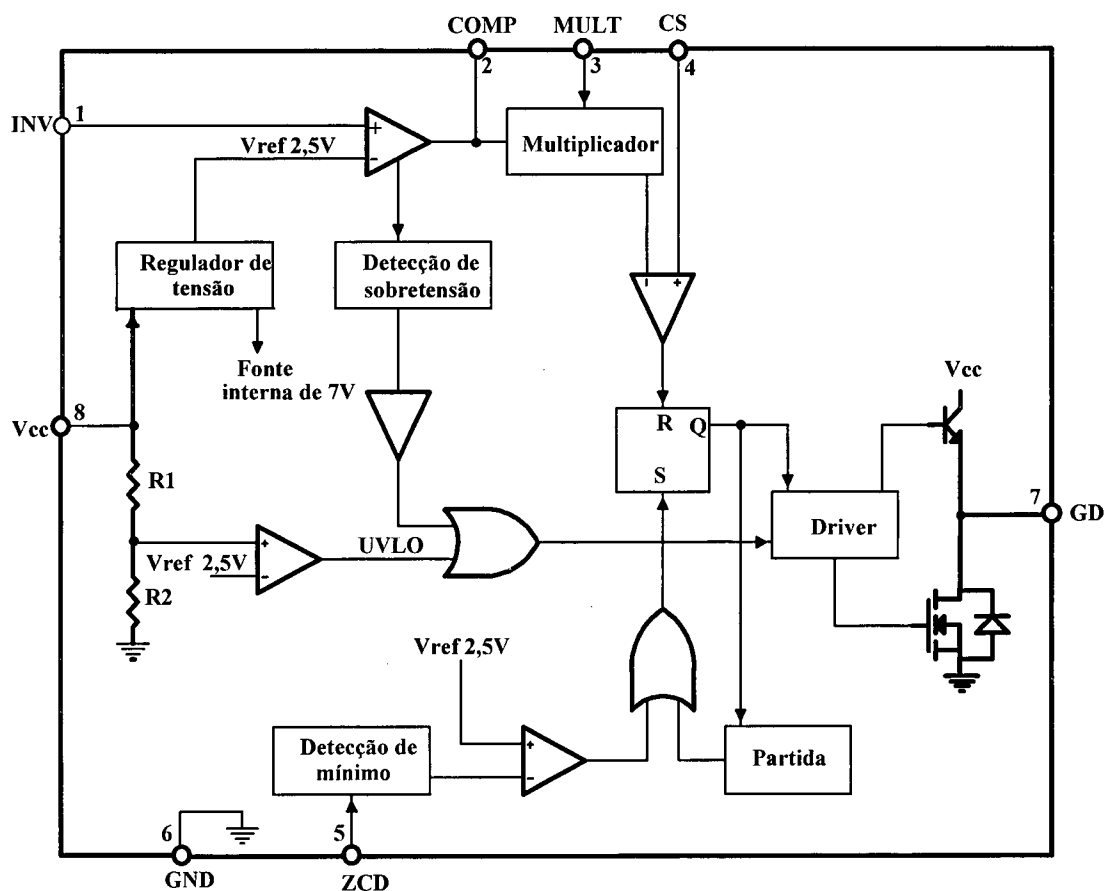


Fig. 2.6 – Diagrama de blocos internos do CI L6560.

A seguir serão listadas as suas principais características [19]:

- Proteção de subtensão com histerese;
- Baixo consumo na partida ($50\mu\text{A}$ típico), resultando em circuitos de partida simples (somente um resistor) com baixo consumo;
- Tensão de referência interna com 1% de precisão;
- Pino de *enable* (desabilitação) para realização de *shut-down* (desligamento) e reduzir o consumo de corrente;
- Dois níveis de proteção em caso de sobretensão;
- *Starter* (circuito de partida) interno e detecção de nível zero de corrente;
- Pode comandar diretamente o interruptor (Mosfet ou IGBT) do conversor;
- Amplificador de erro estável;
- Operação no modo de condução crítica;

Este circuito integrado é otimizado para o controle de reguladores do tipo *boost*, aplicado em reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes e conversores AC-DC.

2.6 Princípio de funcionamento do circuito integrado L6560

O objetivo no funcionamento da estrutura é obter uma corrente de entrada senoidal em fase com a tensão de entrada. Para obter isto o L6560/A emprega a técnica de condução crítica.

O amplificador de erro (E/A) compara uma parcela da tensão de saída com uma referência interna, gerando um sinal de erro proporcional à diferença entre as duas tensões. Se a constante de tempo do E/A for grande, o sinal de erro é um sinal DC durante cada semiciclo.

O sinal de erro é multiplicado por uma parte da tensão retificada no multiplicador. O resultado será uma senóide cujo valor de pico dependerá do valor de pico da tensão de entrada e da amplitude do erro.

A saída do multiplicador é então conectada ao terminal não-inversor (+) do comparador de corrente representando, desta forma, uma referência senoidal para o PWM. Quando a tensão no resistor *shunt* (corrente instantânea do indutor vezes o valor de R_s) se

igual a ao valor na entrada não inversora (+) do comparador de corrente, o interruptor externo é bloqueado. Como consequência, a corrente de pico no indutor terá como envoltória uma senóide retificada.

Após o interruptor ser desligado, o indutor transfere sua energia para a carga até que sua corrente atinja zero. Neste instante o sinal no bloco ZCD dispara novamente o interruptor e um outro ciclo se inicia.

A forma de onda da corrente e os intervalos de disparo e de bloqueio do interruptor são mostrados na Fig. 2.7.

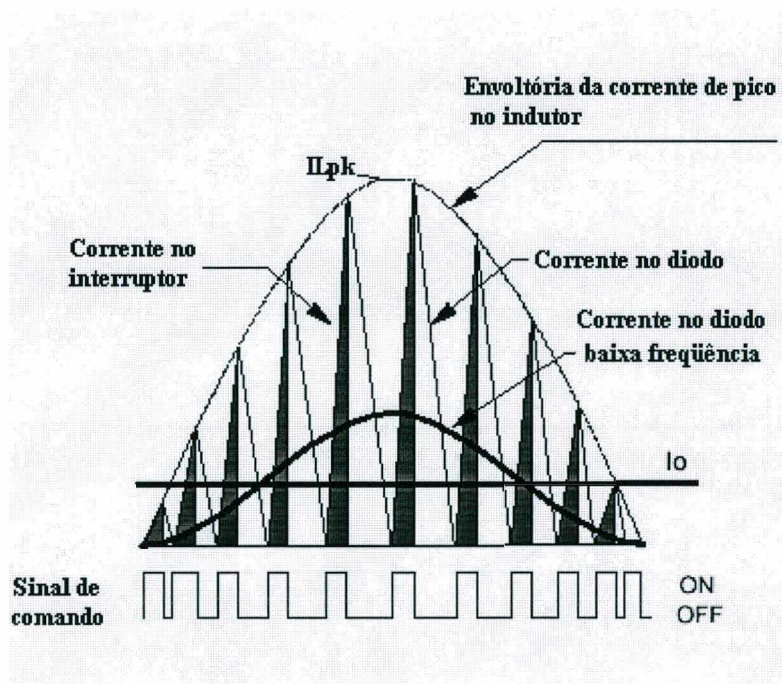


Fig. 2.7 – Principais forma de onda.

Este tipo de operação, em comparação com a condução descontínua, minimiza o valor do indutor, uma vez que são necessários baixos valores de indutância para o bom funcionamento da estrutura. Por outro lado, grandes variações de corrente no indutor geram correntes eficazes de valores elevados e também ruídos na rede AC, fazendo-se necessário o uso de filtros para reduzir a interferência eletromagnética (EMI). Estas características restringem o uso desta topologia para aplicações com potência reduzida [19].

2.7 Descrição dos principais blocos do L6560

Na seqüência serão comentados os principais blocos internos deste componente para possibilitar um melhor entendimento do seu funcionamento.

2.7.1 Circuito de alimentação interna

Na Fig. 2.8 pode-se observar um regulador linear de tensão alimentado por V_{cc} , que gera uma alimentação interna de 7V utilizada para alimentar todos os blocos internos. Apenas o estágio de saída é alimentado diretamente por V_{cc} . Além disto, um circuito auxiliar gera uma referência interna de 2,5V utilizada pelo controlador para garantir uma boa regulação.

A Fig. 2.8 mostra o comparador de subtensão (UVLO) com histerese utilizado para habilitar o CI enquanto a tensão V_{cc} é alta o suficiente para garantir um bom funcionamento do circuito integrado.

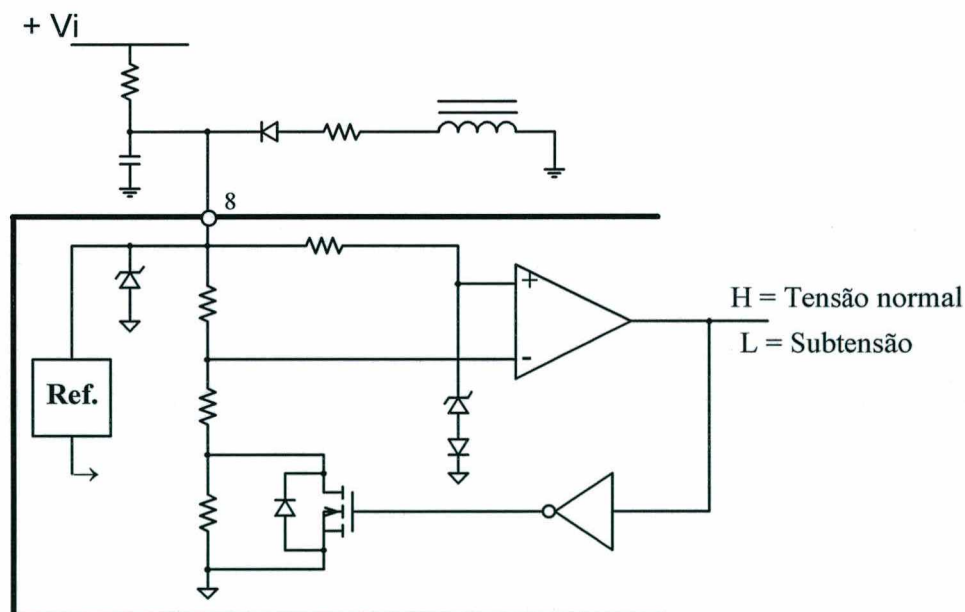


Fig. 2.8 – Bloco de alimentação de energia.

Na mesma figura também é apresentado o comparador de subtensão (UVLO) com histerese, utilizado para habilitar o CI enquanto a tensão de alimentação do referido componente mantém valor suficiente para garantir um bom funcionamento do circuito integrado. O nível alto (H) ocorre quando a tensão de alimentação está com seu valor normal e o nível baixo (L) quando ocorrer subtensão na tensão de alimentação.

2.7.2 Amplificador de Erro e detector de sobretensão

A entrada inversora do amplificador de erro (E/A), através de um divisor externo, é conectada ao barramento de saída DC (V_o) e é comparada com a referência interna. A Fig. 2.9 mostra a estrutura do amplificador de erro.

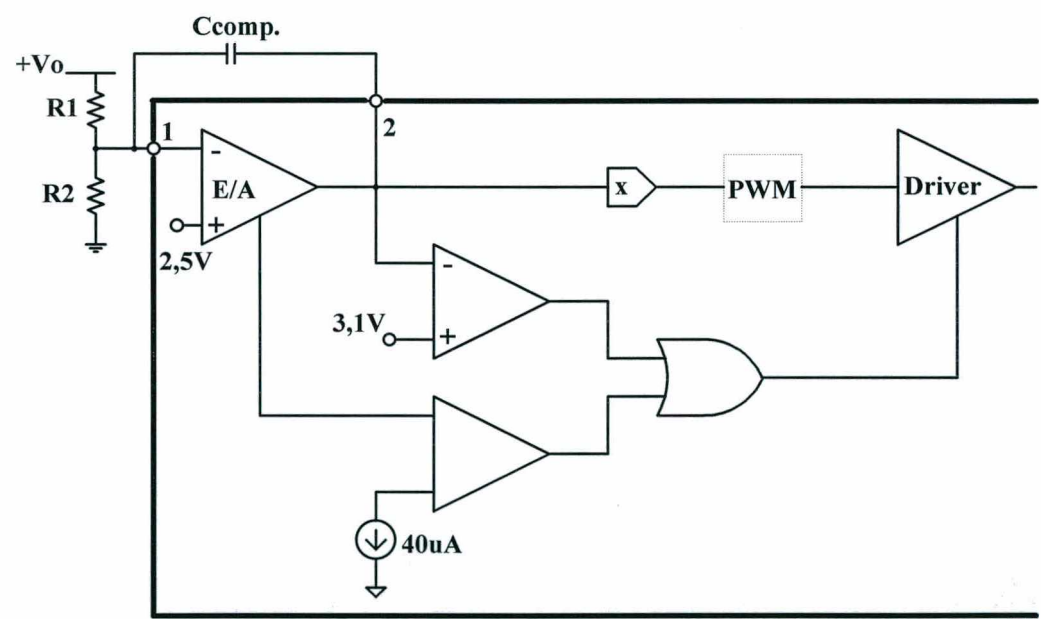


Fig. 2.9 – Bloco amplificador de erro e detector de sobretensão.

A saída do E/A é usada para compensação de frequência, usualmente realizada com um capacitor de realimentação conectado à entrada inversora. A constante de tempo deste compensador deve ser suficiente para manter a saída do amplificador constante durante um semiciclo da rede para que se possa alcançar alto fator de potência.

A faixa de valores de saída do E/A é internamente grampeada de forma que varie de 2V a 5,8V para acelerar a recuperação após a saturação alta, provocada por uma sobrecorrente, ou saturação baixa, provocada por uma sobretensão.

O L6560/A possui dois níveis de proteção. Caso ocorra uma sobretensão, a detecção é feita através da conexão existente após a saída do E/A.

Na ocorrência de sobretensão, a saída do amplificador de erro (E/A) tenderá à saturação em nível baixo mas, como sua resposta é muito lenta, um longo intervalo de tempo será necessário até que sua saída alcance a saturação. Por outro lado, uma sobretensão deverá ser corrigida imediatamente. Então se faz necessário uma detecção rápida de sobretensões.

Em operação normal, a corrente que circula através de R_1 é a mesma de R_2 porque o capacitor de compensação não permite a circulação de corrente contínua através de seus terminais e a entrada inversora possui alta impedância de entrada. Desta forma tem-se:

$$I_{R1,R2} = \frac{V_0 - 2,5}{R_1} = \frac{2,5}{R_2} \quad (2.2)$$

Quando a tensão V_0 aumenta, a corrente que circula através de R_1 cresce, mas a corrente que circula através de R_2 é mantida constante pela referência interna de 2,5V. Isto ocorre devido à resposta lenta do E/A. A corrente em excesso é então desviada para o capacitor de realimentação e a baixa impedância de saída do E/A, onde então é detectada. Neste caso duas ações podem ocorrer: *soft breaking* e *sharp breaking*.

Quando esta corrente em excesso alcança valores próximos a $37\mu\text{A}$, a saída do multiplicador tem seu valor atenuado e assim a energia consumida da rede é reduzida. Isto diminui a taxa de subida da tensão de saída. Em alguns casos este fenômeno, denominado *soft breaking*, é capaz de evitar com que a tensão de saída ultrapasse os valores estipulados em projeto.

Caso a tensão de saída continue subindo após o *soft breaking*, e a corrente que entra no E/A alcançar $40\mu\text{A}$, entra em ação o *sharp breaking*. A saída do multiplicador é forçada a zero, desligando o estágio de saída e cessando os pulsos de gatilho para o interruptor. O *starter* interno também é desligado. O comparador interno possui histerese, sendo a situação de *sharp breaking* revertida somente quando a corrente drenada pelo E/A alcança níveis próximos de $10\mu\text{A}$.

Esta proteção dinâmica de sobretensão (OVP) é suficiente para corrigir a maioria das mudanças de carga, mas não oferece uma proteção completa. De fato, estas proteções são sensíveis à variações dinâmicas da tensão de saída, não atuando caso a sobretensão seja permanente, como no caso de operação a vazio.

2.7.3 Detecção de Corrente Zero e Estágio de Saída

O bloco de detecção de corrente zero (ZCD) dispara o interruptor externo quando a tensão no indutor *boost* inverte sua polaridade. É neste instante que a corrente que circula através do mesmo passa por zero. Essa característica permite a operação em condução crítica. A Fig. 2.10 mostra a construção interna desse bloco.

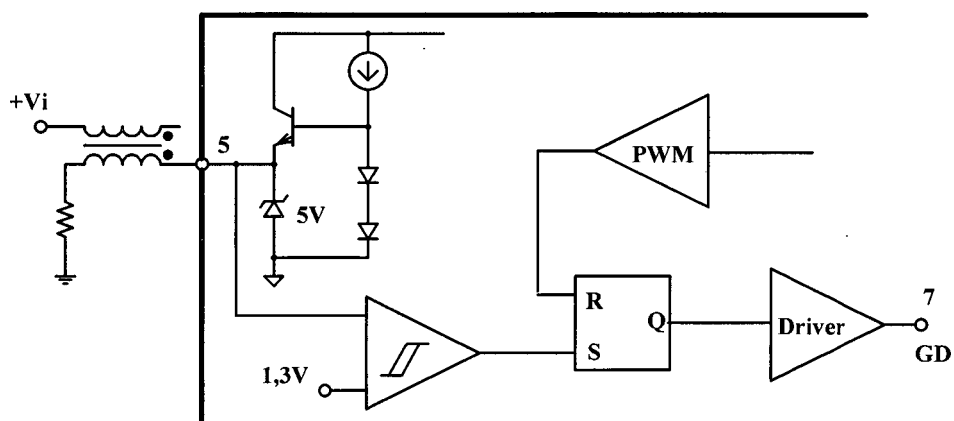


Fig. 2.10 – Detecção de corrente zero e estágio de saída.

Em operação normal, o sinal para o ZCD é obtido através de um enrolamento auxiliar do indutor *boost*. Faz-se necessário um circuito que dispare o interruptor externo na partida, visto que não há sinal proveniente do ZCD. Isto é implementado com um *starter* interno, que força o estágio de saída a disparar o interruptor, produzindo o sinal para iniciar o funcionamento do ZCD.

4.2.4 Multiplicador

O multiplicador, representado na Fig. 2.11, possui duas entradas: na primeira é aplicada parte da tensão retificada e a segunda a saída do E/A. Se esta última for constante, durante meio ciclo da rede, a saída do multiplicador terá a mesma forma da tensão retificada da rede AC. Este sinal é a referência para o comparador de corrente, que define a corrente de pico no interruptor a cada período de comutação.

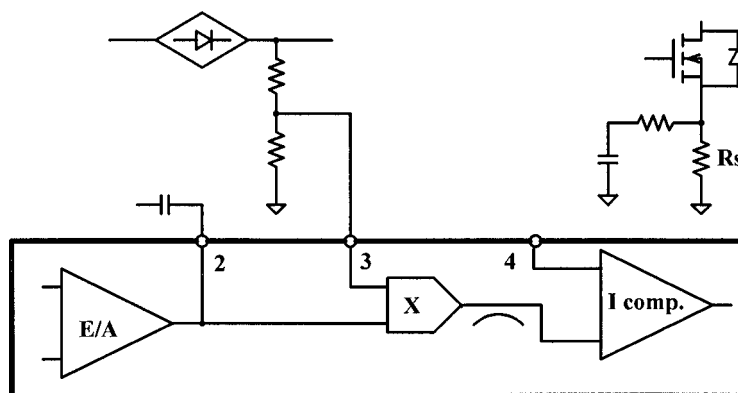
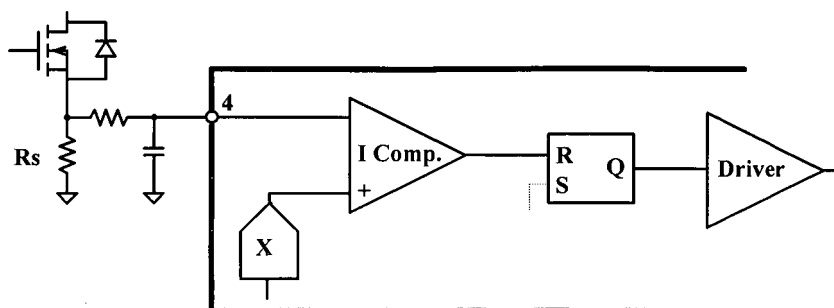


Fig.2.11 – Multiplicador.

2.7.5 Comparador de Corrente e Latch

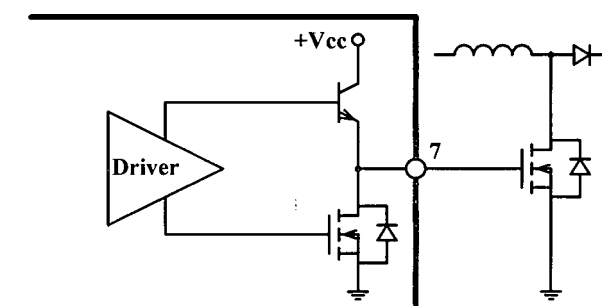
O comparador de corrente monitora a tensão no resistor *shunt* (R_s) e, comparando esta tensão com o valor determinado pelo multiplicador, determina o instante exato em que o interruptor externo deve ser bloqueado. O *Latch* evita que ruídos acionem o interruptor de forma involuntária.

A saída do multiplicador é internamente grampeada em 1,7V, logo a limitação de corrente ocorre caso a tensão em R_s alcance este valor (veja Fig. 2.12).

Fig. 2.12 - Comparador de Corrente e *Latch*.

2.7.6 Driver

Um *buffer* tipo *totem pole*, com capacidade de fornecer ou absorver 400mA, permite acionar um interruptor do tipo *MOSFET* ou *IGBT*. Um circuito interno de *pull-down* mantém a saída em nível baixo quando ocorrem subtensões (o CI é desabilitado nesta situação), garantindo que o interruptor externo não dispare acidentalmente (Fig. 2.13).

Fig. 2.13 – Circuito de comando do interruptor *boost*.

2.8 Dimensionamento do estágio de potência

A seguir serão apresentadas as principais equações para o dimensionamento do estágio de potência conforme apresentado em [19] e [20].

2.8.1 Ponte retificadora

Os diodos D1 a D4 que compõem a ponte retificadora apresentam características de tempo de recuperação lento. A não necessidade de diodos rápidos faz com que haja uma redução de custos. A corrente que flui através de cada diodo em um ciclo da tensão de entrada é senoidal e seu valor eficaz é definido pela equação (2.3).

$$i_{d_{rms}} = \frac{I_{i_{pk}}}{2} \quad (2.3)$$

Cabe salientar que a corrente máxima nos diodos é a própria corrente máxima de entrada e a tensão reversa sobre eles é o valor de pico da tensão de entrada.

2.8.2 Capacitor de entrada

O capacitor de filtro para altas frequências (C_{in} , Fig. 2.3) tem a função de atenuar o ruído de alta frequência proveniente da comutação do interruptor comandado.

A pior condição de interferência eletromagnética é encontrada quando ocorre o pico da menor tensão de entrada. O valor máximo da ondulação de tensão na alta frequência é normalmente estipulado de 1 à 10% (r variando de 0,01 à 0,1). O capacitor de entrada C_{in} pode ser determinado pela seguinte expressão:

$$C_{in} = \frac{I_{rms}}{2 \cdot \pi \cdot f_{sw} \cdot r \cdot V_{irms}} \quad (2.4)$$

Onde:

$$r = \frac{\Delta V_i}{V_{irms}} \quad (2.5)$$

Na maioria das aplicações o capacitor C_{in} está incorporado ao filtro de EMI.

2.8.3 Capacitor de saída

O dimensionamento do capacitor de saída deverá considerar a potência requerida na saída, a ondulação de tensão máxima permitida, a tensão DC e a sobretensão.

Desprezando os efeitos provocados pela RSE do capacitor, pode-se determinar o valor do capacitor através da seguinte equação:

$$C_o = \frac{P_o}{4 \cdot \pi \cdot f \cdot V_o \cdot \Delta V_o} \quad (2.6)$$

2.8.4 Indutor Boost

O dimensionamento do indutor *boost* envolve vários parâmetros e diversas aproximações podem ser feitas para seu dimensionamento. O valor da indutância geralmente é determinado considerando a menor frequência de comutação. Esta frequência deve ser superior a frequência do circuito de partida interno, no caso 23KHz, possibilitando o correto funcionamento. Considerando o rendimento unitário pode-se determinar o valor da indutância pela expressão:

$$L = \frac{2 \cdot P_o \cdot D}{I_{Lpk}^2 \cdot f_s} \quad (2.7)$$

Onde:

$$D = 1 - \frac{V_{it}}{V_o} \quad (2.8)$$

$$f_s = f_{s \min} \quad (2.9)$$

$$D = D_{\min} = \frac{V_o - \sqrt{2} \cdot V_{irms}}{V_o} \quad (2.10)$$

$$I_{Lpk} = 2\sqrt{2} \cdot \frac{P_o}{V_{irms}} \quad (2.11)$$

A mínima frequência de comutação pode ocorrer na máxima ou na mínima tensão de entrada, assim o valor do indutor *boost* pode ser determinado pela seguinte expressão:

$$L \cong \frac{V_{irms}^2 \cdot (V_o - \sqrt{2} \cdot V_{irms})}{2 \cdot f_{sw(\min)} \cdot P_o \cdot V_o} \quad (2.12)$$

Onde o valor da tensão eficaz de entrada (V_{irms}) pode assumir o valor máximo ($V_{irmsmax}$) ou mínimo ($V_{irmsmin}$), sendo válido o que resultar em um maior valor de L [19].

O valor mínimo da frequência de comutação ($f_{sw(\min)}$) deve ficar em torno de 23KHz, o que evitará que ocorram interferências com o circuito interno de partida.

A partir dos procedimentos anteriores é possível determinar o valor da indutância do indutor *boost*. Como o conversor opera em alta frequência, será empregado um núcleo de ferrite para a construção do indutor. O equacionamento utilizado para a determinação do indutor foi retirado da referência [21].

$$AeAw = \frac{L \cdot I_{Lpk} \cdot I_{Lrms}}{k_w \cdot B_{max} \cdot J_{max}} \quad (2.13)$$

Com o valor $AeAw$ faz-se a escolha do núcleo utilizando a tabela do fabricante. O número de espiras pode então ser calculado:

$$N = \frac{L \cdot I_{Lpk}}{B \cdot Ae} \cdot 10^4 \quad (2.14)$$

Finalmente pode ser calculado o entreferro do indutor:

$$l_g = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot Ae}{L} \cdot 10^{-2} \quad (2.15)$$

2.8.5 Esforços de corrente no interruptor comandado

Pela expressão (2.16) pode-se determinar a corrente média no interruptor comandado.

$$I_{Tmed} = I_o \left(\frac{4 - a \cdot \pi}{a \cdot \pi} \right) \quad (2.16)$$

Onde:

$$a = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{irms}}{V_o} \quad (2.17)$$

A corrente eficaz é definida pela equação (2.18):

$$I_{Trms} = \frac{4}{3 \cdot a} \cdot \frac{\sqrt{(3 \cdot \pi) - (8 \cdot a)}}{\sqrt{(2 \cdot \pi)}} \cdot I_o \quad (2.18)$$

2.8.6 Esforços de corrente no diodo *boost*

As correntes média e eficaz no diodo *boost* são determinadas pelas equações (2.19) e (2.20):

$$I_o = I_{Dbmed} = \frac{P_o}{V_o} \quad (2.19)$$

E a corrente eficaz :

$$I_{Dbrms} = \frac{8}{3 \cdot \sqrt{(\pi)}} \cdot I_o \quad (2.20)$$

2.8.7 Filtro de entrada

Para que se obtenha um fator de potência próximo da unidade , torna-se necessário a inclusão de um filtro de rede na entrada deste conversor. Dentre as diversas configurações possíveis, optou-se por utilizar um filtro LC, devido à sua simplicidade e eficiência [20]. A estrutura de tal filtro pode ser observada na Fig. 2.14.

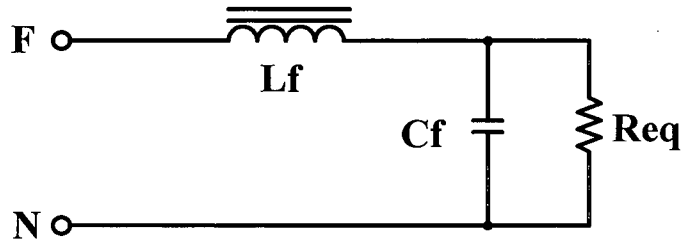


Fig. 2.14 - Topologia do Filtro de Rede.

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

O ganho de tensão entre a entrada e a saída do filtro é dado pela expressão (2.21):

$$Ganho(\omega, \zeta) = \frac{V_{out}}{V_{ac}} = \frac{1}{\omega c^2 - \omega^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \omega c \cdot j\omega} \quad (2.21)$$

Onde :

$$\zeta = \frac{1}{2 \cdot \omega_c \cdot R_{eq} \cdot C_f} \quad (2.22)$$

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_f \cdot C_f}} \quad (2.23)$$

O capacitor e o indutor são determinados pelas equações (2.24) e (2.25) respectivamente.

$$C_f = \frac{1}{R_{eq} \cdot 2 \cdot \zeta \cdot \omega_c} \quad (2.24)$$

$$L_f = \frac{1}{\omega^2 \cdot C_f} \quad (2.25)$$

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

A expressão (2.26) define a relação entre a corrente de entrada I_{L_f} e a tensão da rede V_{irms} . Esta expressão pode ser utilizada, se necessário, para determinar a fase entre a corrente e a tensão. Maiores detalhes sobre o filtro LC utilizado podem ser obtidos na referência [20].

$$\frac{I_{L_f}(j\omega)}{V_{irms}(j\omega)} = \frac{1}{j\omega \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{1}{\omega c^2 - \omega^2 + 2j \cdot \zeta \cdot \omega c \cdot \omega} \right) \quad (2.26)$$

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

2.8.9 Filtro de EMI (Eletromagnetic Interference)

Apesar de ter sido apresentado o cálculo do capacitor para eliminar as interferências eletromagnéticas, esta solução apresentada é de baixo custo e eficiência limitada. Para estruturas que requeiram maior eficiência quanto a adequação às normas de EMI, poderão ser adotados um dos filtros sugeridos a seguir.

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

A radiação direta é facilmente eliminada blindando-se o equipamento.

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

Pode-se empregar um filtro com indutores acoplados, que por sua vez permitem que haja uma redução do tamanho do filtro e melhoria na rejeição às correntes de modo comum. A Fig. 2.15 mostra o filtro citado. O núcleo do indutor é toroidal com elevada permeabilidade, permitindo conseguir valores elevados de indutância com tamanho reduzido.

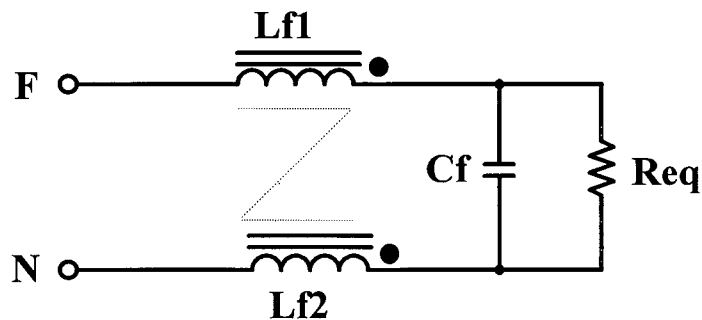


Fig. 2.15 – Filtro de rede com indutor acoplado.

Outra topologia de filtro de rede muito empregada quando se deseja atender normas internacionais de interferência eletromagnéticas, é a do filtro da Fig. 2.16.

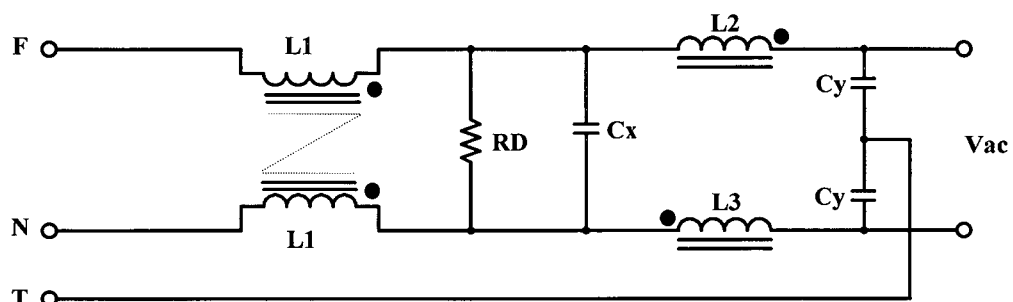


Fig. 2.16 – Filtro de rede completo.

Apesar da melhor eficiência desta topologia de filtro ela não será adotada visto que aumentaria o custo do reator proposto. Para maiores detalhes e procedimento de projeto recomenda-se a bibliografia [21].

2.9 Exemplo de projeto

Nesta seção será apresentado um exemplo de projeto onde será dimensionado o estágio de potência e o circuito de controle e comando. Como citado anteriormente, para o controle e comando do conversor *boost* será empregado o circuito integrado L6560, que é um componente dedicado à esta aplicação. Na Fig. 2.17 é apresentado diagrama esquemático completo do estágio de correção do fator de potência.

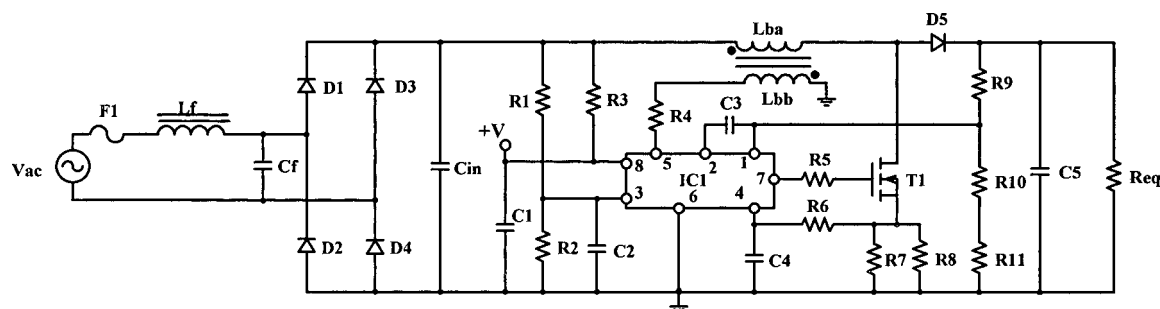


Fig. 2.17 – Circuito pré-regulador completo.

Exemplo de projeto:

- Faixa de tensão de entrada – 90 à 260Vrms;
- Frequência mínima de operação – 25KHz;
- Potência de saída – 78W;
- Tensão de saída – $V_o = 400V$;
- Rendimento estimado – 95%
- Tensão de ondulação - $\Delta V_o = 5V$;
- Máxima sobretensão - $\Delta V_{om} = 40V$;
- Frequência da rede – 60Hz;

Com a potência de saída e o rendimento pode-se determinar a potência de entrada:

$$P_i = \frac{P_o}{\eta} \quad (2.27)$$

$$P_i = \frac{78}{0,95} \quad (2.28)$$

$$P_i = 82,1 [W] \quad (2.29)$$

Pode-se agora determinar a corrente eficaz de entrada para a máxima e mínima tensões de entrada:

$$I_{irms(max)} = \frac{P_i}{V_{irms(min)}} \quad (2.30)$$

$$I_{irms(max)} = \frac{82,1}{90} \quad (2.31)$$

$$I_{irms(max)} = 0,912 \text{ [A]} \quad (2.32)$$

$$I_{irms(min)} = \frac{P_i}{V_{irms(max)}} \quad (2.33)$$

$$I_{irms(min)} = \frac{82,1}{260} \quad (2.34)$$

$$I_{irms(min)} = 0,315 \text{ [A]} \quad (2.35)$$

Aplicando a equação (2.4) pode-se calcular o capacitor de entrada C_{in} . Para tal será adotado $\Delta V_i = 5\%$.

$$r = \frac{4,5}{90} \quad (2.36)$$

$$r = 0,05 \quad (2.37)$$

$$C_{in} = \frac{0842}{2\pi * 25000 * 0,05 * 90} \quad (2.38)$$

$$C_{in} = 1,19 \text{ [\mu F]} \quad (2.39)$$

Pela expressão (2.6) calcula-se o valor do capacitor de saída:

$$C_o = \frac{78}{4\pi \cdot 50 \cdot 400 \cdot 10} \quad (2.40)$$

$$C_o = 25,8 \text{ [\mu F]} \quad (2.41)$$

A corrente média de saída do conversor *boost* é:

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} \quad (2.42)$$

$$I_o = 0,195 \text{ [A]} \quad (2.43)$$

Pela expressão (2.12) pode ser determinada a indutância *boost*:

$$L \cong \frac{90^2 \cdot (400 - \sqrt{2} \cdot 90)}{2 \cdot 25000 \cdot 72 \cdot 400} \quad (2.44)$$

$$L \cong 1,4 \text{ [mH]} \quad (2.45)$$

O núcleo é determinado calculando-se o produto $AeAw$ para então, pela tabela do fabricante, fazer a escolha do núcleo.

É necessário que seja determinada a corrente de pico no indutor *boost* e, como existe uma grande ondulação de corrente neste indutor, deve-se determinar também a corrente eficaz.

$$I_{Lirms} = \frac{4 \cdot I_o}{\sqrt{6} \cdot a} \quad (2.46)$$

$$I_{Lirms} = \frac{4 \cdot 0,195}{\sqrt{6} \cdot 0,318} \quad (2.47)$$

$$I_{Lirms} = 1[\text{A}] \quad (2.48)$$

Para que se possa determinar a corrente de pico no indutor *boost* é necessário que seja conhecido o tempo de condução do interruptor comandado. Como o referido conversor opera com uma grande faixa de variação da tensão de entrada, deve-se adotar a menor tensão.

$$t_{on} = \frac{4 \cdot L \cdot P_o}{\left(\sqrt{2} \cdot V_{irms(\min)}\right)^2} \quad (2.49)$$

$$t_{on} = \frac{4 \cdot 1,4 \cdot 10^{-3} \cdot 78}{\left(\sqrt{2} \cdot 90\right)^2} \quad (2.50)$$

$$t_{on} = 27,2 [\mu\text{s}] \quad (2.51)$$

$$I_{Lpk} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{irms(\min)}}{L} \cdot t_{on} \quad (2.52)$$

Substituindo os valores da indutância, tensão mínima de entrada e tempo de condução do interruptor comandado em (2.52), determina-se corrente de pico no indutor.

$$I_{Lpk} = \frac{\sqrt{2} \cdot 90}{1,4 \cdot 10^{-3}} \cdot 27,2 \cdot 10^{-6} \quad (2.53)$$

$$I_{Lpk} = 2,47 [\text{A}] \quad (2.54)$$

Para o dimensionamento físico do indutor *boost*, assume-se:

- Fator de utilização da área do enrolamento $K_w = 0,7$;
- Densidade de corrente $J_{MAX} = 350[\text{A}/\text{cm}^2]$;
- Densidade de fluxo magnético $B_{MAX} = 0,2[\text{T}]$

Substituindo-se os valores na equação (2.13), determina-se o produto $A_e A_w$ para então através da tabela fornecida em [21] proceder a escolha do núcleo:

$$A_e A_w = \frac{1,4 \cdot 10^{-3} \cdot 2,47 \cdot 1}{0,7 \cdot 0,2 \cdot 350} \cdot 10^{-4} \quad (2.55)$$

$$A_e A_w = 0,709 [\text{cm}^4] \quad (2.56)$$

Pela tabela fornecida em [21] seleciona-se o núcleo:

EE-30/14; Material IP12; Fabricante Thornton.

$A_e A_w = 1,02 \text{ cm}^4$; $A_e = 1,2 [\text{cm}^2]$; $A_w = 0,85 [\text{cm}^2]$.

Substituindo o valor A_e do núcleo selecionado na expressão (2.14) determina-se o número de espiras do indutor *boost*:

$$N = \frac{1,4 \cdot 10^{-3} \cdot 2,47 \cdot 10^4}{0,2 \cdot 1,2} \quad (2.57)$$

$$N = 144 [\text{espiras}] \quad (2.58)$$

O entreferro pode ser calculado pela expressão (2.59).

$$l_g = \frac{N^2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{L} \quad (2.59)$$

$$l_g = \frac{144^2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 1,2 \cdot 10^{-2}}{1,4 \cdot 10^{-3}} \quad (2.60)$$

$$l_g = 0,25 [\text{cm}] \quad (2.61)$$

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

$$S = \frac{I_{Lrms}}{J_{max}} \quad (2.62)$$

$$S = \frac{1}{350} \quad (2.63)$$

$$S = 2,85 \cdot 10^{-3} [\text{cm}^2] \quad (2.64)$$

Como se trata de um sistema com frequência variável deverá ser considerada a maior frequência de comutação. A partir da equação (2.65) determina-se a máxima frequência de comutação.

$$f_{sw(max)} = \frac{f_{swmin}}{(1 - \alpha)} \quad (2.65)$$

$$f_{sw(max)} = \frac{25000}{(1 - 0,919)} \quad (2.66)$$

$$f_{sw(max)} = 309,55 \text{ [KHz]} \quad (2.67)$$

Considerando que esta estrutura atinge elevada frequência de comutação, deve-se considerar a profundidade de penetração da corrente. A expressão (2.68) mostra como determinar este valor.

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_{sw(max)}}} \quad (2.68)$$

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{309,55}} \quad (2.69)$$

$$\Delta = 0,0134 \text{ [cm]} \quad (2.70)$$

Assim, pela tabela da referência [21], adota-se o condutor com bitola 29AWG.

$$S_{cond} = 0,000642 \text{ [cm}^2\text{]} \quad (2.71)$$

Para a determinação do número de condutores:

$$n_{cond} = \frac{S}{S_{cond}} \quad (2.72)$$

$$n_{cond} = \frac{0,00285}{0,000642} \quad (2.73)$$

$$n_{cond} = 4,44 \text{ [5 condutores paralelos]} \quad (2.74)$$

Substituindo os valores na equação (2.16) pode-se determinar a corrente média no interruptor comandado, como mostra a expressão (2.75).

$$I_{Tmed} = 0,195 \cdot \frac{4 - 0,318 \cdot \pi}{0,318 \cdot \pi} \quad (2.75)$$

$$I_{Tmed} = 0,585 \text{ [A]} \quad (2.76)$$

A corrente eficaz no interruptor comandado é determinada empregando a equação (2.18). Através da substituição dos valores na referida expressão tem-se a equação (2.77):

$$I_{Trms} = \frac{4}{3 \cdot 0,318} \cdot \frac{\sqrt{(3 \cdot \pi) - (8 \cdot 0,318)}}{\sqrt{(2 \cdot \pi)}} \cdot 0,195 \quad (2.77)$$

$$I_{Trms} = 0,855 \text{ [A]} \quad (2.78)$$

A corrente média no diodo *boost* é igual à corrente média na carga I_o . A corrente eficaz por sua vez, é determinada pela expressão (2.79):

$$I_{Dbrms} = \frac{8}{3 \cdot \sqrt{(\pi \cdot 0,318)}} \cdot 0,195 \quad (2.79)$$

$$I_{Dbrms} = 0,52 \text{ [A]} \quad (2.80)$$

Uma vez dimensionados os componentes do estágio de potência, serão determinados a seguir os componentes do estágio de controle/comando.

O **pino 1** do L6560 deve ser conectado ao divisor resistivo formado por R9, R10 e R11 que por sua vez estão ligados à saída regulada do conversor *boost*. A equação para determinar os valores destes resistores é encontrada na referência [19].

$$\frac{R_9}{R_{10} + R_{11}} = \frac{V_o}{2,5} - 1 \quad (2.81)$$

$$R_9 = \frac{\Delta V_{om}}{40 \cdot 10^{-6}} \quad (2.82)$$

Pela equação (2.82) determina-se o valor de R9.

$$R_9 = \frac{40}{40 \cdot 10^{-6}} \quad (2.83)$$

$$R_9 = 1 \text{ [M}\Omega\text{]} \quad (2.84)$$

Substituindo o valor de R₉ na expressão (2.81) encontra-se o valor de (R₁₀ + R₁₁):

$$R_{10} + R_{11} = 6,29 \text{ [K}\Omega\text{]} \quad (2.85)$$

Valor adotado: R₁₀ ⇒ 5,6 [KΩ] e R₁₁ ⇒ 680 [Ω].

Os valores calculados destes resistores normalmente não coincidem com os valores comerciais disponíveis, sendo então necessária uma associação de resistores. A baixa tolerância destes componentes tem importância fundamental para o perfeito funcionamento do conversor.

O procedimento a ser adotado para a atribuição de valores comerciais é a seguinte:

- Calcula-se o valor de R₉ e então atribui-se valor comercial mais próximo ou faz-se associação de resistores;

- Com o valor comercial de R₉ ou sua resistência equivalente, determina-se o valor do outro resistor. Neste projeto foi necessário a associação em série de R₁₀ e R₁₁ para se atingir o valor requerido.

- A precisão dos resistores deve ser de 1% e sua potência de 1/4W;

O **pino 2** (COMP) do L6560 é a saída do amplificador de erro (e uma das duas entradas do multiplicador). Conectado entre os pinos 1 e 2 está o capacitor C₃. Para determinar o valor deste capacitor basta definir a largura da banda de frequência (B_w) da

realimentação que controlará a ondulação da tensão de saída na frequência de saída do retificador. O fabricante sugere que o valor dessa faixa de frequência fique entre 20 e 30Hz.

$$C_3 \geq \frac{1}{2\pi \cdot R_9 // (R_{10} + R_{11}) \cdot B_w} \quad (2.86)$$

$$C_3 \geq \frac{1}{2\pi \cdot 6240 \cdot 30} \quad (2.87)$$

$$C_3 = 850,18 [\text{nF}] \quad (2.88)$$

Valor adotado para $C_3 \Rightarrow 1 [\mu\text{F}] / 50 [\text{V}]$.

Pode-se desabilitar o estágio de correção do fator de potência através do pino 2 do L6560, bastando para isso fazer com que apareça uma tensão inferior à 2,5 V neste pino.

O **pino 3** (MULT) é a segunda entrada do multiplicador. Ele é conectado através de um divisor resistivo ao retificador da rede. A característica do multiplicador é descrita pela equação (2.89):

$$V_{xcs} = k \cdot (V_{comp} - 3,5) \cdot V_{MULTi} \quad (2.89)$$

O divisor resistivo para a obtenção da referência de entrada para o multiplicador é formado pelos resistores R_1 e R_2 . A equação (2.90) e (2.91) mostram, respectivamente, como obter o valor de V_{MULT} e o valor máximo desta tensão.

$$V_{MULT} = \frac{V_{inrms(max)} \cdot R_2}{R_1 + R_2} \quad (2.90)$$

$$V_{MULTpkx} = \frac{V_{inrms(max)} \cdot \sqrt{2} \cdot R_2}{R_1 + R_2} \quad (2.91)$$

O ganho (k) do multiplicador pode variar ponto a ponto. A Fig. 2.18 mostra a família de curvas do multiplicador, operando com entrada variável. A saída do multiplicador controla o pico da corrente através do resistor *shunt* (R_s ou $R_7 // R_8$), para cada ciclo de operação.

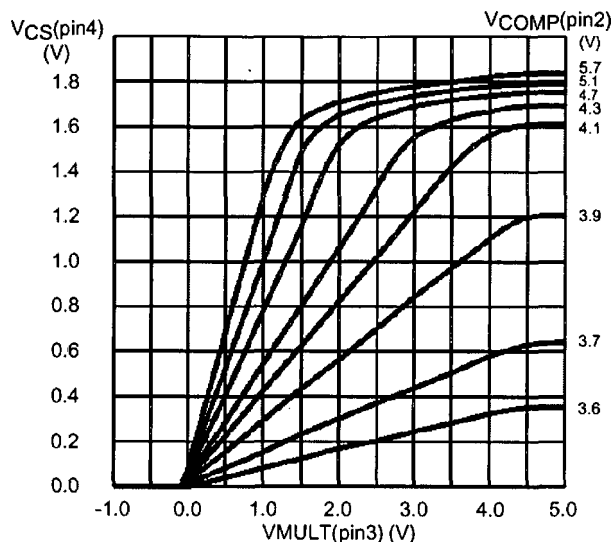


Fig. 2.18 – Características do multiplicador.

A operação linear do multiplicador é garantida na faixa compreendida entre 0 e 3V (V_{MULT} – pino 3 do L6560) e de 0 à 1,6V para V_{CS} , enquanto o valor mínimo garantido da inclinação ($\Delta V_{CS}/\Delta V_{COMP}$) é de 1,65.

A partir destas considerações pode-se determinar o melhor ponto de operação do multiplicador. Primeiramente seleciona-se o valor de pico da tensão V_{MULT} , que será $V_{MULTpkx}$. Este valor ocorre na máxima tensão de entrada, e deve ser no máximo de 3V. Atribuindo $V_{MULTpkx}$ como sendo 2,8V e substituindo na expressão (2.92):

$$V_{MULTpk(min)} = V_{MULTpkx} \cdot \frac{V_{irms(min)}}{V_{irms(max)}} \quad (2.92)$$

$$V_{MULTpk(min)} = 2,8 \cdot \frac{90}{260} \quad (2.93)$$

$$V_{MULTpk(min)} = 0,969 \text{ [V]} \quad (2.94)$$

Este valor, multiplicado por $\Delta V_{CS}/\Delta V_{COMP}$ dará a máxima tensão de saída do multiplicador, conforme a equação (2.95):

$$V_{CSpk} = 1,65 \cdot V_{MULTpk(min)} \quad (2.95)$$

$$V_{CSpk} = 1,599 \text{ [V]} \quad (2.96)$$

Importante: Se o valor V_{CSpk} exceder o valor limite da linearidade do sensor de corrente (1,65V), deverá ser recalculado partindo-se de um valor menor de $V_{MULTpkx}$.

Para determinar o valor de R_2 atribui-se uma corrente através deste resistor de algumas centenas de microampères [19]. Substituindo os valores de corrente e tensão na equação (2.97) tem-se:

$$R_2 = \frac{V_{MULTpkx}}{I_{R2}} \quad (2.97)$$

Onde $I_{R2} = 500 \mu A$.

$$R_2 = \frac{2,8}{500 \cdot 10^{-6}} \quad (2.98)$$

$$R_2 = 5,6 \text{ [K}\Omega\text{]} \quad (2.99)$$

Para determinar o valor de R_1 substitui-se os valores na equação (2.100):

$$R_1 = \frac{R_2 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{irms(max)}}{V_{MULTpkx}} - R_2 \quad (2.100)$$

$$R_1 = \frac{5600 \cdot \sqrt{2} \cdot 260}{2,8} - 5600 \quad (2.101)$$

$$R_1 = 735,39 \text{ [K}\Omega\text{]} \quad (2.102)$$

Valor comercial adotado para R_1 : 820 K Ω .

O **pino 4** (CS) é a entrada inversora do comparador do sensor de corrente. A corrente instantânea do interruptor comandado é convertida em um sinal de tensão proporcional. Compara-se este sinal com o limite definido na saída do multiplicador com a corrente do interruptor comandado. Se a corrente no interruptor, que aparece sob forma de tensão sobre R_s , exceder à saída do multiplicador, o comando do interruptor será desabilitado.

O resistor sensor de corrente do interruptor é determinado pela expressão (2.103):

$$R_s \leq \frac{V_{CSpk}}{I_{Rspk}} \quad (2.103)$$

Onde:

$$I_{Rspk} = 2\sqrt{2} \cdot \frac{P_i}{V_{irms}} \quad (2.104)$$

$$I_{Rspk} = 2\sqrt{2} \cdot \frac{82,1}{90} \quad (2.105)$$

$$I_{Rspk} = 2,58 \text{ [A]} \quad (2.106)$$

Substituindo os valores na equação (2.103), determina-se R_s .

$$R_s \leq \frac{1,599}{2,58} \quad (2.107)$$

$$R_s \leq 0,619 [\Omega] \quad (2.108)$$

- Importante: V_{xcspk} não pode exceder 1,6V.
- $R_s = R_7 // R_8$; Adota-se $R_7 = R_8 = 1 [\Omega] / 1 [W]$

O **pino 5** (ZCD) é a entrada do detector de zero da corrente. Conforme a Fig. 2.17 este pino está conectado, através de um resistor limitador, ao enrolamento auxiliar do indutor *boost*. O CI processa o sinal proveniente do enrolamento auxiliar e aciona o interruptor principal quando a tensão no pino 5 cruzar o limiar de 2,3V à 1,1V.

O **pino 6** (GND) é a referência do circuito.

O **pino 7** (GD), é a saída do circuito de comando do interruptor principal. Este pino pode fornecer ou absorver uma corrente de 400mA para o acionamento do interruptor principal.

O **pino 8** (Vcc). É a entrada da fonte de alimentação. A este pino deve ser conectado um capacitor externo (C_1) para evitar variações de tensão e eliminar possíveis ruídos.

Pode-se empregar uma fonte auxiliar para sua alimentação ou utilizar um enrolamento auxiliar do indutor *boost* como apresentado no capítulo 4.

Nota 1: Os componentes que não foram mencionados em nenhuma equação são na sua maioria capacitores com a função de filtro e seu valor é fornecido pelo fabricante.

Nota 2: Para determinação do enrolamento auxiliar, quando este não for empregado para gerar a alimentação do circuito de comando, basta que se tenha algumas espiras com a menor bitola possível. A existência de um resistor limitador entre o enrolamento auxiliar e o pino 5 faz com que este enrolamento não seja crítico, pois o consumo de corrente é extremamente baixo.

Na tabela 2.1 são apresentados os componentes e seus respectivos valores.

Componente	Referência	Especificação
Resistor	R1	820K Ω /500mW
Resistor	R2	5,6K Ω /500mW
Resistor	R3	*100K Ω /1W
Resistor	R4	*68K Ω /500mW
Resistor	R5	*10 Ω /1W
Resistor	R6	*330 Ω /500mW
Resistor	R7	1 Ω /1W
Resistor	R8	1 Ω /1W
Resistor	R9	1M Ω /500mW
Resistor	R10	5,6K Ω /500mW
Resistor	R11	680 Ω /500mW
Capacitor	C _{in}	1 μ F/400V _{cc}
Capacitor	C _r	390nF/400V _{ca}
Capacitor	C2	*10nF/50V
Capacitor	C3 = C _{COMP}	1 μ F/25V
Capacitor	C4	*1nF/50V
Capacitor	C _o = C5	33 μ F/450V
Transistor	T1	IRF840
Diodo	D _b = D5	MUR460
Diodo	D1	1N5404
Diodo	D2	1N5404
Diodo	D3	1N5404
Diodo	D4	1N5404
Circuito integrado	IC1	L6560
Indutor <i>boost</i> Enrolamento principal	Lba,	EE30/14 – IP12 Thornton Lba: 1,4mH - 145 espiras 5 x 29AWG
Indutor <i>boost</i> Enrolamento auxiliar	Lbb,	Lbb: 7 espiras 1 x 29AWG
Indutor <i>boost</i> Enrolamento auxiliar	Lbc,	Lbc: 7 espiras 1 x 29AWG
Indutor de filtro	Lf	EE42/15 – IP12 Thornton Lf: 11mH - 314 esp. - 23AWG

*Especificação fornecida pelo fabricante.

Os componentes semicondutores foram especificados em função da disponibilidade e baixo custo. Isto significou, em alguns casos, o seu superdimensionamento.

2.10 Resultados de simulação

Para comprovar o equacionamento empregado fez-se a simulação numérica utilizando o programa PSPICE [31]. Serão apresentadas as formas de onda mais significativas.

A Fig. 2.19 mostra a corrente no indutor *boost* para tensão de entrada de 260V.

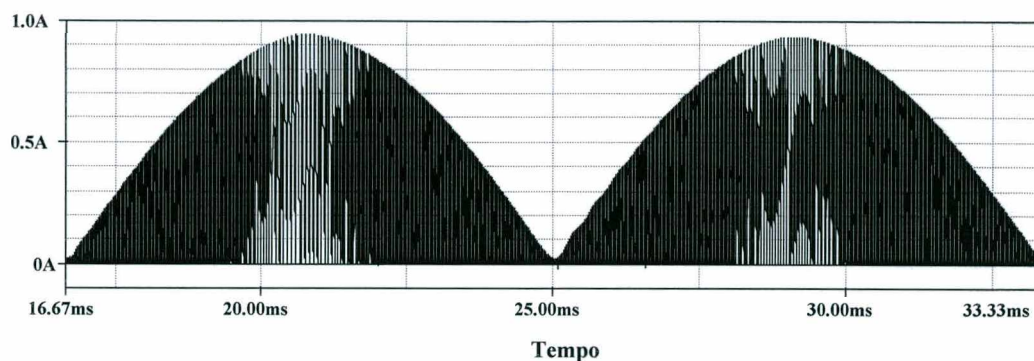


Fig. 2.19 – Corrente no indutor boost para tensão de entrada de 260V.

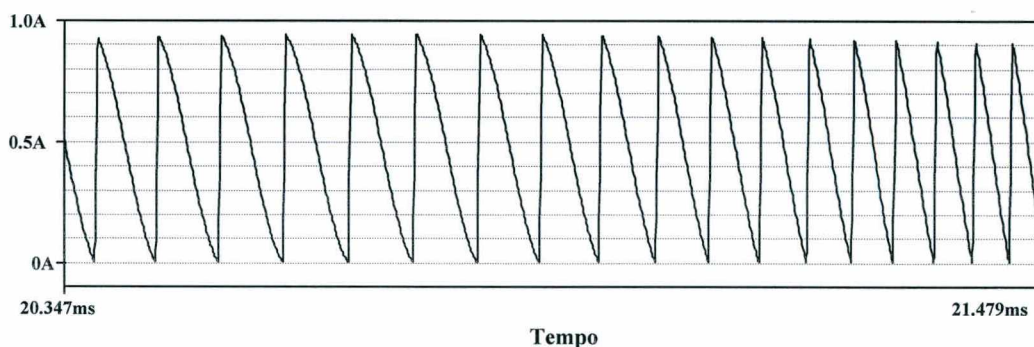


Fig. 2.20 – Detalhe da corrente no indutor boost para tensão de entrada de 260V.

A Fig.2.21 apresenta a tensão e a corrente na entrada do conversor boost, a partir de uma tensão de alimentação de 260V. É importante notar que existe uma pequena defasagem entre a tensão e a corrente, bem como uma pequena distorção na corrente de entrada. Isto se deve ao fato de que o filtro de entrada deve obrigatoriamente ser o mesmo para toda a faixa de tensão de entrada. Como neste projeto tem-se limitação de volume, o indutor do filtro empregado na simulação tem uma indutância de 3mH. Este valor foi definido em função do núcleo necessário para a confecção do indutor.

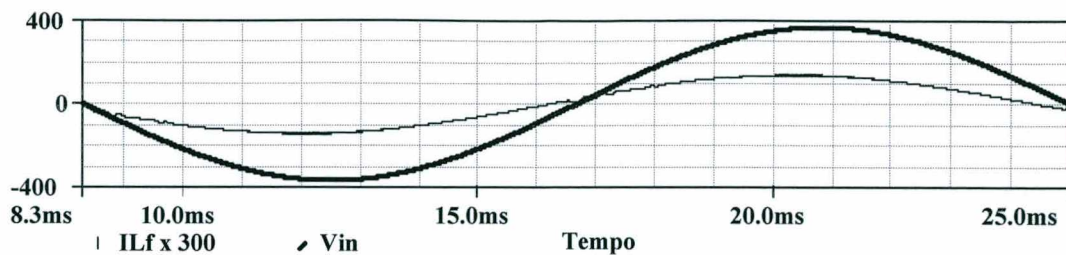


Fig. 2.21 – Tensão e corrente na entrada para uma tensão de alimentação de 260V.

Na seqüência serão apresentadas as formas de onda da tensão e da corrente na carga, Fig. 2.22 e Fig. 2.23 respectivamente.

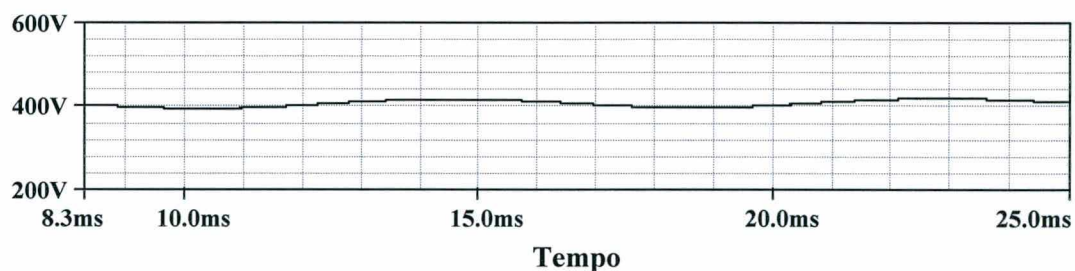


Fig. 2.22 – Tensão na carga para uma tensão de alimentação de 260V.

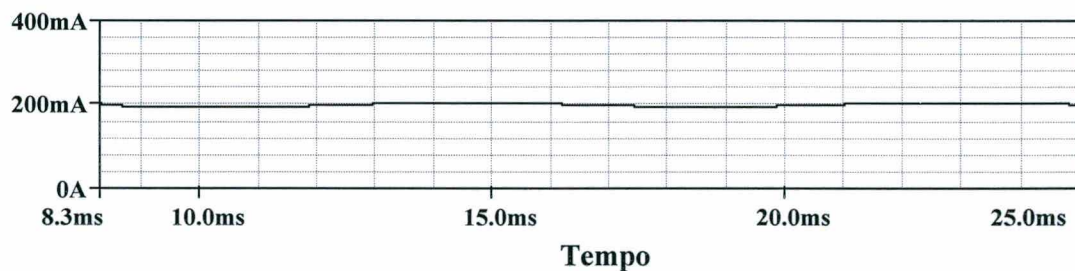


Fig. 2.23 – Corrente na carga para uma tensão de alimentação de 260V.

Na seqüência serão apresentadas as mesmas figuras para uma tensão de entrada de 90V.

A Fig. 2.24 apresenta a corrente no indutor *boost*.

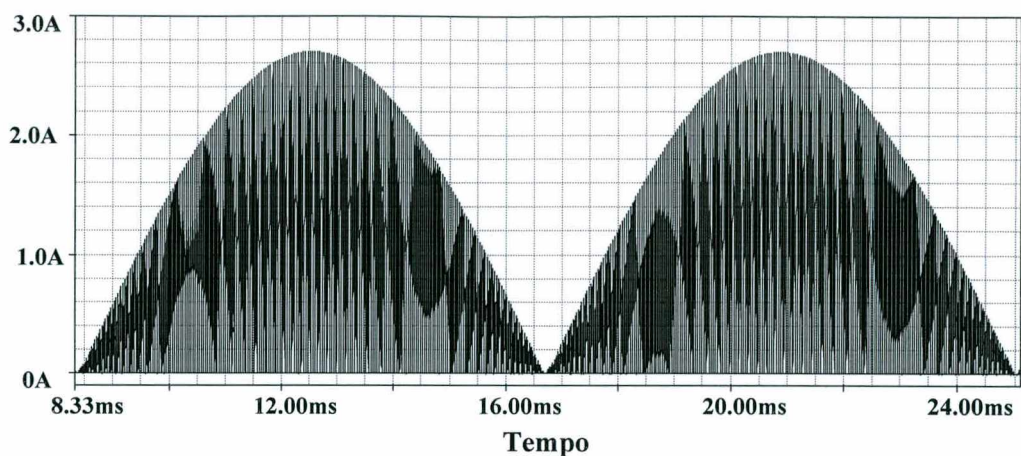


Fig. 2.24 – Corrente no indutor boost para uma tensão de entrada de 90V.

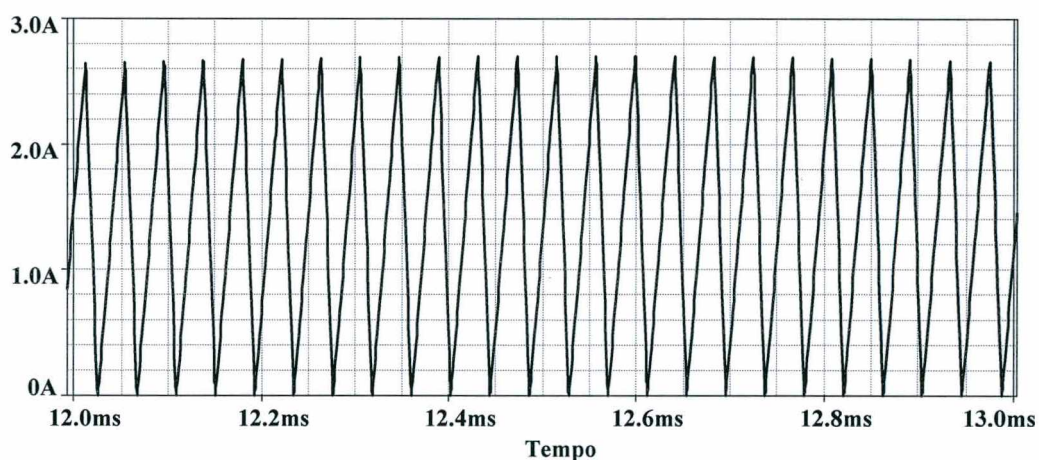


Fig. 2.25 – Detalhe da corrente no indutor boost para uma tensão de entrada de 90V.

A Fig. 2.26 mostra a tensão e a corrente de entrada para uma tensão de alimentação de 90V. É possível notar uma melhora significativa da distorção e da defasagem se comparada com a tensão e a corrente para o caso anterior (260V).

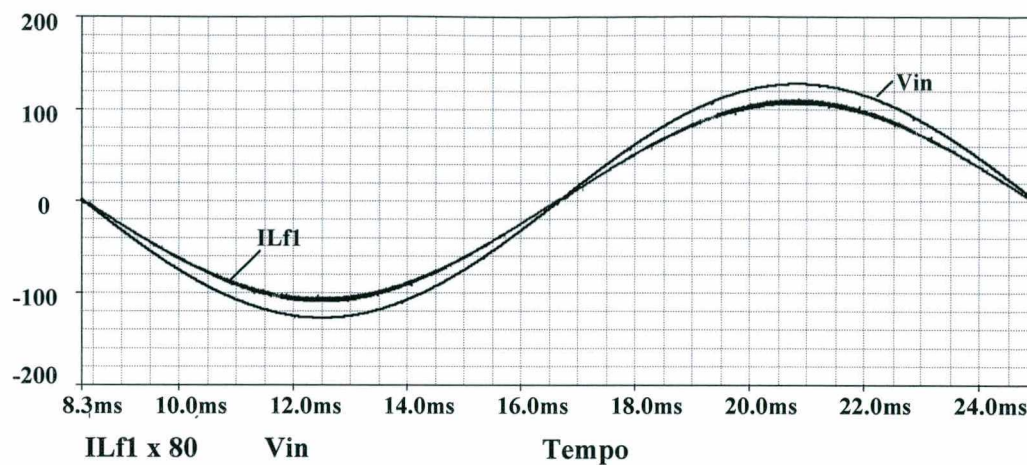


Fig. 2.26 – Tensão e corrente de entrada para o conversor alimentado em 90V.

E finalizando, são mostradas nas figuras (2.27) e (2.28) a tensão e a corrente na carga

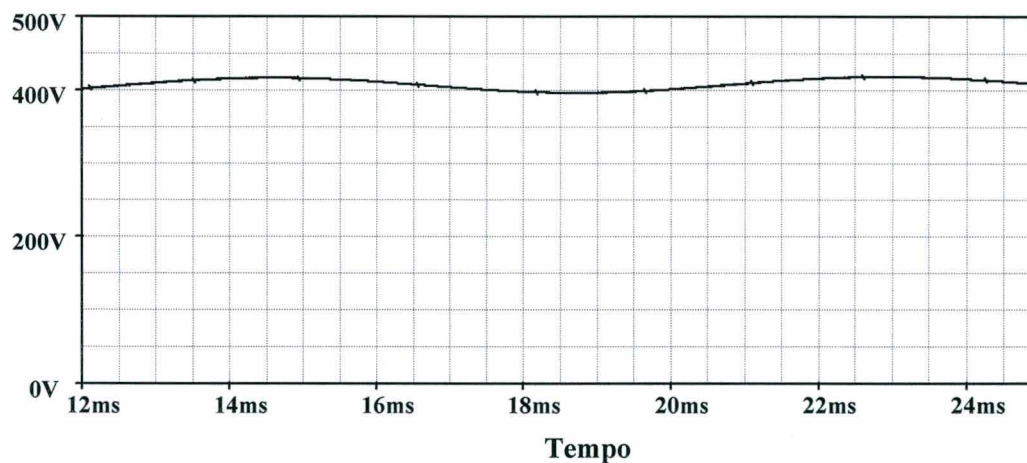


Fig. 2.27 – Tensão na carga para o circuito alimentado em 90V.

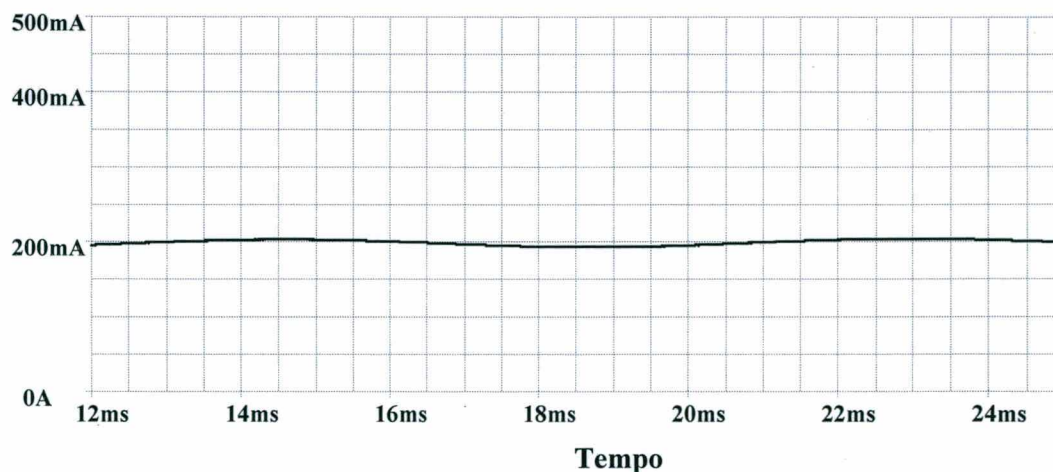


Fig. 2.28 – Corrente de carga para tensão de alimentação de 90V.

2.11 Conclusão

Este capítulo apresentou o estágio de entrada com pré-regulador *boost* operando no modo de condução crítica. Este modo de operação é bastante interessante quando se trabalha com potências de até 150W. Acima desta potência os esforços de corrente nos semicondutores atingem valores elevados e o rendimento diminui consideravelmente [19].

Para operação no modo de condução contínuo haveria um aumento de custos devido ao maior número de componentes. O circuito integrado normalmente empregado no controle para este modo de condução (3854) também tem maior custo. A principal vantagem em se utilizar o modo de condução contínua é a diminuição do volume do filtro de entrada.

Foram apresentados os dimensionamentos do estágio de potência e de comando/controle. O filtro de entrada também foi contemplado neste capítulo. Foram também apresentadas sugestões de filtros para diminuir a interferência eletromagnética.

Como grande vantagem desta topologia pode-se citar a possibilidade da entrada universal de tensão. Outra vantagem não menos importante no emprego deste circuito integrado é sua grande flexibilidade.

Capítulo 3

Inversor Ressonante

3.1 Introdução

Os estágios de conversão de corrente contínua em corrente alternada são tipicamente denominados de Inversores. Neste trabalho deseja-se acionar duas lâmpadas fluorescentes de 40W cada. Através de pesquisa bibliográfica [22], [25], verificou-se que a estrutura mais adequada é o inversor ressonante Meia-Ponte.

O fato de ser um Inversor Meia-Ponte lhe confere comando simples e funcionamento amplamente discutido e dominado. Os esforços de tensão sobre os interruptores não ultrapassam o valor da tensão de barramento e apenas um dos interruptores requer comando isolado de base ou *gate*, dependendo do tipo de interruptor empregado.

O circuito ressonante que compõe a carga do inversor é formado de um indutor ressonante, capacitor série, capacitor paralelo e uma lâmpada fluorescente. A lâmpada será modelada por um circuito resistivo como sugere a bibliografia [22].

O comando do circuito será por frequência imposta e será gerado a partir de um microcontrolador. O projeto de software e hardware envolvendo o microcontrolador é apresentado no anexo.

O sinal de comando gerado também atuará no controle de luminosidade, detecção de presença e proteção de sobrecorrente no circuito ressonante.

3.2 Estágio Ressonante

O conversor ressonante meia-ponte, alimentado por tensão, é uma das estruturas mais difundidas para uso em reatores eletrônicos [22] e [25]. Seu baixo custo e robustez são algumas das características favoráveis a esta estrutura, aliado à possibilidade de se

de se obter como tensão máxima nos interruptores, a tensão de barramento. A Fig. 3.1 mostra o diagrama esquemático do inversor e o circuito ressonante. É importante atentar ao fato que o reator a ser implementado alimentará duas lâmpadas fluorescentes. Como as lâmpadas são iguais e alimentadas cada qual por um circuito ressonante próprio, procederá-se a análise do circuito ressonante para apenas uma lâmpada. Porém para o dimensionamento dos interruptores ambas devem ser consideradas.

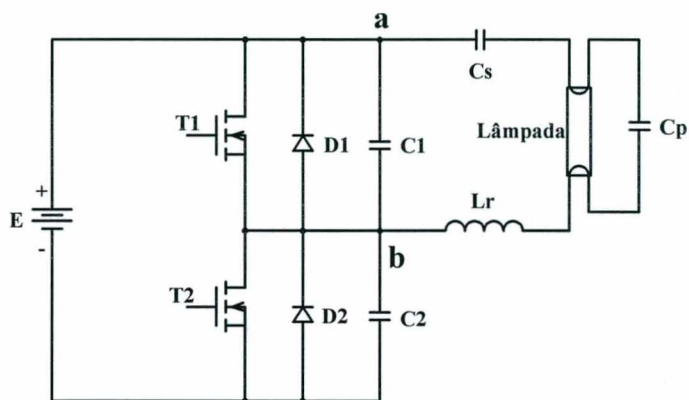


Fig. 3.1 – Inversor e circuito ressonante.

Onde:

- E – Tensão de alimentação CC;
- Lr – Indutor ressonante;
- Cs – Capacitor série;
- Cp – Capacitor paralelo;
- T1 – Interruptor de potência 1;
- T2 – Interruptor de potência 2;
- D1 – Diodo intrínseco do interruptor de potência 1;
- D2 – Diodo intrínseco do interruptor de potência 2;
- C1 – Capacitor de auxílio à comutação;
- C2 – Capacitor de auxílio à comutação;

3.3 Etapas de Operação

Na seqüência serão descritas as etapas de operação do circuito inversor. Pela disposição dos interruptores de potência pode-se observar que seu funcionamento deve ser complementar. Isto significa que aparecerá uma tensão retangular de amplitude E entre os pontos a e b do circuito ressonante. Esta tensão, denominada V_{ab} , possui uma componente alternada em alta freqüência que será submetida ao circuito ressonante.

A componente alternada de V_{ab} provocará a circulação de corrente senoidal em L_r , C_s , C_p e na lâmpada. A componente contínua de V_{ab} será bloqueada pelo capacitor C_s .

Para auferir uma característica indutiva ao circuito ressonante, permitindo a entrada em condução suave dos interruptores, a freqüência de comutação do inversor será maior que a freqüência de ressonância. Visando a redução das perdas por comutação no bloqueio, são acrescentados os capacitores de auxílio à comutação C_1 e C_2 . A ação destes capacitores consiste em atrasar a subida da tensão no interruptor que estiver sendo bloqueado, fazendo com que se reduza ao máximo a presença simultânea de tensão e de corrente no interruptor durante a comutação. Quando empregados interruptores do tipo MOSFET, já existe uma capacitância intrínseca com valor fornecido pelo fabricante. Esta capacitância deve ser considerada no dimensionamento dos capacitores de auxílio à comutação.

A Fig. 3.2 mostra a corrente no indutor ressonante bem como a tensão V_{ab} aplicada ao circuito ressonante. Também são mostrados os instantes que determinam as etapas de operação.

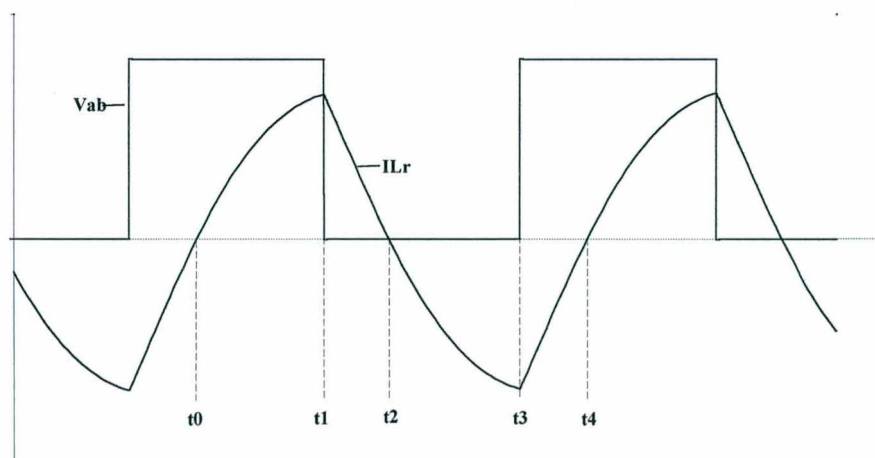


Fig. 3.2 – Corrente no indutor ressonante e tensão V_{ab} .

Para análise das etapas de operação os capacitores $C1$ e $C2$ serão desprezados, uma vez que não influenciam no funcionamento global da estrutura, apenas contribuem para o bloqueio suave dos interruptores $T1$ e $T2$.

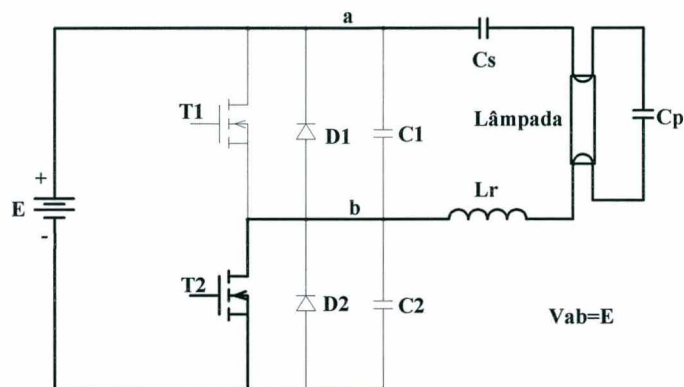


Fig. 3.3 – Primeira etapa de funcionamento.

Na primeira etapa de funcionamento o interruptor $T2$, que já estava habilitado a conduzir, entra em condução no instante t_0 , sob tensão e corrente nulas. A corrente evolui de forma ressonante até o instante t_1 , quando o interruptor é comandado a bloquear. O diodo $D1$ entra em condução assumindo a corrente do circuito ressonante, iniciando dessa forma a segunda etapa de operação.

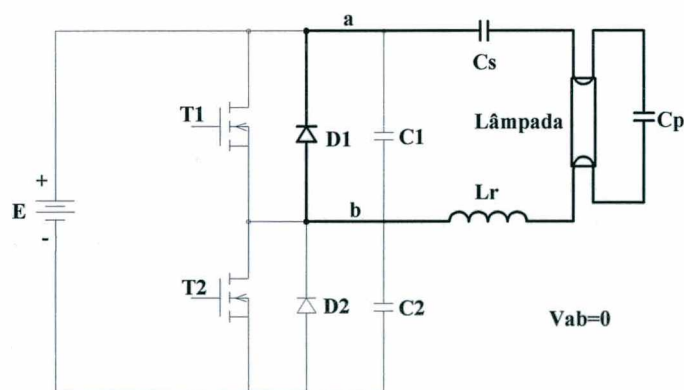


Fig. 3.4 – Segunda etapa de funcionamento.

Esta etapa tem início no instante t_1 com a entrada em condução do diodo $D1$. A corrente mantém o mesmo sentido da etapa anterior, porém decresce de forma ressonante até atingir zero no instante t_2 . Durante esta etapa o interruptor $T2$ é habilitado a conduzir.

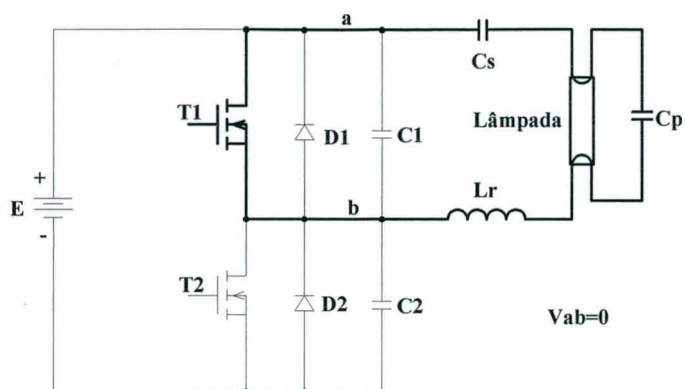


Fig. 3.5 – Terceira etapa de funcionamento.

A terceira etapa de funcionamento tem início no instante t_2 com a entrada em condução do interruptor T1. De forma similar ao interruptor T2 esta comutação ocorre sob tensão e corrente nulas, não havendo portanto perdas por comutação na entrada em condução. A corrente evolui de forma ressonante com sentido contrário às duas primeiras etapas. O término desta etapa, no instante t_3 , é caracterizado pelo bloqueio do interruptor T1.

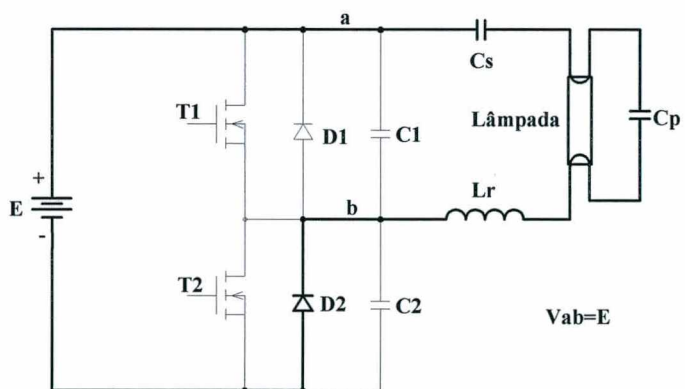


Fig. 3.6 – Quarta etapa de operação.

A última etapa de operação é caracterizada pela entrada em condução do diodo D2, que ocorre com o bloqueio do interruptor T1 no instante t_3 . Nesta etapa o interruptor T2 é habilitado a conduzir. A corrente no diodo D2 evolui de forma ressonante até se anular, iniciando assim outro ciclo de operação.

3.4 Análise do circuito ressonante

Como visto na análise das etapas de operação, a tensão aplicada ao circuito ressonante varia de 0 a E. Isto vale dizer que se trata de uma tensão assimétrica e de formato retangular, pois para cada metade do período de comutação ela assume os valores 0 e E. Também foi citado anteriormente que a componente contínua desta tensão é bloqueada pelo capacitor C_s . Isto permite que se faça uma análise considerando que a tensão aplicada ao circuito ressonante é simétrica de valores que variam de $-E/2$ a $+E/2$.

A Fig. 3.7 mostra o modelo simplificado do circuito ressonante.

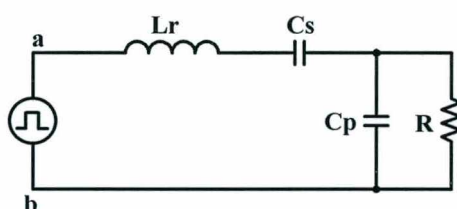


Fig. 3.7 Modelo simplificado do circuito ressonante.

A tensão V_{ab} pode ser escrita como um somatório infinito de senóides de acordo com a série de Fourier como mostram as equações (3.1) e (3.2).

$$V_{ab}(t) = \frac{4 \cdot V_p}{\pi} \cdot \left[\text{sen}(\omega t) + \frac{1}{3} \cdot \text{sen}(3\omega t) + \frac{1}{5} \cdot \text{sen}(5\omega t) + \dots \right] \quad (3.1)$$

Ou, rescrevendo de forma genérica:

$$V_{ab}(\omega t, n) = \frac{4 \cdot V_p}{\pi} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{(2n-1)} \cdot \text{sen}((2n-1) \cdot \omega t) \quad (3.2)$$

Estudos realizados em [24] e [25] mostram que é permitido efetuar todo o desenvolvimento matemático do conversor através da consideração unicamente da componente fundamental da tensão V_{ab} . A contribuição das demais componentes harmônicas é bastante pequena em relação a componente fundamental. O autor da bibliografia [24] sugere para um desenvolvimento matemático mais apurado a consideração da terceira harmônica.

A lâmpada fluorescente será modelada por uma resistência, dado seu comportamento em alta frequência [22]. No transitório de partida será modelada por uma

resistência de valor infinito. Durante o regime permanente a lâmpada será modelada por uma resistência de valor definido pelo valor eficaz de tensão e corrente fornecidos pelo fabricante.

3.4.1 Transitório de partida

Como a lâmpada fluorescente possui um comportamento similar a um resistor será modelada como tal. No transitório de partida a resistência equivalente da lâmpada é infinita fazendo com que os capacitores C_s e C_p possam também ser substituídos pela sua capacitância equivalente C_{eq} . Na Fig. 3.8 está representado o modelo equivalente do circuito ressonante no transitório de partida.

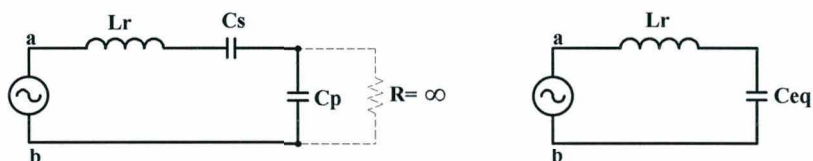


Fig.3.8 – Modelo equivalente do circuito ressonante na partida.

Os circuitos da figura anterior representam o modelo simplificado do circuito ressonante no transitório de partida. Como mostra a referida figura, pode-se ainda rearranjar o circuito elétrico de maneira que a análise matemática seja simplificada, sem prejuízo nos resultados finais. A capacitância C_{eq} representa a associação série dos capacitores C_s e C_p .

O circuito é descrito pela seguinte equação diferencial de segunda ordem:

$$V_{ab\max} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) = Lr \cdot Ceq \cdot \frac{d^2}{dt^2} \cdot V_{ceq}(t) + V_{ceq}(t) \quad (3.3)$$

Onde:

$V_{ab\max}$: Amplitude da tensão de entrada.

ω : Frequência angular da tensão de entrada.

A solução da Equação (3.3) depende da relação entre a frequência de entrada e a frequência de ressonância do circuito LC (Lr e Ceq). A expressão (3.4) mostra como é determinada a frequência de ressonância do circuito LC.

$$Fr = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{Lr \cdot Ceq}} \quad (3.4)$$

Classicamente são empregadas duas técnicas de operação dos inversores no comando de circuitos ressonantes: auto-oscilante e frequência imposta.

Nos circuitos auto-oscilantes, onde a ação regenerativa ao comando dos interruptores é efetuada através de um transformador de pulso [27], a partida da lâmpada é realizada fazendo-se com que a frequência de comutação seja igual à frequência de ressonância. Isto fará com que a tensão V_{ceq} e a corrente no indutor ressonante sejam sempre crescentes, até que atinjam o ponto de ignição da lâmpada. Neste instante a resistência equivalente da lâmpada, que se encontra em paralelo com o capacitor C_p , diminuirá fazendo com que a frequência de ressonância do circuito mude, permitindo desta forma o funcionamento do circuito.

Nos circuitos com frequência imposta o conversor é operado com a frequência de comutação diferente da frequência de ressonância. Os valores máximos de tensão e de corrente aplicados à lâmpada são determinados pela diferença entre as frequências de comutação e de ressonância do circuito. Como citado anteriormente, o comando do inversor ressonante aqui apresentado será por frequência imposta. Contará também com controle automático da intensidade luminosa. Este controle será feito através da variação da frequência de comutação nos interruptores comandados do circuito ressonante.

Resolvendo-se a Equação (3.3) para a situação onde a frequência de comutação é diferente da frequência de ressonância, será encontrada a seguinte solução para a tensão sobre a capacitância equivalente:

$$V_{ceq}(t) = \frac{V_{ab\max}}{(Lr \cdot Ceq \cdot \omega s^2)} \cdot \left(\frac{\omega s}{\omega os} \cdot \text{sen}(\omega os \cdot t) - \text{sen}(\omega s \cdot t) \right) \quad (3.5)$$

e para a corrente no indutor ressonante:

$$ILr(t) = \frac{V_{ab\max} \cdot \omega s}{Lr \cdot (\omega s^2 - \omega os^2)} \cdot (\cos(\omega os \cdot t) - \cos(\omega s \cdot t)) \quad (3.6)$$

Pode-se observar através das equações a presença de duas frequências sobrepostas no circuito. A diferença entre estas frequências controla os valores máximos de tensão e de corrente no circuito ressonante. Deve-se no entanto, atentar para o fato de que a frequência de comutação não atinja valores muito próximos da frequência de ressonância do circuito LC. As equações (3.5) e (3.6) são representadas graficamente na Fig. 3.9:

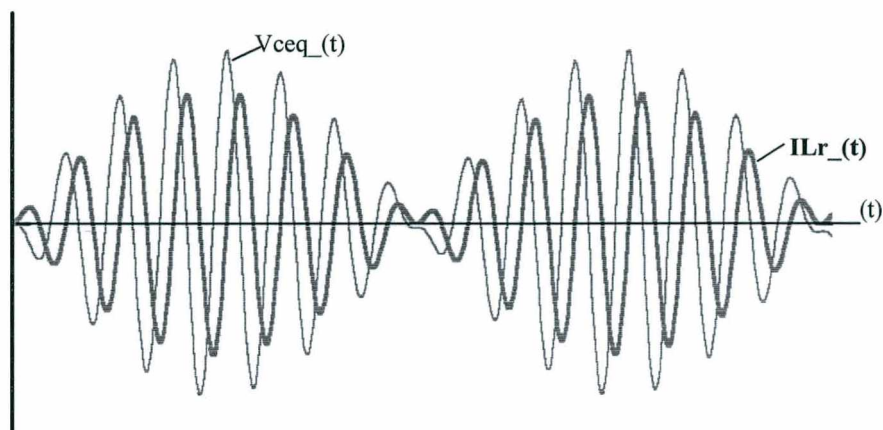


Fig. 3.9 – Tensão no capacitor equivalente (V_{ceq}) e corrente no indutor ressonante (I_{Lr}).

O fenômeno da modulação em amplitude nos valores da tensão e da corrente que aparece na figura anterior é chamado de batimento.

3.4.2 Análise em regime permanente

Uma vez dada a ignição da lâmpada encerra-se o transitório de partida do circuito. A partir de então ela apresenta característica de resistência finita, quando operada em alta frequência.

O circuito pode agora ser representado pela Fig. 3.9.

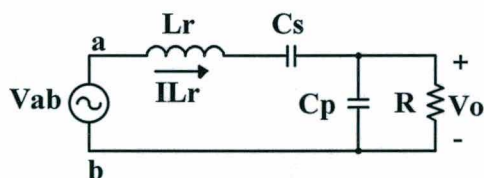


Fig. 3.9 – Modelo simplificado do conversor ressonante.

A função de transferência relacionando a tensão sobre lâmpada (V_o) com a tensão V_{ab} é apresentada na equação (3.7).

$$\frac{V_o(s)}{V_{ab}(s)} = \frac{R \cdot C_s \cdot s}{R \cdot L_r \cdot C_p \cdot C_s \cdot s^3 + C_s \cdot L_r \cdot s^2 + R \cdot (C_p + C_s) \cdot s + 1} \quad (3.7)$$

A equação (3.8) mostra a relação entre a corrente no indutor ressonante (IL_r) e a tensão V_{ab} .

$$\frac{IL_r(s)}{V_{ab}(s)} = \frac{R \cdot C_S \cdot C_P \cdot s^2 + C_S \cdot s}{R \cdot L_r \cdot C_P \cdot C_S \cdot s^3 + C_S \cdot L_r \cdot s^2 + R \cdot (C_P + C_S) \cdot s + 1} \quad (3.8)$$

3.5 Metodologia de projeto do circuito ressonante

Esta etapa do trabalho tem por objetivo apresentar uma metodologia de projeto para os componentes ressonantes.

O reator proposto incorpora alguns diferenciais, tais como:

- Controle da intensidade luminosa;
- Possibilidade de ser desligado através de um sensor de presença;
- Pré-aquecimento do filamento das lâmpadas antes da ignição.

Estas características fazem com que se tenha maior valor agregado ao sistema de iluminação, justificando um custo mais elevado.

Para que se dimensione os componentes do circuito ressonante (L_r , C_s e C_p), algumas simplificações são adotadas:

- Apenas a componente fundamental da tensão V_{ab} será considerada;
- A lâmpada será considerada uma resistência de valor infinito na partida e de valor finito em regime permanente;

No transitório de partida, a frequência de ressonância do circuito é:

$$f_{RT} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_r \cdot C_{eq}}} \quad (3.9)$$

Onde:

$$C_{eq} = \frac{C_S \cdot C_P}{C_S + C_P} \quad (3.10)$$

Para o regime permanente, assume-se que a impedância da lâmpada é desprezível, se comparada com a impedância do capacitor paralelo (C_p). Como estes elementos estão associados em paralelo, somente o capacitor paralelo é considerado na

análise matemática. Com essa simplificação é introduzido um erro, mas consegue-se uma simplificação significativa da análise matemática.

Outro fator a ser considerado quando se passa da análise teórica para a implementação, é o número limitado de valores comerciais de capacitores disponíveis.

Os fatores supra citados justificam as simplificações adotadas.

A frequência de ressonância em regime permanente é expressa na equação (3.11).

$$f_{RR} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_r \cdot C_S}} \quad (3.11)$$

É desejado que se tenha as menores perdas possíveis por comutação, com o conseqüente aumento de rendimento. Isto é possível fazendo com que a corrente no circuito ressonante esteja atrasada em relação à tensão. Desta forma, a entrada em condução dos interruptores ocorre sob tensão nula, como demonstrado da análise das etapas de operação. Para se obter característica indutiva do circuito ressonante, deve-se operar com a frequência de comutação maior que a frequência de ressonância em regime.

$$f_S = 4 \cdot f_{RR} \quad (3.12)$$

A relação entre estas duas frequências traz consigo um compromisso entre a distorção harmônica da tensão aplicada à lâmpada e a quantidade de energia reativa circulando no circuito. Quanto maior a relação entre as frequências menor a distorção harmônica. No entanto, quanto menor for esta relação, menor será a quantidade de reativos circulando. Na estrutura apresentada optou-se pela menor distorção harmônica, pois a maior circulação de energia reativa não é muito significativa, devido à baixa potência da estrutura.

Adotando-se a metodologia apresentada em [25] e adequando-a para circuitos com frequência imposta, é obtida uma relação entre C_p e C_s .

$$C_S = 9 \cdot C_P \quad (3.13)$$

Através da equação 3.14 calcula-se o valor de L_r .

$$L_r = \frac{16}{C_S \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_S)^2} \quad (3.14)$$

Par determinar o valor de C_s considera-se a operação em regime permanente, onde $s = j\omega s$. Através desta consideração e tomando o módulo da expressão (3.7), tem-se:

$$\left| \frac{V_o(j \cdot \omega s)}{V_{ab}(j \cdot \omega s)} \right| = \frac{R \cdot C_s \cdot \omega s}{\sqrt{[1 - C_s \cdot L_r \cdot \omega s^2]^2 + [R \cdot \omega s \cdot (C_p + C_s - L_r \cdot C_p \cdot C_s \cdot \omega s^2)]^2}} \quad (3.15)$$

onde:

$$\omega s = 2\pi \cdot f_s \quad (3.16)$$

Os parâmetros ressonantes podem agora ser obtidos em função da tensão e corrente nominais da lâmpada, tensão de entrada e freqüência de comutação. As equações (3.17), (3.18) e (3.19) possibilitam obter os valores dos componentes do circuito ressonante.

$$C_s = \frac{V_{LRMS} \cdot 15}{V_{ab} \cdot R \cdot \omega s} \quad (3.17)$$

$$C_p = \frac{C_s}{9} \quad (3.18)$$

$$L_r = \frac{16}{C_s \cdot \omega s^2} \quad (3.19)$$

Onde V_{ab} :

$$V_{ab} = \frac{\sqrt{2} \cdot E}{\pi} \quad (3.20)$$

3.6 Exemplo de projeto

Nesta etapa será apresentado um exemplo de projeto empregando a metodologia proposta. O projeto será para um reator com duas lâmpadas fluorescentes de 40W cada. Como a eficiência luminosa é maior para lâmpadas operando em freqüência acima de 20KHz, a potência que será aplicada à cada lâmpada será reduzida em 15% [24]. Isto fará com que sua eficiência luminosa seja equivalente à uma lâmpada alimentada em baixa freqüência.

Parâmetros de projeto:

- $E = 400[V]$ → Tensão de barramento CC;
- $V_{LRMS} = 111[V]$ → Valor eficaz da tensão de operação da lâmpada;
- $I_{LRMS} = 0,315[A]$ → Valor eficaz da corrente de operação da lâmpada;

- $f_s = 29,7[\text{KHz}] \rightarrow$ Frequência de comutação;

A resistência equivalente da lâmpada é determinada pelos valores de tensão e corrente fornecidos pelo fabricante:

$$R = \frac{V_{LRMS}}{I_{LRMS}} \quad (3.21)$$

$$R = \frac{111}{0,315} \quad (3.22)$$

$$R = 352,38 [\Omega] \quad (3.23)$$

Para determinar o valor de Cs é necessário que se tenha o valor de Vab, que pode ser determinado substituindo-se os valores na equação (3.20).

$$V_{ab} = \frac{\sqrt{2} \cdot E}{\pi} \quad (3.24)$$

$$V_{ab} = \frac{\sqrt{2} \cdot 400}{\pi} \quad (3.25)$$

$$V_{ab} = 180,06 [\text{V}] \quad (3.26)$$

O valor de ωs é definido como:

$$\omega s = 2 \cdot \pi \cdot f_s \quad (3.27)$$

$$\omega s = 186610,6 [\text{rd/s}] \quad (3.28)$$

Substituindo (3.26) e (3.28) em (3.17), determina-se Cs.

$$C_s = \frac{111 \cdot 15}{180,6 \cdot 352,38 \cdot 186.610,6} \quad (3.29)$$

$$C_s = 140,2 [\text{nF}] \quad (3.30)$$

Como não se trata de um valor comercial, será adotado o valor comercial mais próximo:

$$C_s = 150 [\text{nF}] \quad (3.31)$$

Determina-se então o valor de Lr substituindo-se valores na expressão (3.19).

$$L_r = \frac{16}{150 \cdot 10^{-9} \cdot (2 \cdot \pi \cdot 29.700)^2} \quad (3.32)$$

$$L_r = 3,06 [\text{mH}] \quad (3.33)$$

E, finalmente, define-se Cp.

$$C_p = \frac{150 \cdot 10^{-9}}{9} \quad (3.34)$$

$$C_p = 16,67 \cdot 10^{-9} \quad (3.35)$$

Atribuindo-se valor comercial:

$$C_p = 18 \text{ [nF]} \quad (3.36)$$

Para o dimensionamento físico do indutor ressonante, assume-se:

- Fator de utilização da área do enrolamento $K_w = 0,7$;
- Densidade de corrente $J_{MAX} = 350 \text{ [A/cm}^2\text{]}$;
- Densidade de fluxo magnético $B_{MAX} = 0,2 \text{ [T]}$;

O equacionamento adotado para o dimensionamento físico do indutor ressonante será o mesmo empregado no capítulo 2.

Uma vez definidos os valores dos parâmetros ressonantes, pode-se calcular as correntes máxima e eficaz no indutor ressonante. Pela expressão (3.37) determina-se o valor de pico da corrente neste indutor.

$$I_{Lr\max} = \frac{4 \cdot E}{2 \cdot \pi} \cdot \left| \frac{R \cdot Cs \cdot Cp \cdot s^2 + Cs \cdot s}{R \cdot Lr \cdot Cp \cdot Cs \cdot s^3 + Cs \cdot Lr \cdot s^2 + R \cdot (Cp + Cs) \cdot s + 1} \right| \quad (3.37)$$

$$I_{Lr\max} = 0,652 \text{ [A]} \quad (3.38)$$

Considerando que a corrente no indutor ressonante é senoidal, a corrente eficaz pode ser calculada pela equação (3.39).

$$I_{Lrms} = \frac{I_{Lr\max}}{\sqrt{2}} \quad (3.39)$$

$$I_{Lrms} = 0,461 \text{ [A]} \quad (3.40)$$

Substituindo-se os valores na equação (3.41), determina-se o produto $A_e A_w$ para então através da tabela fornecida em [21] proceder a escolha do núcleo:

$$A_e A_w = \frac{L_r \cdot I_{Lr\max} \cdot I_{Lrms}}{k_w \cdot B_{\max} \cdot J_{\max}} \quad (3.41)$$

$$A_e A_w = 0,188 \text{ [cm}^4\text{]} \quad (3.42)$$

Pela tabela fornecida em [21] seleciona-se o núcleo:

EE-30/07; Material IP12; Fabricante Thornton.

$A_e A_w = 0,48 \text{ [cm}^4\text{]}$ com: $A_e = 0,6 \text{ [cm}^2\text{]}$; $A_w = 0,8 \text{ [cm}^2\text{]}$.

Substituindo o valor A_e do núcleo selecionado na expressão (3.43) determina-se o número de espiras do indutor ressonante:

$$N = \frac{L_r \cdot I_{Lr \max}}{B \cdot Ae} \quad (3.43)$$

$$N = \frac{3,06 \cdot 10^{-3} \cdot 0,652}{0,2 \cdot 0,6} \cdot 10^4 \quad (3.44)$$

$$N = 167 \text{ [espiras]} \quad (3.45)$$

O entreferro pode ser calculado pela expressão (3.46).

$$l_g = \frac{N^2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{L_r} \quad (3.46)$$

$$l_g = \frac{115^2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 0,6 \cdot 10^{-2}}{3,06 \cdot 10^{-3}} \quad (3.47)$$

$$l_g = 0,032 \text{ [cm]} \quad (3.48)$$

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

$$S = \frac{I_{Lrms}}{J_{\max}} \quad (3.49)$$

$$S = \frac{0,461}{350} \quad (3.50)$$

$$S = 1,317 \cdot 10^{-3} \text{ [cm}^2\text{]} \quad (3.51)$$

Como se trata de um sistema com frequência variável devido à dimerização, deverá ser considerada a maior frequência de comutação.

$$f_{SMAX} = 42 \text{ [KHz]} \quad (3.52)$$

Considerando a profundidade de penetração da corrente, tem-se que:

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_{SNMAX}}} \quad (3.53)$$

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{42000}} \quad (3.54)$$

$$\Delta = 0,0365 \text{ [cm]} \quad (3.55)$$

Assim, pela tabela da referência [21], adota-se o condutor com bitola 25AWG.

$$S_{cond} = 0,001624 \text{ [cm}^2\text{]} \quad (3.56)$$

Para a determinação do número de condutores:

$$n_{cond} = \frac{S}{S_{cond}} \quad (3.57)$$

$$n_{cond} = \frac{0,001317}{0,001624} \quad (3.58)$$

$$n_{cond} = 0,81 [1 \text{ condutor}] \quad (3.59)$$

O comportamento do circuito no transitório de partida pode ser observado plotando-se as equações (3.5) e (3.6) com os valores dos componentes ressonantes encontrados.

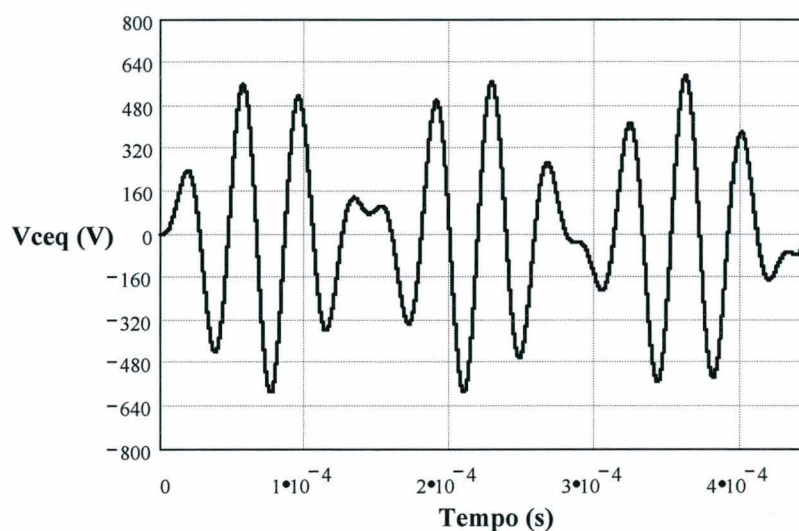


Fig. 3.11 – Tensão no capacitor equivalente no transitório de partida.

A partir do gráfico obtido pode-se retirar informações importantes como por exemplo a máxima tensão que o capacitor paralelo terá que suportar. Pode-se verificar a partir da Fig. 3.11, a máxima tensão aplicada ao capacitor equivalente. Este, por sua vez, é a associação série dos capacitores C_s e C_p . Sendo o capacitor C_p de menor capacitância, sobre ele ficará aplicado a maior parcela da tensão durante o transitório de partida. A partir destas considerações pode-se dimensionar o capacitor paralelo para suportar um esforço em tensão maior ou igual que a tensão sobre a capacitância equivalente.

Outra informação importante é a corrente máxima que os interruptores terão que suportar durante o transitório de partida. A evolução da corrente no indutor ressonante durante o transitório de partida é apresentada na Fig. 3.12.

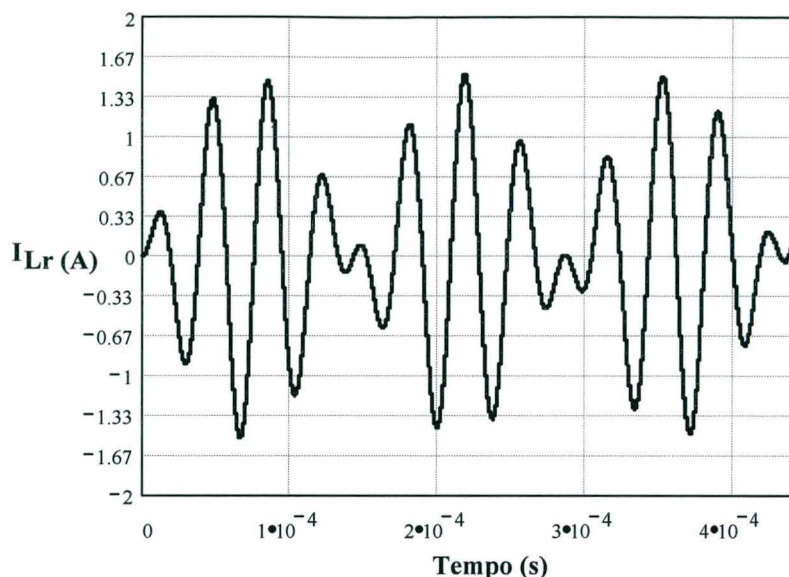


Fig.3.12 – Corrente no indutor ressonante durante o transitório de partida.

Os interruptores empregados serão do tipo MOSFET. Esta escolha é decorrente do seu custo acessível, disponibilidade, boa adaptação com a frequência utilizada e ainda possuir um diodo intrínseco. Interruptores do tipo IGBT também podem ser empregados.

Para o dimensionamento da corrente eficaz através dos interruptores será considerada apenas a componente fundamental da corrente no indutor ressonante, pois as suas harmônicas tem uma contribuição muito pequena [26]. O circuito inversor alimentará duas lâmpadas fluorescentes de potência igual à 40W. A corrente eficaz em cada indutor ressonante é dividida simetricamente entre os interruptores do inversor. A partir dessas considerações pode-se determinar a corrente eficaz nos interruptores T1 e T2.

$$I_{T1rms} = I_{T2rms} = \sqrt{2} \cdot I_{Lrms} \quad (3.60)$$

$$I_{T1rms} = I_{T2rms} = 0,652 \text{ [A]} \quad (3.61)$$

Plotando-se a equação (3.6) é possível determinar o valor da corrente máxima em cada indutor ressonante durante o transitório de partida, como mostrado na Fig. 3.12. Como cada interruptor deverá suportar a corrente máxima total do circuito ressonante e tendo-se dois circuitos ressonantes em paralelo (duas lâmpadas), tem-se:

$$I_{T1max} = I_{T2max} = 2 \cdot I_{Lrmax} \quad (3.62)$$

$$I_{T1max} = I_{T2max} = 1,3 \text{ [A]} \quad (3.63)$$

A tensão que cada interruptor terá que suportar será a tensão de saída do conversor boost mais a máxima sobretensão (ΔV_{om}), prevista no projeto apresentado no capítulo 2.

$$V_{DST1} = V_{DST2} = V_o + \Delta V_{om} \quad (3.64)$$

$$V_{DST1} = V_{DST2} = 400 + 40 \quad (3.65)$$

$$V_{DST1} = V_{DST2} = 440 \text{ [V]} \quad (3.66)$$

O transistor adotado foi o IRF840. A seguir são listadas as principais características deste componente.

- Corrente média – $I_D = 8\text{[A]}$;
- Máxima tensão entre *dreno* e *source* – $V_{Dsmax} = 500\text{[V]}$;
- Resistência de condução – $R_{DSON} = 0,85\text{[}\Omega\text{]}$.

Os circuitos responsáveis pelo comando dos interruptores, proteções e controle serão tratados a seguir.

3.7 Comando, controle e proteção do inversor ressonante

Como citado anteriormente, o inversor ressonante será comandado por frequência imposta. Deseja-se efetuar o controle de luminosidade em função do nível de intensidade luminosa do ambiente. Outra função que deverá ser executada pelo reator eletrônico aqui proposto é a detecção de presença, que deverá desligar as lâmpadas quando não houver presença no ambiente. Será implementado também um circuito de proteção que desligará o inversor ressonante caso uma das lâmpadas não dê ignição ou for retirada da luminária.

Para efetuar estas tarefas foi escolhido um microcontrolador. Esta escolha deve-se a vários fatores, que são apresentados a seguir e no anexo deste trabalho.

3.7.1 Projeto de software e de hardware

O contexto onde está inserido o microcontrolador é apresentado na Fig. 3.13.

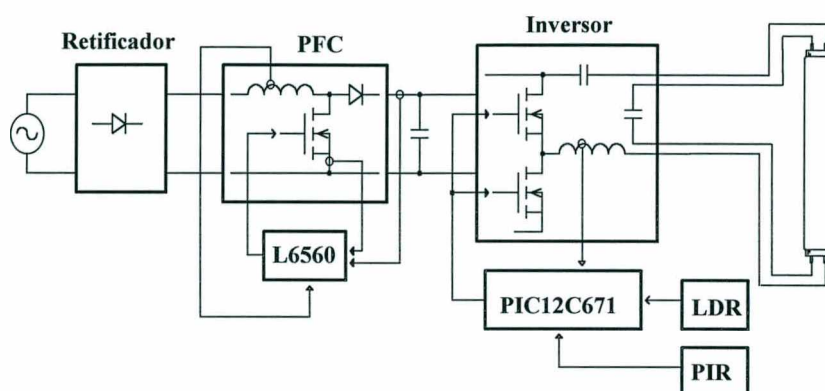


Fig. 3.13 – Diagrama em blocos da estrutura implementada.

O microcontrolador escolhido foi o PIC12C671 da MICROCHIP. A escolha deve-se à grande disponibilidade de documentação técnica, baixo custo, reduzido número de pinos (8) e possibilidade de migração para outro microcontrolador com maior capacidade de processamento utilizando o mesmo código fonte.

3.7.2 Funcionamento da estrutura

A seguir será mostrada uma síntese do funcionamento da estrutura e da forma de controle sobre a qual é possível ajustar a potência entregue à lâmpada.

A Fig. 3.14 mostra uma das estruturas comercialmente mais utilizadas para reatores eletrônicos.

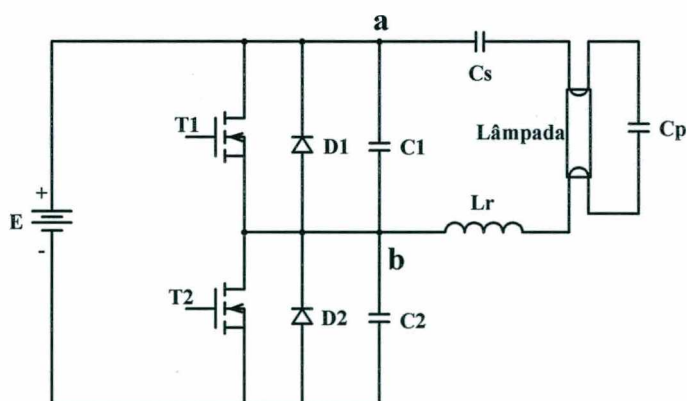


Fig. 3.14 – Inversor meia-ponte com filtro ressonante.

Trata-se de um inversor *half-bridge* com filtro ressonante.

Para frequências acima de 20kHz, a lâmpada fluorescente é modelada por uma resistência equivalente [24], cujo valor pode ser retirado a partir de seus valores de tensão e de corrente eficaz. Durante o transitório de partida, esta resistência é considerada infinita. O comportamento da lâmpada na partida é fortemente dependente da temperatura ambiente. Uma relação apropriada entre o aquecimento dos filamentos, responsáveis pela emissão de elétrons, e a tensão aplicada à lâmpada é necessária para garantir a ignição da lâmpada.

Para uma temperatura ambiente de 25°C é necessária uma tensão eficaz de aproximadamente 1.500V para a ignição de uma lâmpada fluorescente tubular de 40W. Se realizado um pré-aquecimento dos filamentos durante 500ms este valor é reduzido para 250V [24]. A realização do pré-aquecimento proporciona um aumento da vida útil da lâmpada.

Com base nas equações (3.7) e (3.8) pode-se observar que para um dado circuito ressonante, a tensão e a corrente sobre a lâmpada são fortemente dependentes da frequência. Plotando-se estas expressões pode-se observar o comportamento da tensão e de corrente na lâmpada mediante a variação da frequência.

A Fig 3.15 representa o comportamento da corrente no indutor ressonante para os valores do projeto apresentado neste capítulo

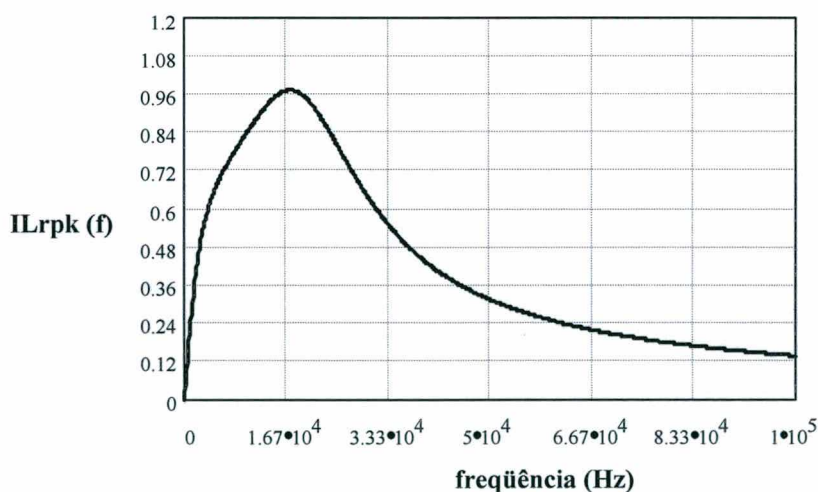


Fig. 3.15 – Comportamento da corrente em I_{Lr} em função da frequência.

A Fig 3.16 mostra a variação da tensão em função da frequência sobre a lâmpada, para os valores do projeto apresentado.

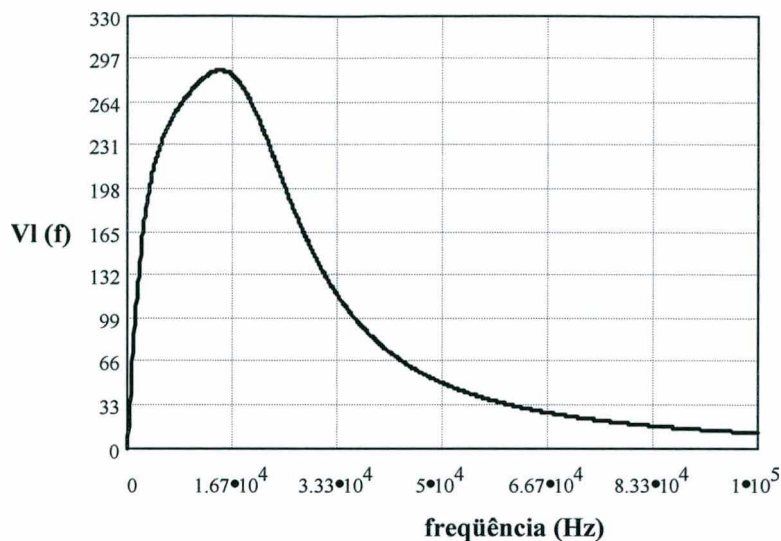


Fig. 3.16 – Comportamento da tensão na lâmpada em função da frequência.

Se a corrente e a tensão aplicadas sobre a lâmpada decaem com o aumento da frequência, a potência entregue à lâmpada também sofre o mesmo tipo de influência. O controle da intensidade luminosa então é feito através do controle da frequência de comutação do inversor. Dependendo do tipo de lâmpada e das características de aquecimento do filamento pode-se obter um controle estável do fluxo luminoso variando o fluxo máximo de 100% até 25% [24].

3.7.3 Controle de intensidade luminosa

Tendo em vista a forte dependência entre a frequência de comutação do inversor e a potência entregue à lâmpada, o controle propriamente dito do sistema cairá sobre o sinal de comando dos interruptores. A frequência de comutação sofrerá variação na proporção direta da variação da luminosidade do ambiente, pois esta é quem determinará a quantidade de energia que será entregue à lâmpada.

Com base nesse princípio, parte-se então para o projeto do sistema, que está dividido em três partes: projeto eletrônico, projeto do hardware e projeto do software.

a) Projeto Eletrônico

O projeto eletrônico consiste na interpretação do sinal lido pelo sensor (LDR) e pela forma sobre a qual esta informação irá interferir na frequência de comutação. Estas duas variáveis farão o ajuste do nível de luminosidade emitido pela lâmpada. Para isso,

como o controle será realizado por um microcontrolador, é preciso que a informação recebida seja primeiramente convertida para o domínio digital. Após essa operação, realizada facilmente através de um conversor analógico-digital, o sistema compara a informação obtida com uma referência, previamente estabelecida. Isso evita que os limites de operação sejam ultrapassados e, conseqüentemente, permite a geração do sinal de comando dos interruptores na freqüência desejada.

Dessa forma, pode-se esboçar o diagrama em blocos do projeto eletrônico da seguinte maneira:



Fig.3.17 – Diagrama em blocos do projeto eletrônico para o controle de luminosidade.

b) Projeto de Hardware

Conforme apresentado no projeto eletrônico, três dispositivos são necessários para a implementação do sistema:

- Um sensor capaz de captar a luminosidade ambiente e convertê-la para uma variável elétrica;
- Um dispositivo que permita tratar esta variável de maneira digital;
- Um circuito para a geração dos sinais de comando capaz de garantir a correta operação do inversor.

Atualmente, alguns microcontroladores já apresentam conversores A/D incorporados em seu encapsulamento, assim, a escolha do microcontrolador mais apropriado pode significar, além de uma redução do volume final do protótipo, uma redução do custo total do reator. Conforme mencionado anteriormente um dos microcontroladores disponíveis no mercado e adequado para esta função é o PIC12C671, da Microchip. Este modelo de microcontrolador possui apenas 8 pinos e apresenta um consumo médio de 25mA, freqüência máxima de operação de 10MHz, quatro conversores

A/D de 8 bits, além de 1 *timer* também de 8 bits. Na escolha do sensor a busca do dispositivo mais adequado nesta categoria, deve levar em consideração o tipo de sinal utilizado para a realização da conversão A/D. Como o microcontrolador converte uma tensão analógica entre 0 (zero) e 5 (cinco) volts em um sinal digital, o mais indicado seria um sensor capaz de fornecer uma tensão, entre esses limites, para toda a faixa de variação da intensidade luminosa. Contudo, tal dispositivo poderia ter um custo muito elevado, inviabilizando o projeto. Como apresentado no capítulo 1 o sensor escolhido é o *LDR* (*Light Depending Resistor*)

c) Projeto de Software

Para que se gere o sinal de acionamento em uma determinada frequência, é preciso que o programa altere o nível da porta de saída em intervalos definidos de tempo. Para a contagem desse intervalo de tempo, utiliza-se o *timer*. Esse dispositivo, interno ao microcontrolador, incrementa seu valor após a execução de cada instrução. Dessa forma gera um sinal de interrupção ao ultrapassar seu limite superior (estouro). O tempo de execução de cada instrução é conhecido (400ns para o microcontrolador operando em 10MHz), e o valor inicial do *timer* é configurável. Pode-se então programar o sistema para realizar a inversão do sinal a cada “estouro”, e simplesmente alterar o valor inicial quando se desejar alterar a frequência do sinal de saída.

Para melhor compreender este princípio, propõe-se aqui um exemplo. Supondo que se deseja gerar uma onda com uma frequência de 29,7 kHz, considerando um *timer* de 8 bits e um tempo por instrução de 400 ns, o valor inicial do *timer* poderá ser calculado da seguinte forma:

$$\text{frequência} = 29,7\text{kHz} \quad \Rightarrow \quad \text{período} \approx 33,67\ \mu\text{s}$$

E como:

$$\frac{\text{período}}{\text{tempo por instrução}} = \text{número de instruções num período},$$

Tem-se que:

$$\frac{\textit{período}}{\textit{tempo por instrução}} \approx 84$$

Isto significa dizer que o *timer* sofrerá um “estouro” após a contagem de 84 instruções. Contudo, deve-se lembrar que a saída deve permanecer metade do tempo no estado alto, e a outra metade no estado baixo (razão cíclica 0,5). Em função do exposto, pode-se dizer que a porta de saída do microcontrolador deve mudar de nível a cada 42 instruções.

Desta forma, para gerar-se uma frequência de 29,7KHz, deve-se complementar a saída do microcontrolador após 42 instruções. Quando ocorre a interrupção do estouro do *timer*, o programa é desviado para uma região chamada “tratador de interrupções”. O programa gasta 13 instruções para complementar a porta de saída e carregar novamente o valor do *timer*. Este tempo deve ser considerado para determinar o valor carregado no *timer*. Como o *timer* é de 8 bits e, por conseqüência, pode contar 256 vezes (de 0 a 255), o valor inicial a ser carregado nele será:

$$255 - (42 - 13) = 226$$

A variação de frequência permitida para a estrutura é 29,7kHz para a potência máxima, até 36kHz, nesta frequência é aplicada a mínima potência sobre a lâmpada. Se o limite inferior de frequência for ultrapassado, a potência sobre a lâmpada será superior à potência nominal. Já o limite superior não deve ser violado por questões de estabilidade, já que uma corrente mínima de manutenção deve ser mantida sobre a lâmpada.

Serão apresentados a seguir possíveis valores de frequência que podem ser obtidos segundo os cálculos anteriormente descritos:

Tabela 3.1 – Valores a serem carregados no timer para cada frequência.

Timer	Frequência (kHz)
226	29,761
227	30,487
228	31,250
229	32,051
230	32,894
231	33,783
232	34,722
233	35,714

O controle de luminosidade é definido por níveis. Neste projeto, onde o microcontrolador opera à 10MHz, pode-se obter 8 níveis de luminosidade. Para aumentar o número de níveis é necessário aumentar a capacidade de processamento do microcontrolador. Deve-se atentar também para as diferenças entre os níveis, que para serem reduzidas também dependem da capacidade de processamento.

3.7.4 Controle de presença

O controle de presença é baseado no princípio de detecção de movimento descrito no capítulo 1. O ambiente a ser controlado é monitorado através de um sensor infravermelho passivo. Na condição de presença, a quantidade de radiação infravermelha recebida pelo sensor é perturbada sendo então gerado um sinal indicando movimentação no ambiente.

Sendo detectada a presença, esta informação deve ser lida pelo microcontrolador que, por sua vez, realizará a partida da lâmpada ou manterá a mesma acesa.

A partida da lâmpada consiste em duas etapas; o pré-aquecimento e o acendimento da lâmpada. A etapa de pré-aquecimento é realizada aplicando-se uma frequência de 36,7kHz no inversor durante 400ms. Após este período, o inversor permanece sem sinal de comando durante 2ms para que cesse o transitório gerado após a retirada da frequência de pré-aquecimento. Para que se garanta o acendimento da lâmpada logo após o período de pré-aquecimento, é aplicada uma frequência de 29,7KHz no inversor durante 2s. Somente após este período, é que o controle de luminosidade pode atuar.

O algoritmo de funcionamento deve garantir a melhor interação entre o controle de presença e o de luminosidade. Deve garantir, por exemplo, que não sejam efetuados processamentos desnecessários como o caso da aquisição de dados para o controle de luminosidade enquanto a lâmpada não está acesa. A Fig. 3.18 mostra o fluxograma de funcionamento do algoritmo implementado no controle.

Uma outra função implementada no microcontrolador é o circuito de proteção que impede que a tensão atinja valores muito elevados em caso de falha das lâmpadas. A Fig.

3.19 mostra o esquema simplificado de ligação entre o microcontrolador, o inversor e os sensores de presença e de luminosidade.

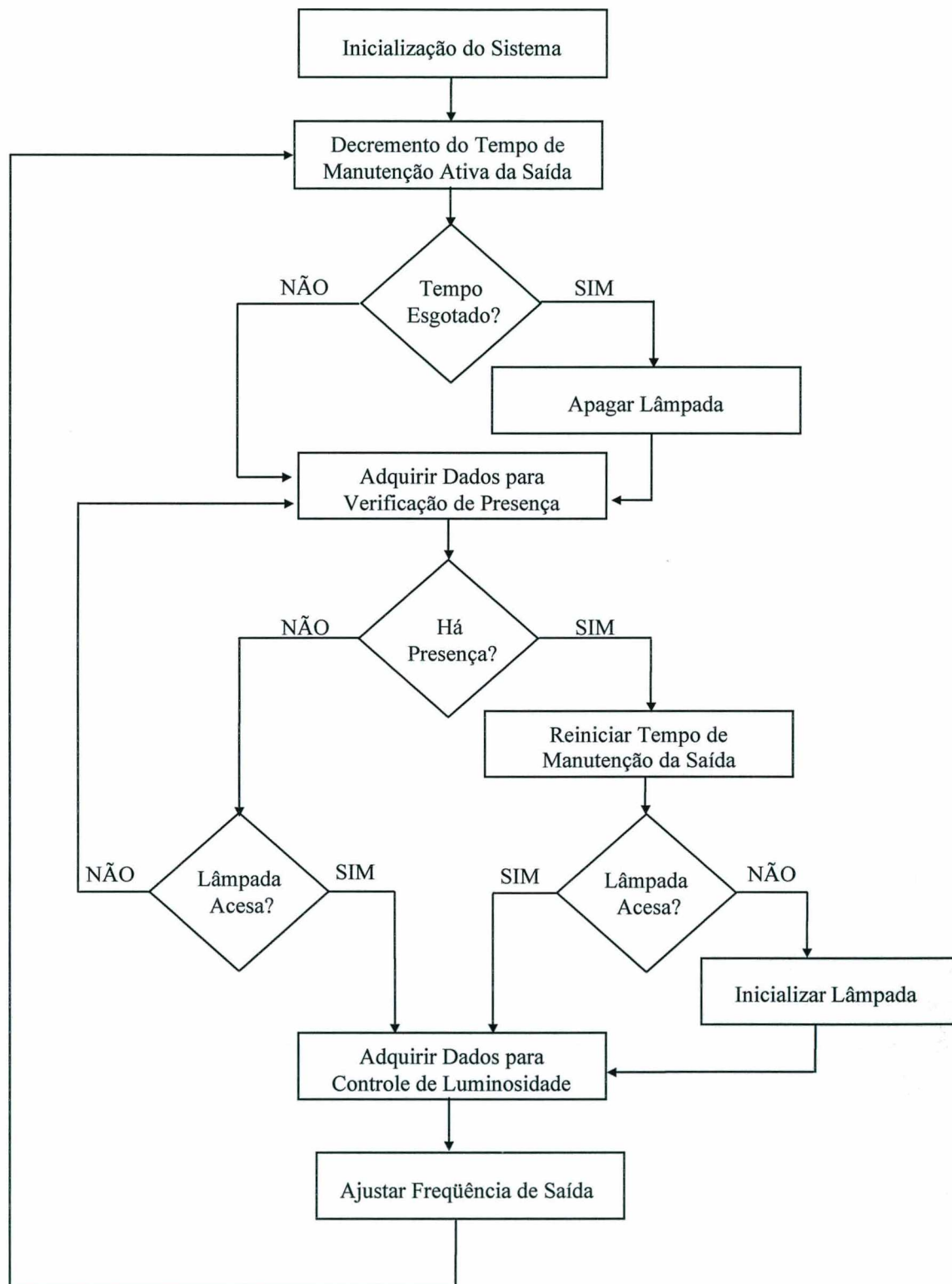


Fig. 3.18 - Fluxograma de funcionamento do algoritmo implementado no controle.

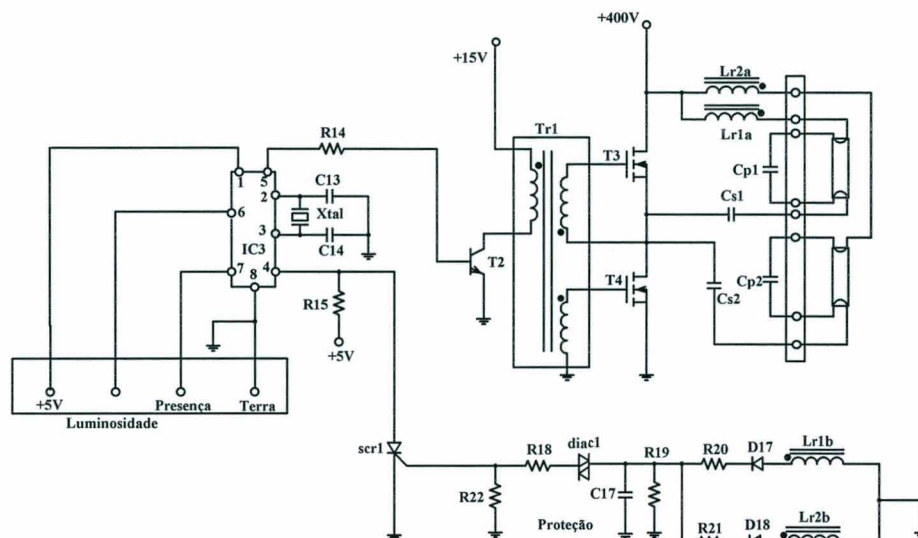


Fig. 3.19 – Circuito de controle/comando e proteção.

3.7.5 Proteção do circuito ressonante

A Fig. 3.20 apresenta o circuito de proteção do inversor ressonante.

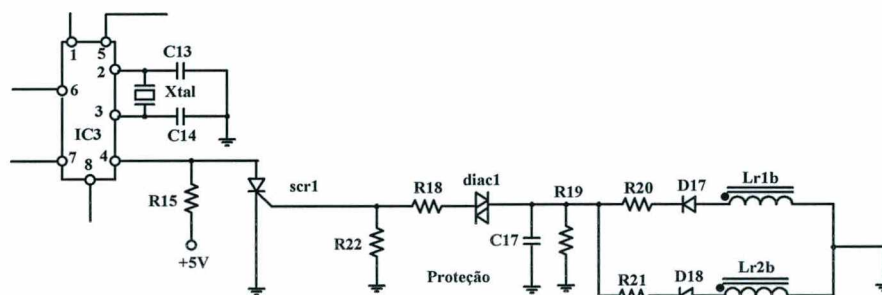


Fig. 3.20 – Circuito de proteção do inversor.

A proteção aqui concebida funciona através da detecção da mudança do nível da porta de entrada do microcontrolador (pino 4 da Fig. 3.20). Em funcionamento normal o scr1 encontra-se bloqueado, fazendo com que não circule corrente através de R15. Em consequência disto aparecerá uma tensão de +5V no pino 4 do IC3 (microcontrolador), que é interpretado como sendo nível lógico 1 (nível alto). Enquanto houver nível alto nesta porta o microcontrolador continuará habilitado a gerar sinal de comando para o inversor, dependendo apenas do controle de presença e de luminosidade.

Os indutores ressonantes Lr1a e Lr2a possuem um enrolamento auxiliar, como mostra a tabela a seguir.

Tabela 3.2 – Indutores ressonantes com seus respectivos enrolamentos auxiliares.

Indutor ressonante	Enrolamento auxiliar
Lr1a	Lr1b
Lr2a	Lr2b

A tensão induzida em cada enrolamento auxiliar é retificada e filtrada, fazendo com que apareça uma tensão contínua sobre o capacitor C17. Quando esta tensão atingir o valor de disparo do diac1 (33V) o scr1 será disparado causando a mudança do nível lógico da porta de entrada do microcontrolador. Esta mudança de nível lógico gera uma interrupção no microcontrolador, fazendo com que o sinal de comando do inversor seja suprimido e o programa desviado para o início. Como o scr1 continuará em condução enquanto houver corrente circulando através dele, o programa não permite que haja nova ignição das lâmpadas. Para que possa haver nova ignição das lâmpadas é necessário que a corrente no scr1 cesse. Isto pode ser implementado da seguinte forma:

- Adicionando-se um *reset* ao circuito, através de uma chave *push-button* normalmente aberta em paralelo com o anodo e o catodo do scr1;
- Desligando o reator e religando-o em seguida.

Pode-se também alterar o programa do microcontrolador de maneira que se permita um número definido de religamentos. Isto não alteraria em nada o *hardware*.

Como os circuitos ressonantes de cada lâmpada são independentes, a retirada de uma das lâmpadas não interfere no funcionamento da outra. Retirando-se as duas lâmpadas o inversor apresentará funcionamento à vazio, pois o filamento das lâmpadas encontra-se em série com o circuito ressonante. Isto permite a troca das lâmpadas com o reator energizado.

Quanto ao dimensionamento dos componentes do circuito de proteção, cabem algumas considerações:

- O número de espiras do enrolamento auxiliar de cada indutor ressonante é obtido através da relação de transformação. Obtém-se, através de simulação, o valor da tensão sobre o indutor ressonante durante o transitório de partida. Estipula-se então uma tensão máxima para o enrolamento auxiliar superior à tensão de disparo do diac1. De posse

destes valores calcula-se a relação de transformação, para então determinar o número de espiras do enrolamento auxiliar;

- Os diodos retificadores devem ser rápidos, pois a frequência da tensão a ser retificada é elevada. A tensão reversa sobre estes diodos é a máxima tensão do enrolamento auxiliar e sua corrente máxima é definida pelo resistor ligado em série;

- A definição do tempo em que a proteção atuará é definida pela constante de tempo RC (C17, R20, R21). A presença de R19 deve-se à necessidade de descarregar o capacitor C17 quando o reator for desligado;

- O diac1 foi selecionado em função da disponibilidade no laboratório;

- Os resistores R18 e R22 formam um divisor resistivo que limita a tensão a ser aplicada ao gatilho do scr1.

3.8 Resultados de simulação

Serão apresentados nesta etapa os resultados obtidos a partir da simulação, mais precisamente, as principais grandezas que determinam o funcionamento da estrutura em questão.

A Fig.3.21 mostra o comportamento da corrente em Lr durante o transitório de partida.

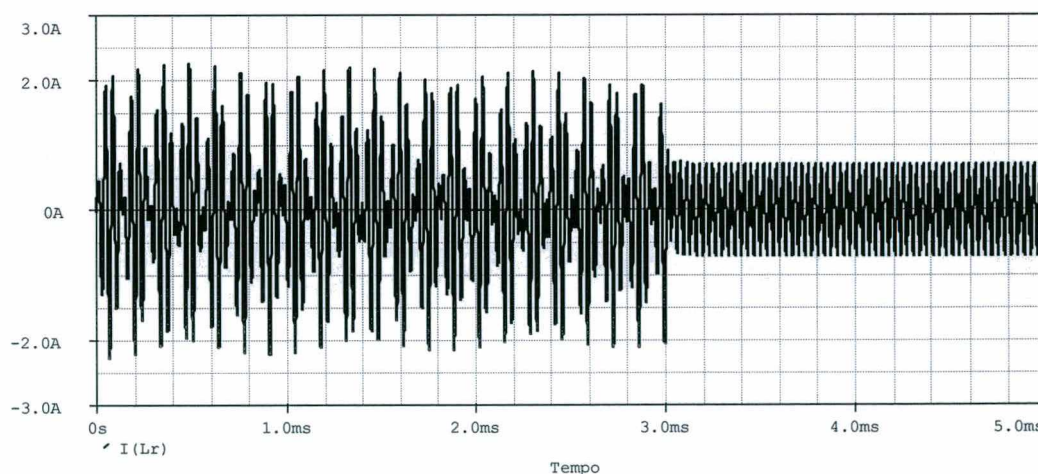


Fig.3.21 – Corrente no indutor ressonante durante o transitório de partida.

Na Fig.3.22 é apresentado o detalhe da corrente em Lr após a ignição da lâmpada.

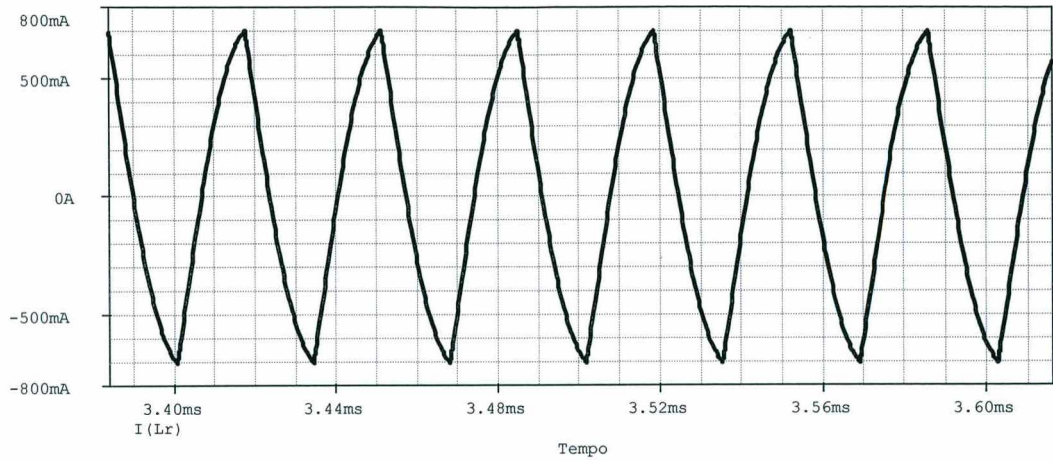


Fig. 3.22 – Detalhe da corrente em L_r após a partida da lâmpada.

Na Fig. 3.23 é mostrada a tensão sobre a lâmpada durante o transitório de partida e na Fig. 3.24 é apresentada a condição nominal de operação.

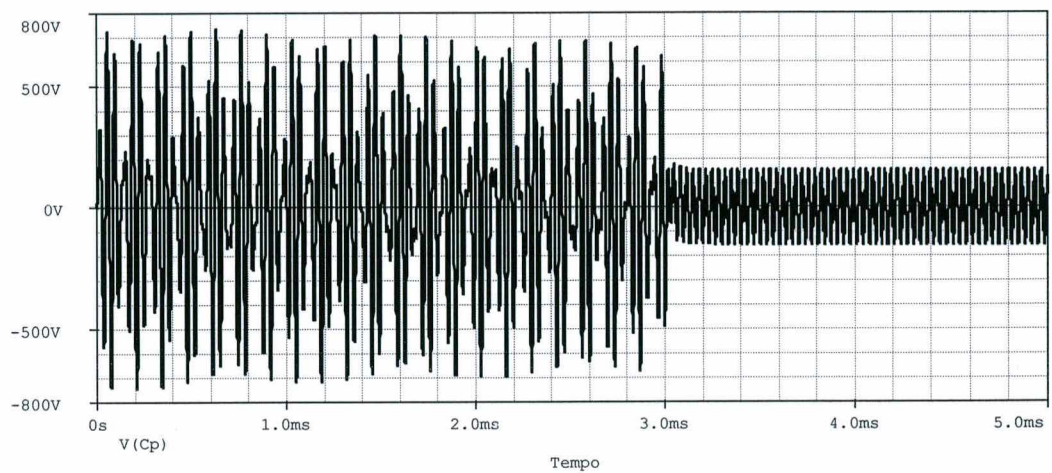


Fig. 3.23 – Tensão sobre a lâmpada durante o transitório de partida.

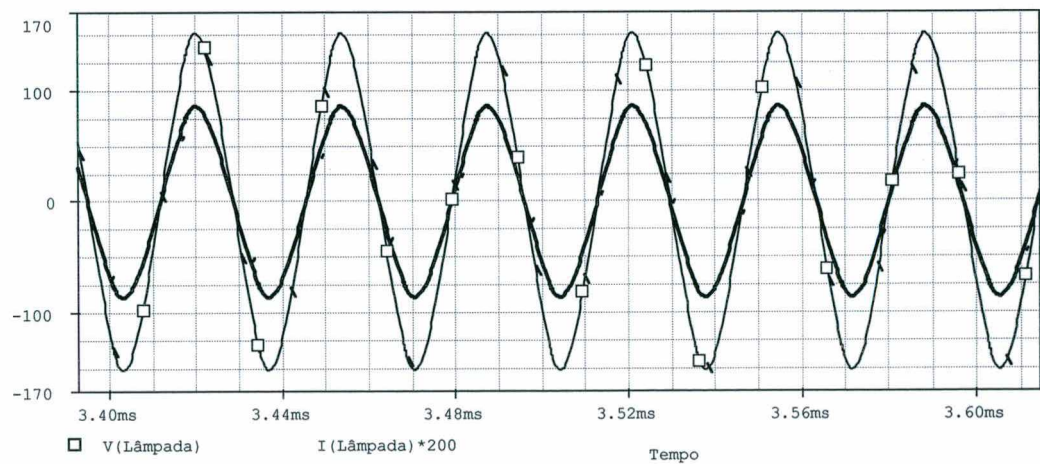


Fig. 3.24 – Tensão e corrente na lâmpada na condição nominal de operação.

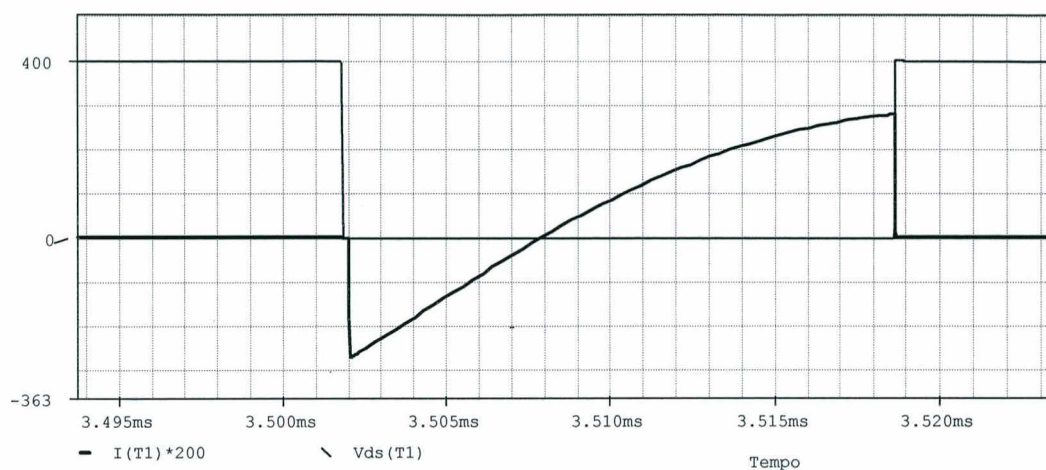


Fig. 3.25 – Tensão e corrente no interruptor T1.

3.8 Conclusão

Neste capítulo foi apresentada a estrutura a ser implementada para o acionamento de duas lâmpadas fluorescentes de 40W. Foram discutidas as etapas de operação e o princípio de funcionamento.

O circuito ressonante foi analisado e uma metodologia de projeto foi apresentada. Procedeu-se a análise para o regime transitório e para o regime permanente. Os esforços de tensão e de corrente nos interruptores comandados também foram abordados.

Foram apresentados e discutidos os circuitos de controle/comando e proteção do circuito ressonante.

Como resultado de simulação foram mostradas as formas de onda de maior relevância. Comparando os resultados obtidos analiticamente com os obtidos através da simulação observa-se que não existe diferença significativa. Através do exposto valida-se a metodologia empregada.

Capítulo 4

Fontes de Alimentação Auxiliares

4.1 Introdução

Este capítulo apresenta algumas alternativas de fontes auxiliares para a estrutura proposta.

A necessidade de fontes auxiliares para a alimentação dos circuitos integrados tem-se mostrado a principal desvantagem no emprego do comando por frequência imposta em reatores eletrônicos. Esta estrutura incorpora, como citado anteriormente, controle automático de luminosidade, detecção de presença e seu comando é por frequência imposta. Para prover a alimentação destes circuitos é necessário a incorporação de uma fonte auxiliar.

Muitos fatores devem ser observados para que seja feita a melhor escolha possível. Entres eles:

- Custo;
- Volume;
- Robustez;
- Influência no rendimento;
- Influência na correção do fator de potência.

Serão apresentadas algumas propostas e apontadas suas vantagens e desvantagens.

4.2 Circuitos que necessitam de fonte de alimentação

Devido ao uso de circuitos integrados para o controle do conversor *boost* e do inversor ressonante, torna-se necessário uma fonte de alimentação para fornecer as tensões e os níveis adequados de corrente para o perfeito funcionamento da estrutura. O circuito de detecção de presença também deve ser alimentado a partir do reator proposto.

Na seqüência serão apresentados os circuitos que devem ser alimentados com fontes auxiliares.

4.2.1 Circuito de detecção de presença

A Fig. 4.1 mostra o circuito de detecção de presença.

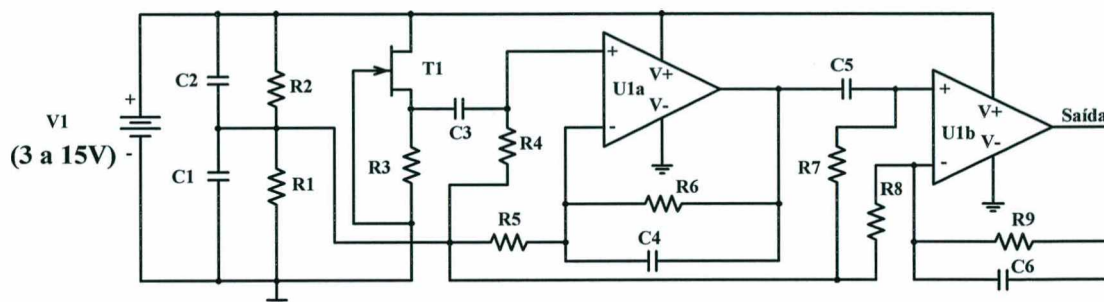


Fig. 4.1 – Circuito de detecção de presença.

Este circuito amplifica sinais de pequena magnitude, e por isso opera com elevado ganho em cada estágio de amplificação. A sua fonte de alimentação V1 deve portanto fornecer uma tensão estável com um mínimo de ondulação. Para evitar o uso de uma fonte simétrica para este circuito optou-se por criar um terra virtual, através da rede resistiva R1 e R2. As principais fontes de consumo deste circuito são: o amplificador operacional e o divisor resistivo formado por R1 e R2. Para otimizar o consumo do amplificador operacional, fez-se uma pesquisa entre os principais modelos disponíveis, adotando-se o modelo que possuísse o menor consumo. Foi escolhido o CI LM324. Para reduzir o consumo do divisor resistivo optou-se entre o melhor compromisso entre baixa corrente e melhor imunidade ao ruído. Quanto menor for a corrente que circula através de R1 e de R2 maior será a susceptibilidade ao ruído, o que pode causar detecções errôneas.

4.2.2 Circuito de comando/controlado do conversor boost

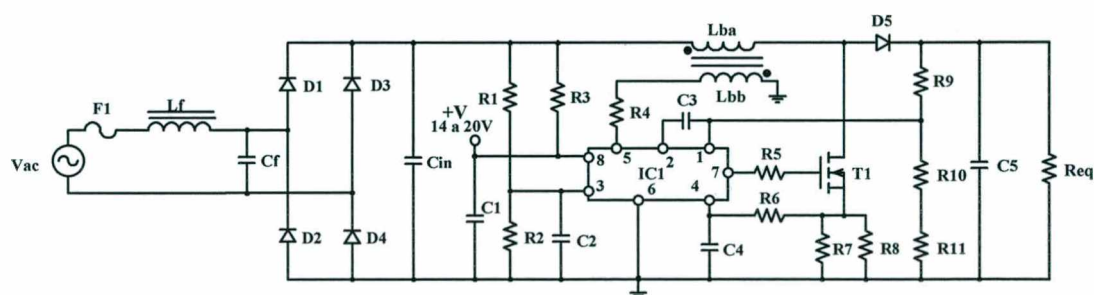


Fig. 4.2 – Circuito de comando/controlado do conversor boost.

Este circuito necessita de uma tensão de alimentação superior a 14V para seu perfeito funcionamento. Abaixo desta tensão os pulsos de comando do interruptor são desligados. O circuito integrado empregado neste conversor traz consigo a característica de gerar pulsos de pequena largura durante a partida. Através do resistor R3 conectado entre o retificador de entrada e o pino de alimentação do CI, consegue-se fornecer a energia necessária para o circuito integrado gerar estes pulsos. Desta forma faz-se com que circule corrente através do indutor *boost*. A recomendação do fabricante deste CI [19] é que se utilize esta característica para gerar uma fonte de alimentação a partir de um enrolamento auxiliar do indutor *boost*. Esta proposta será apresentada na seqüência deste capítulo.

4.2.3 Circuito de comando/controlado do inversor ressonante

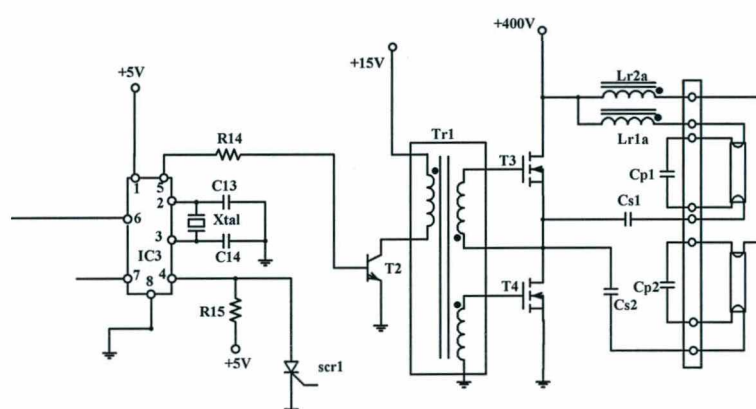


Fig. 4.3 – Circuito de comando/controlado do inversor ressonante.

Neste circuito são necessárias duas tensões distintas. A tensão de +5V indicada na Fig. 4.3 tem a finalidade de alimentar o microcontrolador, o circuito de detecção de presença e o sensor de luminosidade. Deve portanto, ter boa imunidade ao ruído e razoável regulação (4,5 a 5,5V).

A tensão de +15V que alimenta o circuito de comando dos interruptores através do transformador de pulso, pode ter valores compreendidos entre +12 a +17V. Empregando-se um transformador de pulso com relação de transformação de 1:1, garante-se que os transistores não irão operar na região linear e não será ultrapassada a máxima tensão V_{gs} (tensão *gate-source*) permitida.

boost. A solução seria então compensar esta grande variação da tensão aumentando-se o número de espiras. Isto resolveria para a situação onde a tensão de entrada fosse máxima (mínima tensão no indutor *boost*), mas ocasionaria um nível muito elevado de tensão para a mínima tensão de entrada do conversor *boost*. Este tipo de fonte apresenta seu problema mais grave quando o conversor *boost* opera à vazio. Nesta situação não circula corrente no indutor *boost* e conseqüentemente a tensão da fonte não se mantém. A fonte de alimentação obtida a partir do enrolamento auxiliar do indutor *boost* não é capaz de gerar energia suficiente para acionar os interruptores do inversor ressonante durante o transitório de partida. Por este motivo não poderia ser empregada nesta estrutura como sendo a única fonte de alimentação auxiliar.

b) Outra solução amplamente empregada para fontes auxiliares é apresentada na Fig. 4.5.

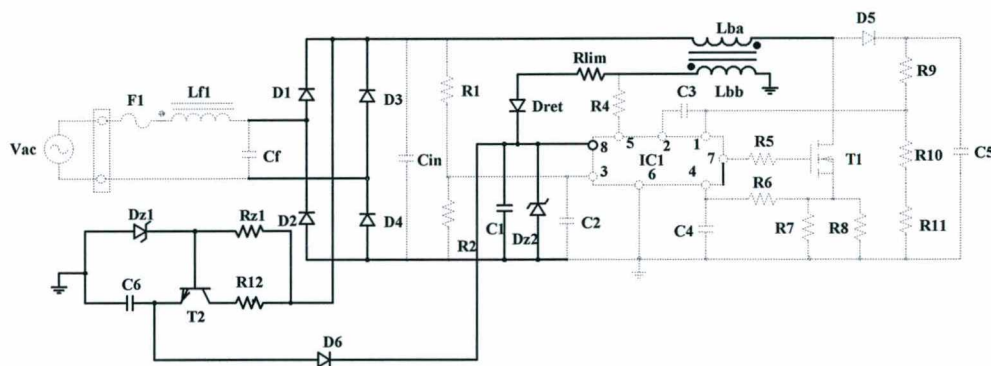


Fig. 4.5 – Fonte auxiliar utilizando transistor como regulador série.

Esta fonte de alimentação utilizando um transistor com regulador série aparece na bibliografia como sendo uma boa solução para estruturas que possibilitem a auto-alimentação depois da partida. Ela resolve o problema da partida, que aparece na estrutura anterior. Além disto, garante a alimentação dos circuitos quando o pré-regulador for desligado por falta de solicitação de energia do inversor. Apresenta-se bem adaptada quando empregada com outra fonte que possa fornecer a energia necessária após a partida.

É importante notar que a tensão sobre o transistor é elevada e a energia dissipada sobre o conjunto transistor-R12 pode ter valores elevados.

A partir de medições feitas em laboratório obteve-se um valor de corrente em torno de 80mA para a fonte auxiliar. De posse desta informação e arbitrando-se a tensão da

fonte auxiliar como sendo 15V, pode-se determinar a potência dissipada no conjunto transistor-R12.

$$P = V_{md} \cdot I_{md} \quad (4.3)$$

Para uma faixa de tensão de entrada variando de 90V_{RMS} à 260V_{RMS}, pode-se determinar a potência dissipada para a pior situação:

$$V_{md} = (260 \cdot \sqrt{2} \cdot 0,636) - 15 \quad (4.4)$$

$$V_{md} = 218,8 \text{ [V]} \quad (4.5)$$

Substituindo os valores em (4.3), tem-se:

$$P = 218,8 \cdot 0,08 \quad (4.6)$$

$$P = 17,5 \text{ [W]} \quad (4.7)$$

A potência dissipada é bastante elevada e prejudicaria muito o rendimento do sistema.

Para solucionar o problema da elevada potência dissipada pode-se recorrer ao uso de duas fontes, como mostra a Fig. 4.5. A fonte constituída pelo regulador série fornece energia para a partida e em seguida a fonte a partir do enrolamento auxiliar começa a suprir o circuito, desligando o regulador série através do bloqueio de D6. Este arranjo envolvendo duas fontes ainda apresenta problemas. Quando as lâmpadas são desligadas pelo sensor de presença ou quando submetidas à potência reduzida (sensor de luminosidade), a fonte proveniente do enrolamento auxiliar do indutor *boost* não mantém a tensão da fonte. Neste instante o diodo D12, até então bloqueado, entra em condução fazendo com que o regulador série forneça a tensão da fonte, ressurgindo assim o problema das excessivas perdas.

Outra consideração pertinente à utilização desta fonte é a elevada tensão que o transistor deve suportar, próximo à 400V, o que elevaria o custo final do reator.

c) O circuito apresentado a seguir é uma variação do circuito (a) aqui apresentado. Novamente é empregado um enrolamento auxiliar no indutor *boost* para gerar a fonte de alimentação. Pode ser observado que isto implica em um terceiro enrolamento no indutor *boost*.

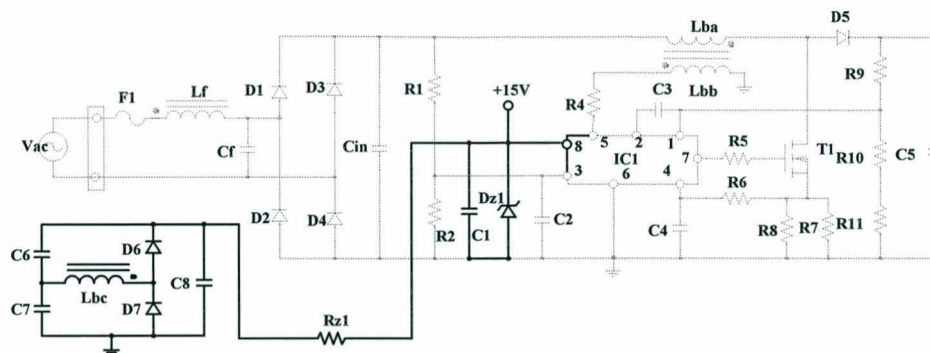


Fig. 4.6 – Estrutura com fonte de alimentação a partir do enrolamento auxiliar do indutor *boost*.

Comparando esta estrutura com a apresentada em (a), nota-se que neste caso a tensão proveniente do enrolamento auxiliar do indutor *boost* é aplicada à um retificador de onda completa. A influência da variação da tensão de entrada sobre a tensão de saída deste enrolamento não ocorre nesta configuração[34].

Desta forma obtém-se uma fonte de tensão de saída constante para toda a faixa de variação da tensão de entrada. Isto resolve parte dos problemas citados na configuração (a), entretanto, não soluciona o problema da partida e da operação à vazio do conversor *boost*.

Experimentos efetuados em laboratório apresentaram bons resultados no que se refere à estabilidade da tensão de saída desta fonte. Isto possibilita uma otimização de perdas no resistor Rz1.

Os diodos retificadores empregados nesta estrutura devem ser rápidos. A especificação dos capacitores pode ser obtida em [34]. A tensão reversa nos diodos e a tensão nos capacitores dependem da tensão de saída do enrolamento auxiliar.

d) Outra topologia encontrada na literatura como alternativa de baixo custo para fontes de alimentação é apresentada na Fig. 4.7.

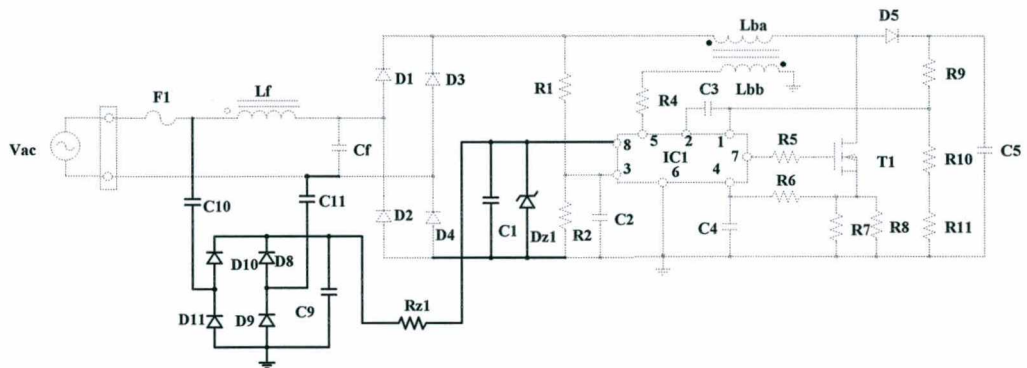


Fig. 4.7 – Estrutura empregando capacitores.

O emprego de capacitores para prover a adaptação ao nível de tensão desejado, é uma opção de baixo custo e muito robusta. Quando a capacidade de corrente requerida pela fonte auxiliar não for muito elevada (até 100mA) esta é uma estrutura bem adaptada.

O princípio de funcionamento é baseado na queda de tensão sobre a reatância capacitiva, formada por C9 e C10.

Como desvantagem pode-se citar a degradação do fator de potência e a péssima regulação mediante variação de carga.

4.3 Configuração adotada para fonte de alimentação auxiliar

Analisando as estruturas propostas, nenhuma atende todos os requisitos necessários. A estrutura que melhor se adapta é a que emprega capacitores, pois é de baixo custo e não penaliza o rendimento. Para o dimensionamento dos capacitores deverá ser considerada a corrente e a tensão de saída da fonte auxiliar.

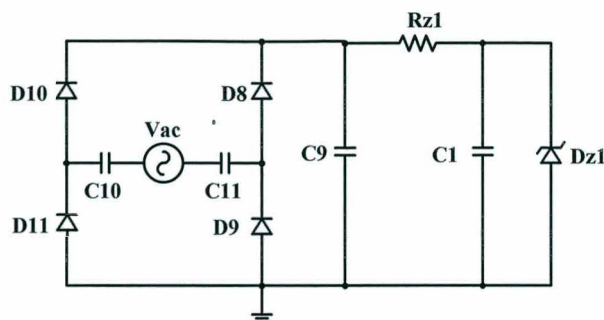


Fig. 4.8 – Diagrama da Fonte auxiliar empregando capacitores.

Para simplificar a análise pode-se representar o circuito da seguinte forma:

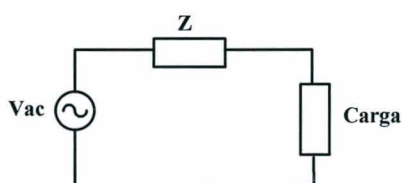


Fig. 4.9 – Representação simplificada do circuito da Fig. 4.8.

Onde:

- V_{ac} - é a tensão de alimentação do reator onde esta estrutura está inserida e compreende uma faixa de tensão de 90V à 260V;
- Z - é a impedância formada pela associação série dos capacitores C10 e C11;
- Carga – é a entrada do retificador de onda completa

É possível estimar a capacidade de corrente que a fonte pode fornecer em função da tensão de entrada e da capacitância equivalente (C10 e C11). Para isso assume-se que a tensão de entrada V_{ac} é muito maior que a tensão de saída, podendo-se desta forma desprezar a tensão de saída. O valor da corrente eficaz pode então ser determinado:

$$I_{RMS} = \frac{V_{ac}}{Z} \quad (4.8)$$

Onde:

$$Z = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_{eq}} \quad (4.9)$$

Assumido que f é a frequência da rede, V_{ac} é igual à 90V e substituindo os valores na equação (4.8):

$$I_{RMS} = 90 \cdot (2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot C_{eq}) \quad (4.10)$$

$$I_{RMS} = 34 \text{ [mA/}\mu\text{F]} \quad (4.10)$$

Para uma tensão de entrada de 260V :

$$I_{RMS} = 260 \cdot (2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot C_{eq}) \quad (4.11)$$

$$I_{RMS} = 98 \text{ [mA/}\mu\text{F]} \quad (4.12)$$

Pode-se notar que a capacitância equivalente necessária para prover uma corrente de 100mA à 90Vca de tensão na entrada ficará em torno de $3\mu\text{F}$. Como os capacitores C10 e C11 estão associados em série, seria necessário que cada capacitor tivesse um valor de $6\mu\text{F}$. Isto inviabiliza seu emprego pois, segundo contato mantido com o fabricante (EPCOS), o capacitor com maior valor comercial para esta aplicação é de $3,3\mu\text{F}$. Por outro lado, a associação de capacitores em paralelo para atingir o valor requerido teria volume excessivo.

A solução encontrada foi a utilização de duas fontes auxiliares, como mostra a Fig. 4.10.

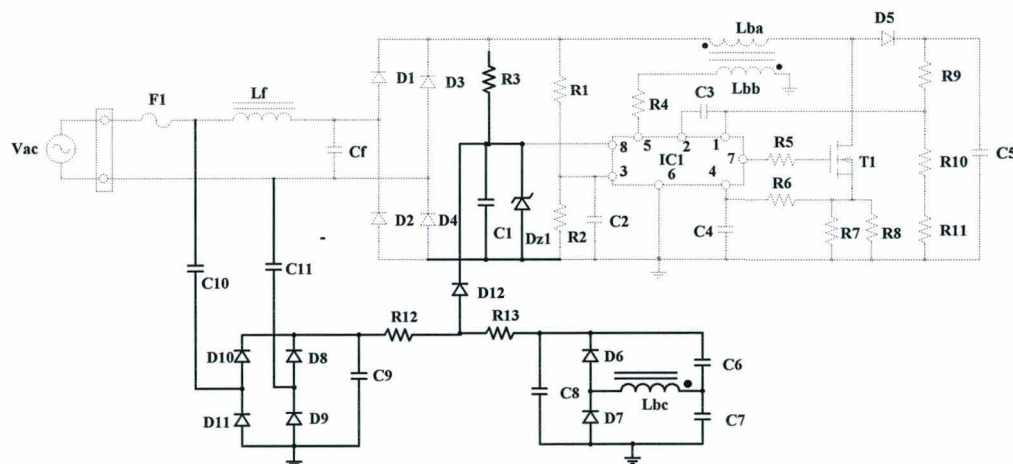


Fig. 4.10 – Circuito para obtenção da fonte de +15V.

A Fig. 4.10 apresenta o diagrama esquemático mostrando as fontes de alimentação empregadas.

Para que o circuito integrado L6560 opere, é necessário que seja alimentado com uma tensão superior à 14V. Quando o circuito é energizado o capacitor C1 é carregado através de R3, quando a tensão atinge 14V o circuito integrado gera pulsos estreitos fazendo com que circule corrente no indutor *boost*.

A Fig. 4.11 mostra o circuito completo do reator proposto.

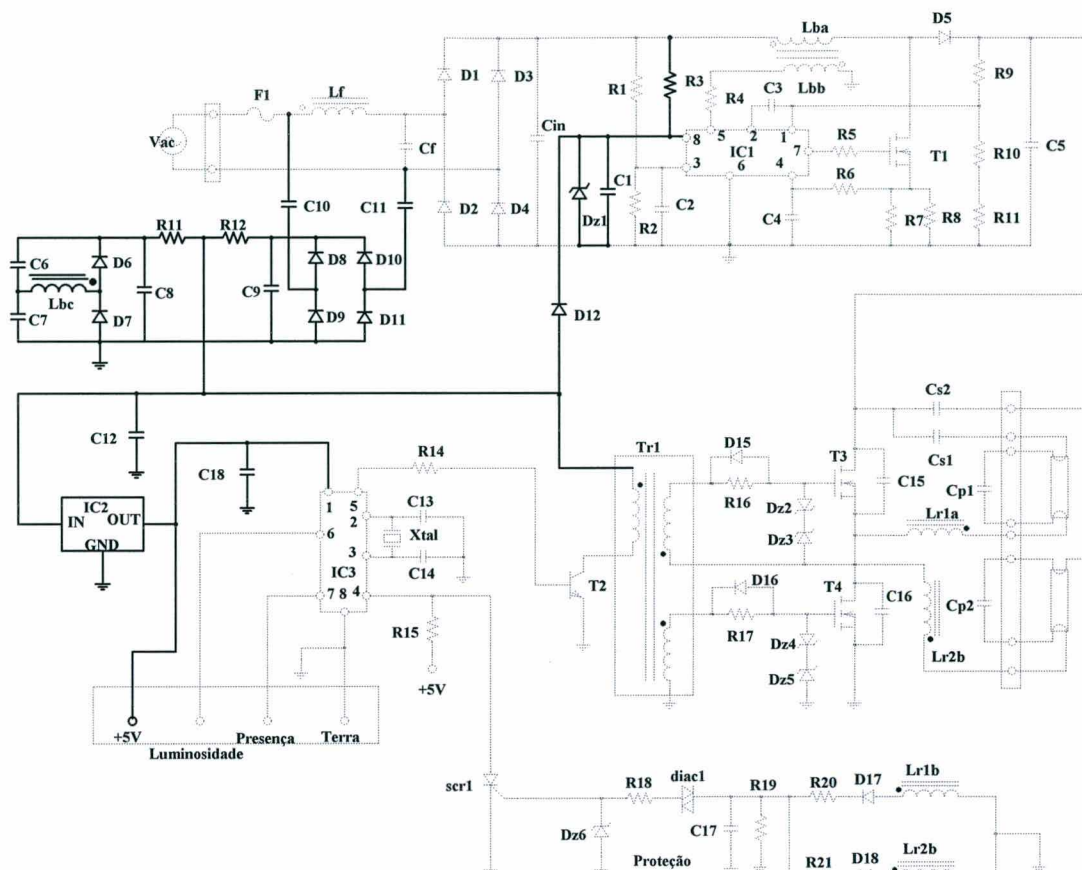


Fig. 4.11 – Esquema completo do reator proposto.

O microcontrolador (IC3), circuito de detecção de presença e o sensor de luminosidade são alimentados a partir do regulador linear 78L05 (IC2). Este regulador foi empregado como forma de reduzir o consumo, que se mostrava elevado utilizando diodo zener. A imunidade ao ruído e a excelente regulação colaboraram para a sua escolha.

Para que o microcontrolador opere sem problemas é fundamental que sua tensão de alimentação mantenha-se estabilizada. Quando o circuito é energizado com uma tensão de 90Vac, a tensão da fonte auxiliar atinge um patamar de 10V permitindo que o regulador possa fornecer a tensão regulada de 5V ao microcontrolador. Este por sua vez gera o sinal de comando ao transistor T2 que, através do transformador de pulso acionará os interruptores do inversor ressonante.

Com a operação do inversor o conversor *boost* não estará mais à vazio, desta forma a fonte a partir do enrolamento auxiliar se estabilizará.

Quando houver atuação do detector de presença, o sinal de comando do inversor será desativado, fazendo com que novamente o conversor *boost* opere à vazio. Como a

4.4 Conclusão

Neste capítulo foram apresentadas algumas estruturas de fontes de alimentação auxiliares. Foram abordadas suas principais vantagens e desvantagens para o reator eletrônico proposto neste trabalho.

De maneira geral, o uso de circuitos que requeiram fontes de alimentação auxiliar sempre que possível são evitados. Isto se deve principalmente ao aumento do custo e do volume da estrutura.

Pode-se afirmar que não existe uma solução ideal que possa ser empregada como alternativa de fonte auxiliar. Cada topologia apresenta suas necessidades de tensão, corrente, custo e conformidade com as normas.

Para a solução adotada nesta estrutura foram considerados fatores como: robustez, custo, influência no rendimento, disponibilidade de material.

Capítulo 5

Resultados Experimentais

5.1 Introdução

Este capítulo apresenta os resultados obtidos em laboratório para um protótipo com as especificações utilizadas nos exemplos de projeto (estágio de entrada e inversor ressonante). Como estas especificações também foram adotadas nas simulações, torna-se possível comprovar a metodologia empregada e discutir as possíveis diferenças.

As formas de onda que serão apresentadas serão todas referenciadas aos pontos de onde foram obtidas. Para isto será apresentado também neste capítulo um diagrama esquemático completo do circuito implementado em laboratório.

5.2 Diagrama esquemático

Para maior clareza na interpretação dos resultados experimentais obtidos, a figura a seguir mostra o esquema elétrico completo do circuito implementado.

Na tabela 5.1 são listados todos os componentes com sua especificação e referência no circuito.

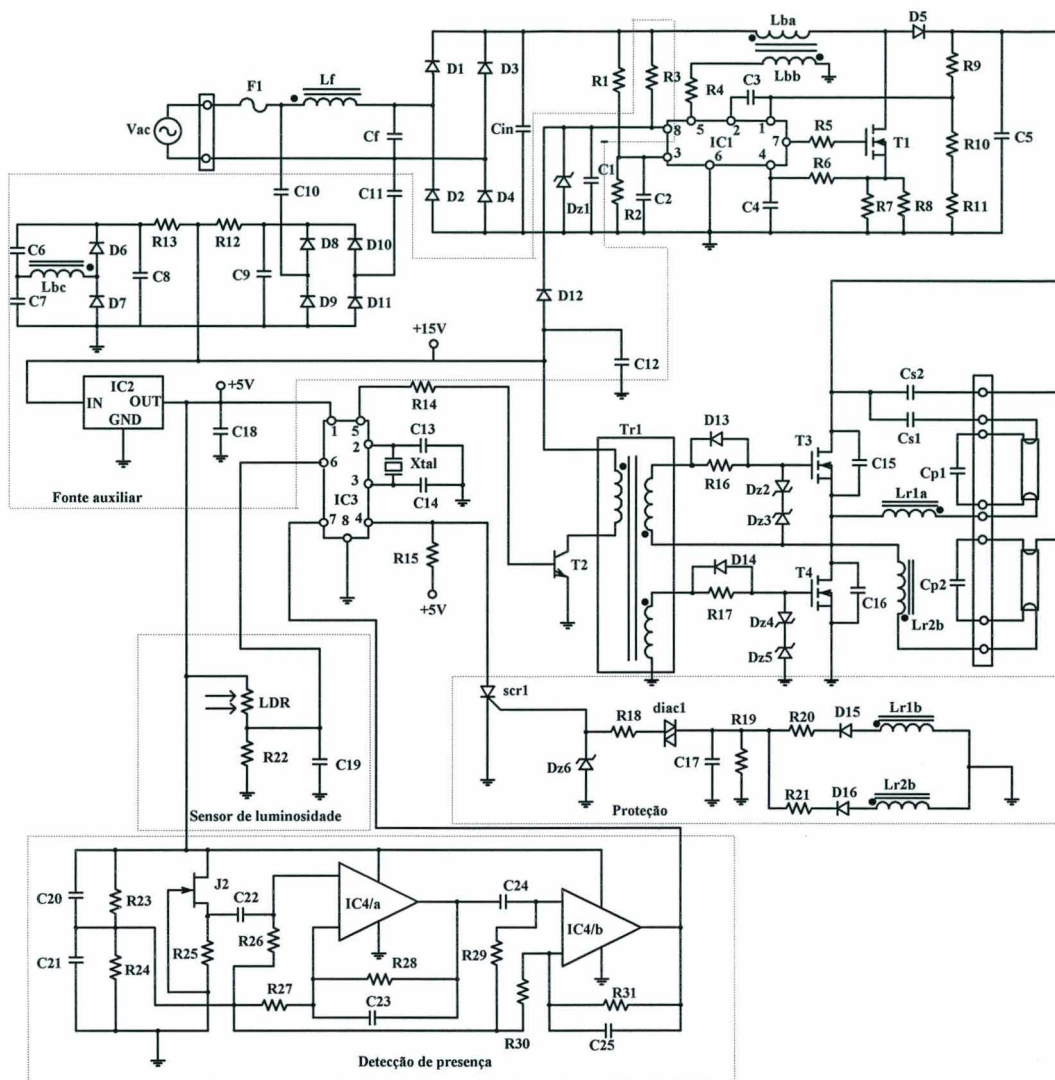


Fig. 5.1 – Circuito completo do reator eletrônico proposto.

Tabela 5.1 – Relação dos componentes do circuito com a respectiva referência.

Componente	Referência	Especificação
Fusível	F1	3A/pequeno
Diodo	D1	1N5404
Diodo	D2	1N5404
Diodo	D3	1N5404
Diodo	D4	1N5404
Diodo	D5	MUR460
Diodo	D6	1N4936
Diodo	D7	1N4936
Diodo	D8	1N4007
Diodo	D9	1N4007
Diodo	D10	1N4007
Diodo	D11	1N4007
Diodo	D12	1N4007
Diodo	D13	1N4936

Componente	Referência	Especificação
Diodo	D14	1N4936
Diodo	D15	1N4936
Diodo	D16	1N4936
Diodo zener	Dz1	1N4744 – 15V/1W
Diodo zener	Dz2	1N4744 – 15V/1W
Diodo zener	Dz3	1N4744 – 15V/1W
Diodo zener	Dz4	1N4744 – 15V/1W
Diodo zener	Dz5	1N4744 – 15V/1W
Diodo zener	Dz6	BZX79C5,1–5,1V/500mW
Transistor	T1	IRF 840
Transistor	T2	BC550
Transistor	T3	IRF 840
Transistor	T4	IRF 840
Circuito integrado	IC1	L6560
Circuito integrado	IC2	LM78L05
Circuito integrado	IC3	PIC12C671
Circuito integrado	IC4	LM324
Capacitor	Cp1	15nF/1600V
Capacitor	Cp2	15nF/1600V
Capacitor	Cs1	180nF/400V
Capacitor	Cs2	180nF/400V
Capacitor	Cf	390nF/400V – X2
Capacitor	Cin	220nF/400V – X2
Capacitor	C1	10µF/25V
Capacitor	C2	10nF/50V
Capacitor	C3	1µF/50V-polipropileno
Capacitor	C4	1nF/50V
Capacitor	C5	47µF/450V
Capacitor	C6	100nF/250V
Capacitor	C7	100nF/250V
Capacitor	C8	22µF/50V
Capacitor	C9	220µF/40V
Capacitor	C10	1,5µF/250V
Capacitor	C11	1,5µF/250V
Capacitor	C12	47µF /25V
Capacitor	C13	27pF/50V
Capacitor	C14	27pF/50V
Capacitor	C15	100pF/500V
Capacitor	C16	100pF/500V
Capacitor	C17	47µF/50V
Capacitor	C18	22µF/16V
Capacitor	C19	330µF/10V
Capacitor	C20	2,2µF/16V
Capacitor	C21	2,2µF/16V
Capacitor	C22	1µF/50V-polipropileno
Capacitor	C23	10nF/50V
Capacitor	C24	1µF/50V-polipropileno
Capacitor	C25	10nF/50V
Cristal	Xtal	10MHz

Componente	Referência	Especificação
Resistor	R1	680K Ω /500mW
Resistor	R2	5,6K Ω /500mW
Resistor	R3	100K Ω /2W
Resistor	R4	68K Ω /500mW
Resistor	R5	10 Ω /1W
Resistor	R6	330 Ω /500mW
Resistor	R7	0,68 Ω /1W
Resistor	R8	0,68 Ω /1W
Resistor	R9	1M Ω /500mW
Resistor	R10	680 Ω /500mW
Resistor	R11	5,6K Ω /500mW
Resistor	R12	15 Ω /1W
Resistor	R13	68 Ω /1W
Resistor	R14	1,2K Ω /500mW
Resistor	R15	2,2K Ω /500mW
Resistor	R16	47 Ω /1W
Resistor	R17	47 Ω /1W
Resistor	R18	8,2K Ω /500mW
Resistor	R19	56K Ω /500mW
Resistor	R20	2,7K Ω /500mW
Resistor	R21	2,7K Ω /500mW
Resistor	R22	2,2K Ω /500mW
Resistor	R23	2,2K Ω /500mW
Resistor	R24	2,2K Ω /500mW
Resistor	R25	47K Ω /500mW
Resistor	R26	3,3M Ω /500mW
Resistor	R27	6,8K Ω /500mW
Resistor	R28	680K Ω /500mW
Resistor	R29	3,3M Ω /500mW
Resistor	R30	6,8K Ω /500mW
Resistor	R31	680K Ω /500mW
SCR	scr1	2N5062
DIAC	Diac1	DB3
Indutor boost – enrolamento principal	Lba,	Núcleo : EE30/14 – IP12 1mH - 145 espiras 5 x 29AWG
Indutor boost – enrolamento auxiliar	Lbb	8 espiras – 1 x 29AWG
Indutor boost – enrolamento auxiliar	Lbc	8 espiras – 1 x 29AWG
Indutor filtro	Lf	Núcleo : EE30/14 – IP12 4,5mH - 248 espiras 1 x 23AWG
Indutor ressonante enrolamento principal	Lr1a = Lr2a	Núcleo : EE30/07 – IP12 3mH - 167 espiras 1 x 25AWG
Indutor ressonante enrolamento auxiliar	Lr1b = Lr2b	12 espiras – 1 x 25AWG

Componente	Referência	Especificação
Transformador de pulso	TR1	EE-20 – IP12 Primário = secundário 1 = secundário 2 – 50 espiras – 1 x 29AWG
Conector KRE	10 pinos	-
Conector KRE	2 pinos – 2 unidades	-
Porta fusível	pequeno	-

5.2 Principais formas de onda

A seguir serão apresentadas as formas de onda da tensão e da corrente de entrada para diversos valores da tensão alternada de alimentação. Isto torna-se necessário pois a estrutura proposta é multitenção.

As Fig. 5.2 , 5.3, 5.4, 5.5, 5.6 e 5.7 mostram tensão de entrada, corrente de entrada e tensão no barramento CC para diversas tensões de entrada. Para cada valor de tensão será apresentada a análise harmônica da corrente de entrada.

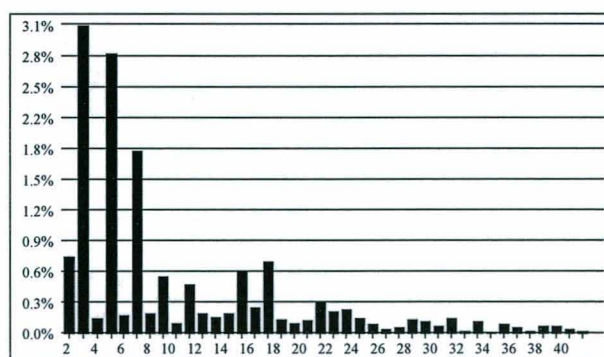
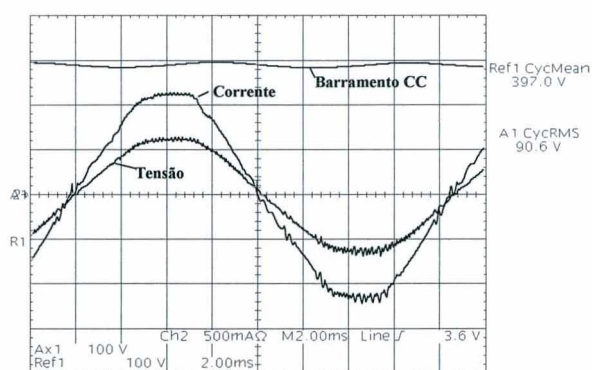


Fig. 5.3 – Análise harmônica da corrente de entrada - 90Vac.

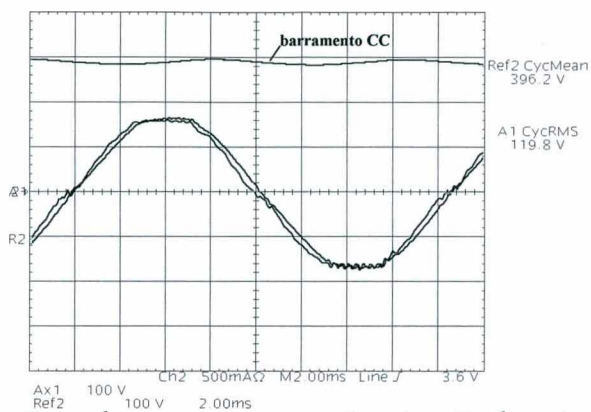


Fig. 5.4 – Tensão no barramento, corrente e tensão de entrada – 120Vac.

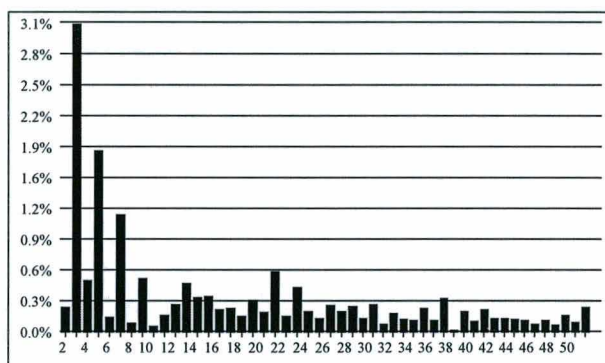


Fig. 5.5 – Análise harmônica da corrente de entrada - 120Vac.

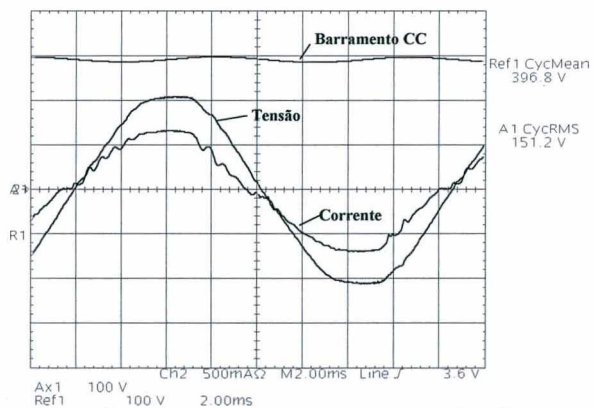


Fig. 5.6 – Tensão no barramento, corrente e tensão de entrada – 150Vac.

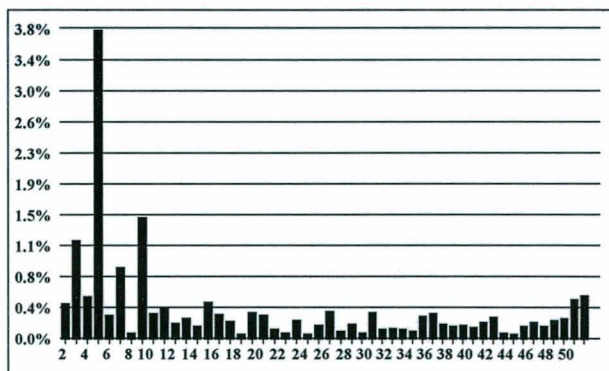


Fig. 5.7 – Análise harmônica da corrente de entrada - 150Vac.

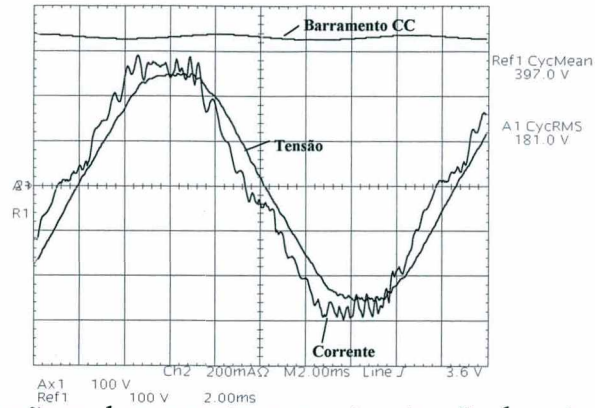


Fig. 5.8 – Tensão no barramento, corrente e tensão de entrada – 180Vac.

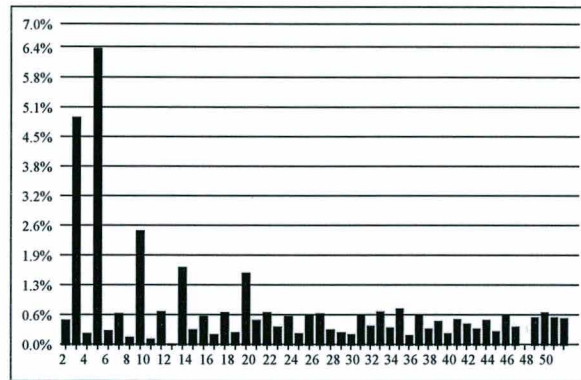


Fig. 5.9 – Análise harmônica da corrente de entrada - 180Vac.

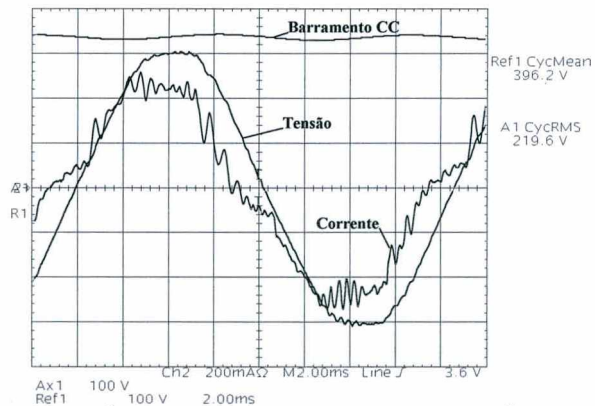


Fig. 5.10 – Tensão no barramento, corrente e tensão de entrada – 220Vac.

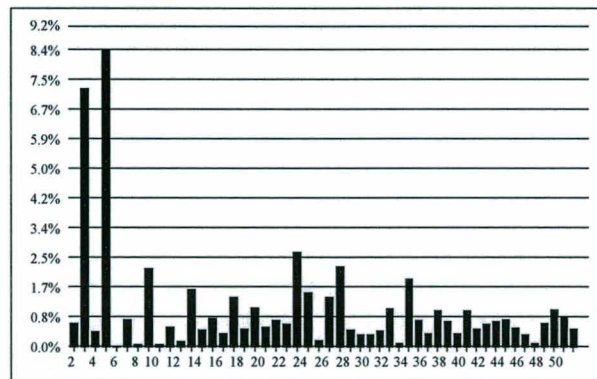


Fig. 5.11 – Análise harmônica da corrente de entrada - 220Vac.

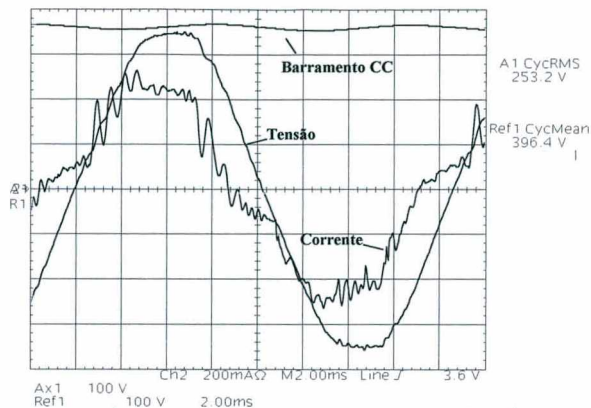


Fig. 5.12 – Tensão no barramento, corrente e tensão de entrada – 250Vac.

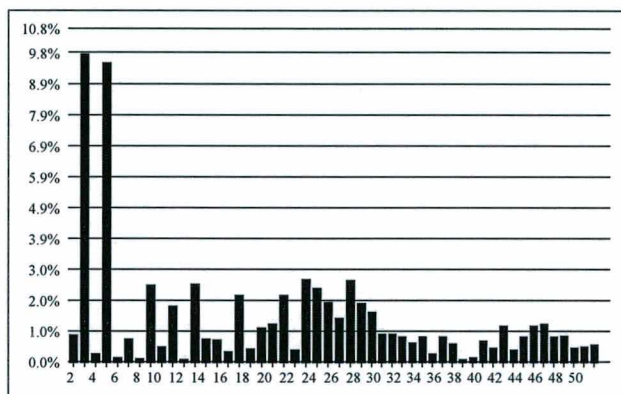


Fig. 5.13 – Análise harmônica da corrente de entrada - 250Vac.

A Fig. 5.14 apresenta a evolução do fator de potência conforme a variação da tensão de entrada.

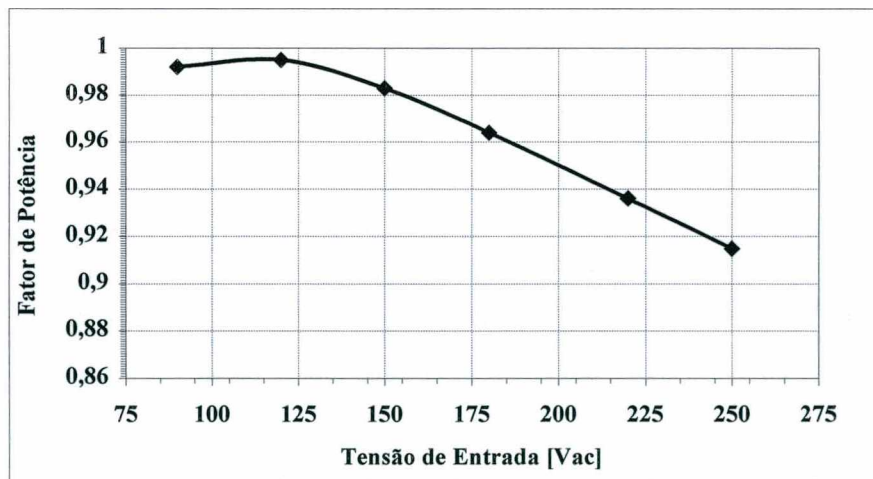


Fig. 5.14 – Variação do fator de potência em função da tensão de entrada.

Verifica-se que o fator de potência diminui com o aumento da tensão de entrada. Isto pode ser atribuído, em parte, aos capacitores C10 e C11 que integram a fonte de

alimentação auxiliar. Entretanto a tensão no barramento CC mantém-se constante para toda a faixa de variação da tensão de entrada.

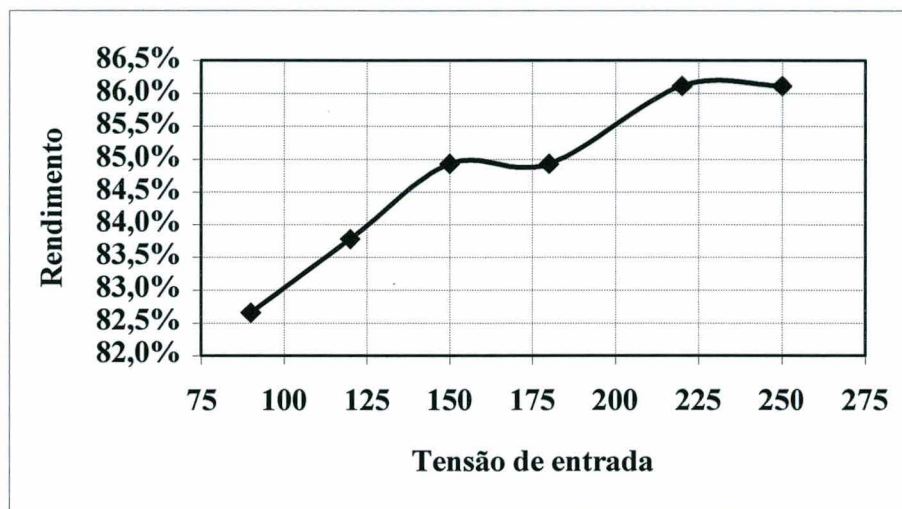


Fig. 5.15 – Rendimento em função da tensão de entrada.

A curva de rendimento apresentada na Fig. 5.15 mostra que para a menor tensão de entrada obtém-se o menor rendimento e a medida que a tensão de entrada cresce o rendimento também aumenta. Cabe salientar que o rendimento desta estrutura é em parte degradado pela presença dos circuitos auxiliares, tais como: circuito de detecção de presença, sensor de luminosidade, circuitos de controle/comando do inversor e do conversor *boost*.

A figura a seguir apresenta a corrente no indutor *boost*.

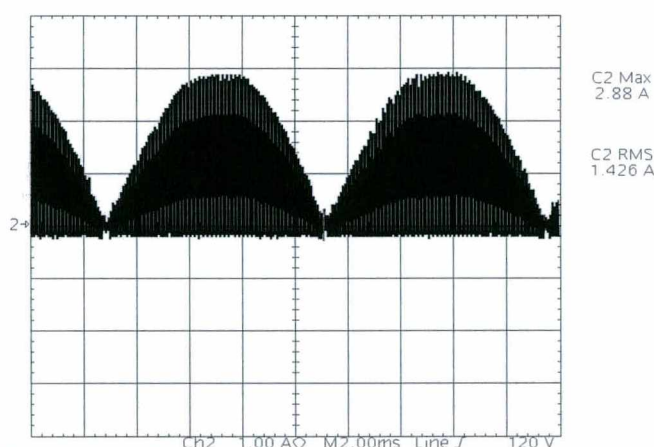


Fig. 5.16 – Corrente no indutor *boost* para uma tensão de entrada de 90Vac.

É interessante que se observe que o valor da corrente máxima obtido em laboratório é muito próximo do valor obtido por simulação (Fig. 2.24). A Fig. 5.17 mostra o detalhe da corrente no indutor boost, onde se pode verificar o modo de condução crítico.

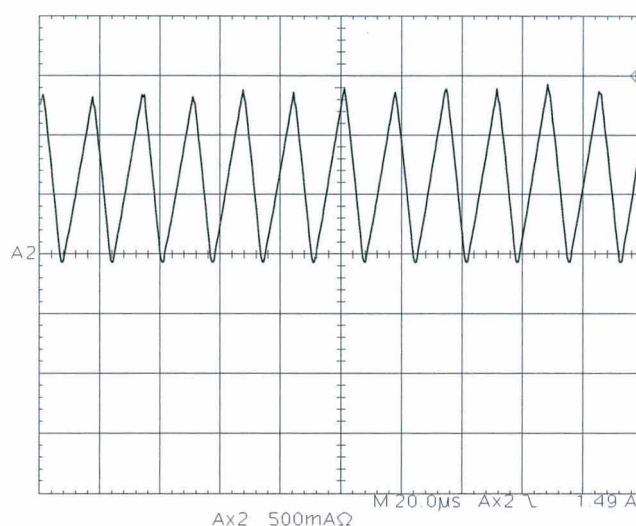


Fig. 5.17 – Detalhe da corrente no indutor *boost*.

Na Fig. 5.18 é apresentada a forma de onda da tensão e da corrente na lâmpada.

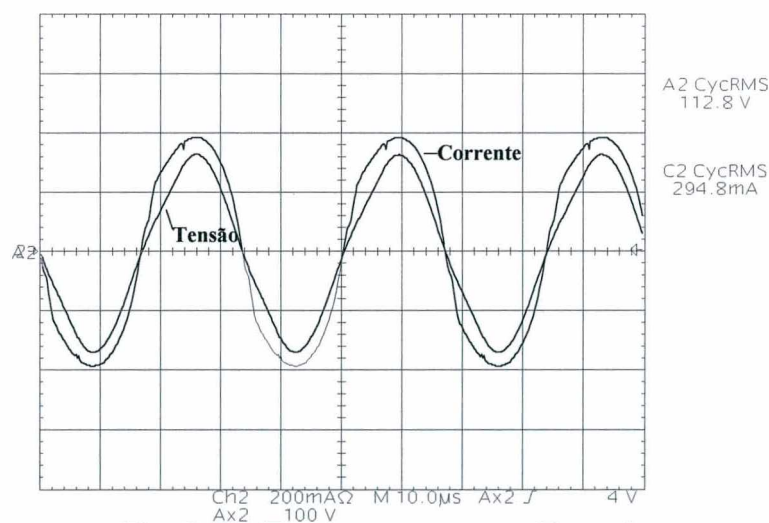


Fig. 5.18 – Tensão e corrente na lâmpada.

Observa-se o formato praticamente senoidal da corrente que circula através da lâmpada, o que implica em baixa distorção harmônica.

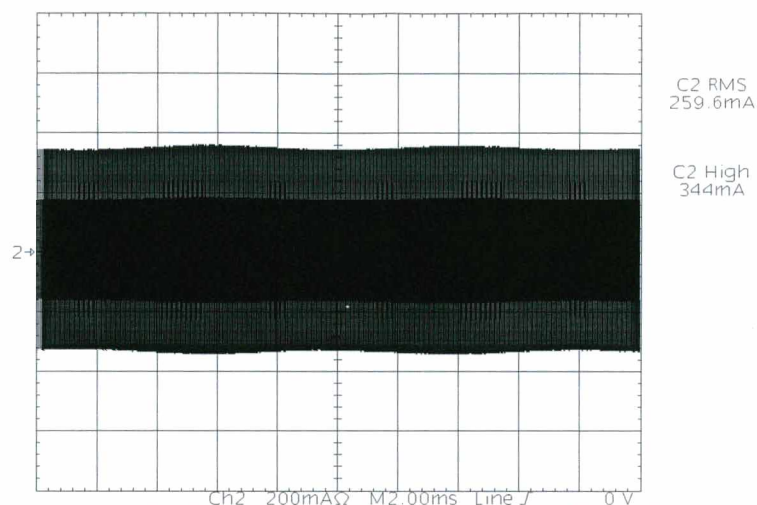


Fig. 5.19 – Ondulação da corrente na lâmpada.

Pela Fig. 5.19 é possível determinar o fator de crista na lâmpada, que é de 1,325.

A Fig. 5.20 apresenta a tensão e a corrente no interruptor T4. Pode-se fazer um comparativo entre os valores de corrente previstos no projeto (Equação 3.58 e 3.59), na simulação (Fig. 3.25) e os conseguidos experimentalmente. Nota-se apenas pequenas diferenças que são facilmente explicáveis pelas idealidades adotadas no projeto e na simulação.

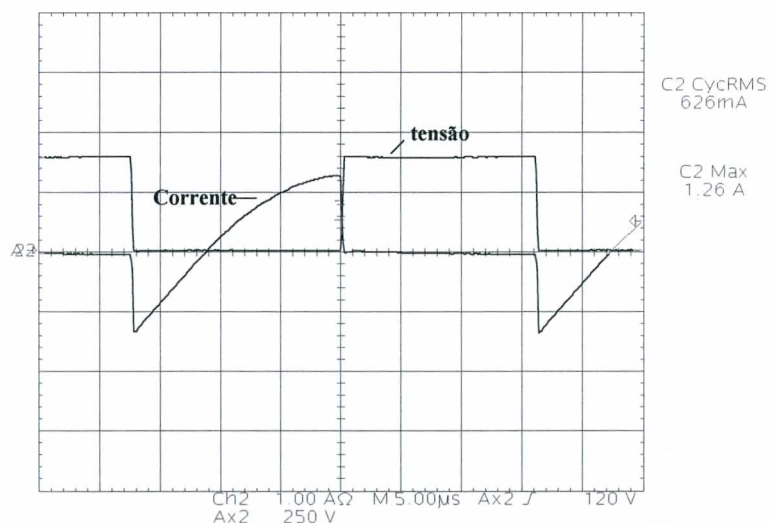


Fig. 5.20 – Tensão e corrente no interruptor T4.

A Fig. 5.21 evidencia o bloqueio do interruptor T4.

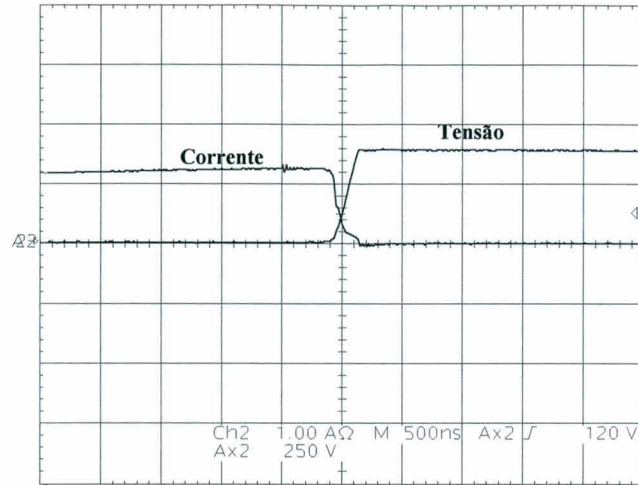


Fig. 5.21 – Detalhe do bloqueio do interruptor T4.

Os sinais de comando do inversor ressonante podem ser observados na Fig. 5.22. Atentar ao detalhe da opção de baixo custo empregada, utilizando transformador de pulso.

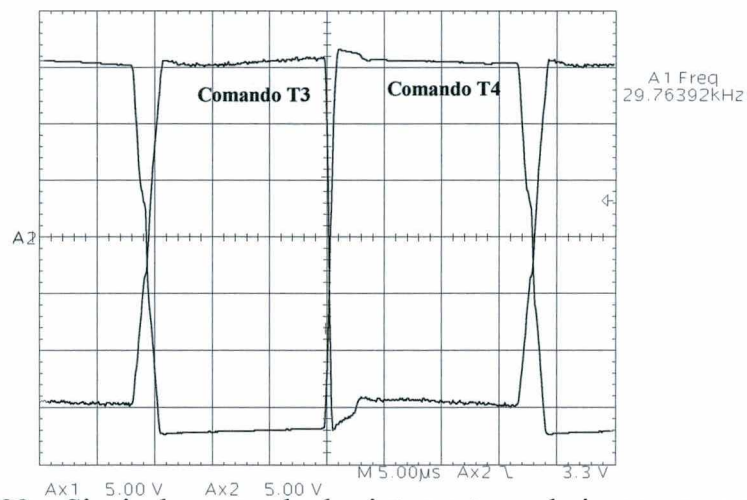


Fig. 5.22 – Sinais de comando dos interruptores do inversor ressonante.

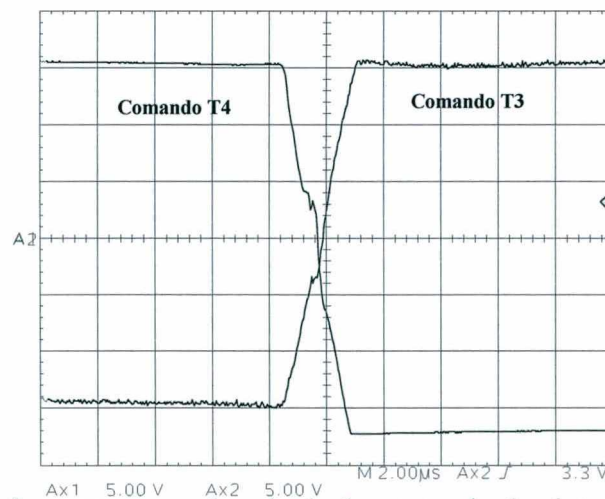


Fig. 5.23 – Detalhe do cruzamento dos sinais de comando dos interruptores do inversor.

Na Fig. 5.23 pode ser observado que os sinais de comando dos interruptores do inversor ressonante possuem seu cruzamento abaixo de zero volts.

O objetivo da integração do circuito de detecção de presença ao reator proposto é a conservação de energia. Na Fig. 5.24 e 5.25 pode-se observar a corrente, tensão e potência de entrada, quando as lâmpadas são apagadas pela ação do circuito de detecção de presença.

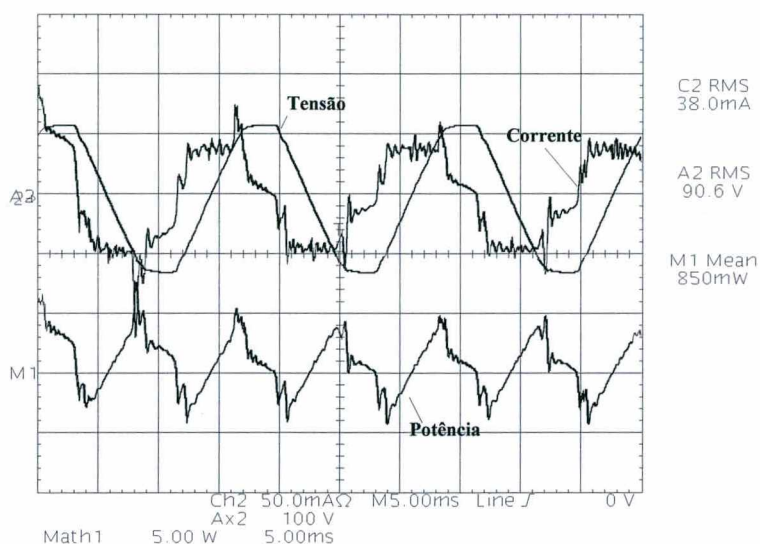


Fig. 5.24 – Tensão, corrente e potência de entrada com as lâmpadas apagadas – 90Vac.

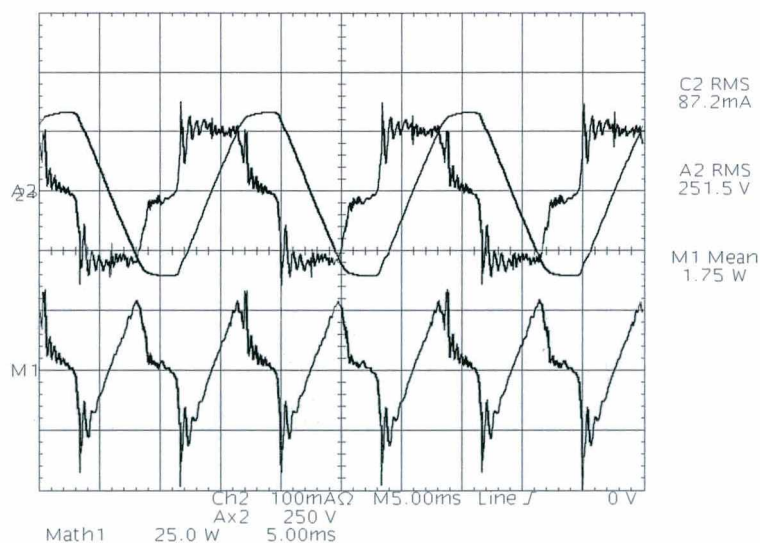


Fig. 5.24 – Tensão, corrente e potência de entrada com as lâmpadas apagadas – 250Vac.

Observa-se que conforme o aumento da tensão de entrada a potência aumenta consideravelmente.

5.3 Conclusão

Neste capítulo foi apresentado o diagrama esquemático completo e a listagem de todos os componentes empregados na estrutura.

Foram apresentados e discutidos os resultados experimentais através da apresentação das formas de onda mais significativas. Os resultados obtidos ficaram dentro das expectativas de projeto, uma vez que não ocorrem diferenças significativas com o projeto.

Em função dos resultados obtidos valida-se a metodologia empregada, e mostra-se que a estrutura proposta é uma boa alternativa para sistemas de iluminação. Conseguiu-se também conceber uma estrutura de fácil reprodutibilidade e custo razoável.

Conclusão Geral

Este trabalho constitui-se pelo estudo teórico e experimental de um reator eletrônico para duas lâmpadas fluorescentes de 40W, com controle de intensidade luminosa e detecção de presença. O estágio de entrada, formado por um pré-regulador *boost* operando no modo de condução crítica, provê um elevado fator de potência à estrutura.

Este modo de condução pôde ser adotado em virtude da baixa potência da estrutura e também pelo custo reduzido do seu circuito de comando, se comparado ao modo de condução contínuo. O problema em se empregar este modo de condução é o volume do filtro de entrada. Para a estrutura proposta o indutor do filtro projetado não pôde ser implementado, pois seu peso e volume não eram compatíveis com a proposta de redução de peso, volume e custo. Optou-se então pela confecção de um indutor considerando o tamanho do núcleo, isto contribuiu para o aumento da distorção harmônica e conseqüentemente a degradação do fator de potência. Pode-se dizer que a escolha do melhor estágio de entrada é um compromisso entre: potência, custo, rendimento e correção do fator de potência.

Outra característica necessária para o estágio de entrada é a operação em toda a faixa de carga, tendo inclusive que operar à vazio quando as lâmpadas são desligadas pela ação do detector de presença. Os resultados obtidos experimentalmente para o estágio de entrada ficaram dentro das expectativas, com exceção da distorção harmônica na corrente de entrada.

Este mesmo estágio permite também que a entrada de tensão possa variar desde 90 até 260V sem necessitar de ajustes.

Através da revisão bibliográfica foi possível definir a melhor estrutura a ser utilizada tanto para o estágio de entrada, como para o circuito de acionamento das lâmpadas.

Para realizar o controle da intensidade luminosa fez-se um minucioso estudo sobre os sensores disponíveis, analisando características como custo, robustez, linearidade, etc. Devido seu baixo custo e grande robustez foi adotado o LDR como sensor de intensidade luminosa.

Para implementar a detecção de presença foi realizado um estudo sobre as técnicas mais difundidas para este fim. A partir desse estudo optou-se pelo sensor passivo de radiação infravermelho, com o respectivo circuito eletrônico necessário para se obter um sinal que pudesse indicar ou não a presença.

Para o acionamento das lâmpadas foi empregado um inversor meia-ponte ressonante, comandado por frequência imposta. Este tipo de comando não é habitual em reatores eletrônicos devido seu elevado custo de implementação. A escolha se justifica pelo maior valor agregado desta estrutura, possibilidade de controlar a intensidade luminosa pelo próprio inversor através da variação da frequência e pela boa reprodutibilidade que este tipo de comando proporciona.

O circuito responsável pelo controle, comando e proteção do inversor é um microcontrolador. Esta escolha deve-se à sua grande flexibilidade pois permite alterações no funcionamento sem alterações de hardware. O custo deste componente também está se tornando cada vez mais competitivo e aliado à sua grande capacidade de executar diferentes funções, mostrou-se uma excelente alternativa.

Como pôde ser observado, foram utilizados circuitos integrados nos circuitos de comando do conversor *boost*, inversor ressonante e circuito de detecção de presença. Todos estes circuitos integrados necessitam de uma fonte de alimentação estável para que possam funcionar à contento. Isto originou o estudo sobre fontes de alimentação auxiliares, tendo em vista que esta estrutura deve ter o menor custo possível.

Foram analisadas e experimentadas algumas topologias sugeridas na bibliografia. Para proceder a escolha foram analisados aspectos como custo, robustez, influência no rendimento, volume e influência no fator de potência. A topologia escolhida apresentou bons resultados na maioria dos aspectos supracitados, mas prejudicou a correção do fator de potência.

Os resultados experimentais apresentaram-se muito bons, apesar dos problemas relatados. Confrontando-se os resultados teóricos e experimentais, pode-se verificar pequena diferença entre eles.

Diante do exposto, pode-se afirmar que a estrutura proposta apresentou ótimos resultados e certamente contribui para o avanço dos projetos de reatores eletrônicos.

ANEXO ÚNICO

Microcontroladores

1 Introdução

Neste trabalho será realizado um estudo sobre as diversas famílias de microcontroladores. A escolha do microcontrolador mais apropriado para realizar as operações desejadas é um ponto importante quando deseja-se otimização de custos. Assim, o modelo escolhido deve apresentar a mínima quantidade de periféricos e apenas funções necessários para o controle desejado.

Atualmente estes componentes estão cada vez mais poderosos e seu custo vem diminuindo com o avanço da tecnologia. Tendo em vista sua grande versatilidade e a simplicidade do controle necessário para a realização das funções desejadas, o microcontrolador tem se mostrado uma opção cada vez melhor. Outro fator importante é a flexibilidade que proporciona a estrutura, ou seja, o funcionamento pode ser totalmente modificado apenas alterando-se a programação, enquanto o hardware é mantido sem alterações.

2 Escolha do microcontrolador

A escolha do microcontrolador mais apropriado para uma determinada aplicação é sem dúvida uma tarefa complexa, pois pode determinar o sucesso ou não do projeto. Existem muitos critérios a serem observados nesta escolha. Neste anexo pretende-se mostrar os principais itens a serem observados para que a escolha de um microcontrolador seja a mais acertada possível.

O principal objetivo é selecionar o componente que minimize o custo total do projeto/produto preenchendo as especificações do sistema. Entenda-se por custo total do sistema: pesquisa e desenvolvimento, produção, manutenção na garantia, atualizações, facilidade de utilização, serviço de campo, etc.

2.1 Processo de seleção

Para iniciar o processo de seleção deve-se fazer a seguinte pergunta: o que o microcontrolador precisa fazer? A resposta a esta questão determina as características do microcontrolador e servirá de orientação para a escolha.

O segundo passo é verificar a disponibilidade de componentes no mercado que preencham os requisitos estabelecidos anteriormente. Isto normalmente envolve procura em literatura específica como : *data books* (livro de dados), *data sheets* (folha de dados) e boletins técnicos dos fabricantes.

O último passo consiste em se reduzir o número de opções, preferencialmente à uma única, considerando aspectos como: custo, ferramentas de desenvolvimento, suporte na produção, etc.

2.2 Critérios de seleção

Serão apresentados os principais critérios de seleção em ordem de importância. Estes critérios são técnicos e não abordam particularidades como, por exemplo, questões políticas. Estas questões em muitos casos auxiliam na escolha, pois restringem o número de opções e podem fazer com que o produto perca competitividade em alguns mercados.

Os principais critérios são:

a) **Adequado para a aplicação** – pode-se perguntar: é possível utilizar um único componente ou são necessários componentes periféricos? Para responder essa questão deve-se observar:

- Número adequado de portas I/O (entrada/ saída).
- Se possuir número inferior ao necessário não poderá executar as tarefas e se o número for superior elevará os custos.
- Outros recursos necessários como canal serial, memória RAM (memória de escrita e leitura), memória ROM (memória de leitura), conversor A/D (análogo/digital), etc.

- Recursos desnecessários.
- Capacidade de processamento adequada.
- Disponibilidade do componente no mercado. Se não houver disponibilidade do componente todos os outros detalhes são irrelevantes, devendo-se procurar outro componente.

b) Qual a disponibilidade?

- Disponibilidade em quantidade suficiente.
- Está sendo produzido atualmente.
- Tempo que ainda será produzido.

c) Existe suporte para desenvolvimento?

- Assembler (linguagem de programação).
- Compiladores.
- Ferramentas para detectar e localizar erros.

2.3 Recursos

Por definição, todos os microcontroladores possuem recursos *on-chip* (dentro do componente) que conferem elevado nível de integração, confiabilidade e baixo custo. Estes recursos dentro de um único componente aumentam a confiabilidade porque não há necessidade de circuitos externos para seu funcionamento.

Os recursos *on-chip* mais empregados são memórias, *timers* (temporizadores), osciladores e portas I/O.

Dentro do grupo de memórias estão as memórias RAM, ROM, EPROM e EEPROM.

As portas I/O incluem conversores A/D e D/A, portas paralelas e *drivers* para mostradores de cristal líquido.

Os *timers* por sua vez incluem *clock* em tempo real e temporizadores de interrupções periódicas.

2.4 Atribuições gerais

Geralmente os microcontroladores são classificados em grupos de 8, 16 e 32 bits, baseados pelo tamanho de seus registradores aritméticos e indexados. Alguns especialistas argumentam que o número de bits é determinado pelo tamanho da via de dados.

Uma das questões a serem analisadas quando da escolha de um microcontrolador é se, com uma arquitetura de 8 *bits*, de menor custo, as necessidades do sistema serão atendidas. Se for necessário deve-se optar por arquiteturas de 16 ou 32 *bits*, conseqüentemente de maior custo.

Pode-se também simular as feições de um software para 16 ou 32 bits a partir de uma arquitetura de 8 bits. Neste caso sacrifica-se o tamanho do código fonte e a velocidade de execução do programa.

A freqüência de *clock* determina quanto processamento pode ser executado em um determinado tempo. Alguns microcontroladores possuem uma faixa limitada de freqüências de *clock*, em outros são encontradas faixas amplas de variação. As vezes existe uma freqüência definida que é utilizada como referência para gerar outras freqüências utilizadas no sistema.

2.5 Conjunto de instruções

O *set* (conjunto) de instruções e registradores de cada microcontrolador deve ser cuidadosamente analisado, pois tem papel fundamental no desempenho do sistema. Nem sempre um microcontrolador com um *set* de instruções complexo é a melhor solução, tudo dependerá do sistema onde será aplicado.

Existem entretanto algumas instruções que facilitam a programação em muitas aplicações, como por exemplo: multiplicação, divisão, instruções para consumo reduzido de energia quando em espera ou parado e manipulação de *bits*.

A real *performance* (desempenho) do microcontrolador é medida pelo número de pulsos de *clock* em que executa determinada tarefa e não pelo número de instruções

executadas. Uma forma simples de se testar é implementando a mesma rotina em dois componentes diferentes e verificar o número de pulsos de *clock* que cada um levou para executá-la.

3 Arquitetura dos microcontroladores

Na maioria dos microprocessadores e em vários microcontroladores atuais a estrutura interna é baseada na estrutura da máquina de Von Neumann, onde os dados tratados pela CPU passam por uma via única (barramento de dados). Desta forma, quando a CPU está lendo algum dado ou uma instrução, não é possível utilizar-se as vias internas para outras finalidades. Na Fig. 3.1 é mostrado um modelo da máquina de Von Neumann.

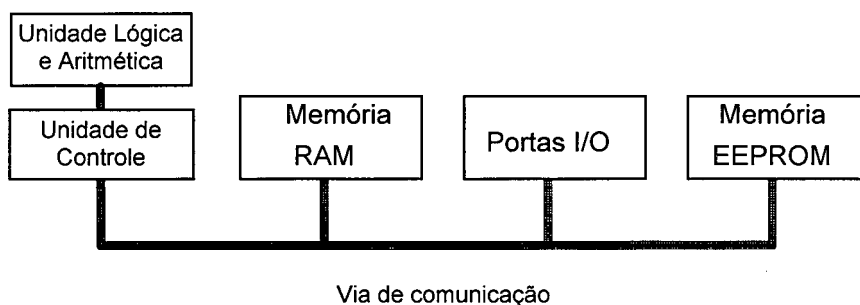


Fig. 3.1 – Modelo da Máquina de Von Neumann.

A execução de uma instrução pela CPU segue o seguintes passos:

1. Leitura da instrução a executar: o código da instrução localizada no endereço contido no contador de programa (PC) é copiado para o registrador de instrução (IR);
2. Atualização do contador de programa (PC): a leitura da instrução no passo 1 permite a CPU determinar o seu tamanho (número de bits). Este valor é então somado ao PC, que passa então a apontar para a instrução seguinte;
3. Decodificação da instrução: nesta etapa, a CPU determina qual o tipo de instrução e se são necessários dados externos para a execução, como por exemplo a leitura de uma porta ou de um dado contido na memória;

4. Leitura dos dados: se necessário, os dados externos são lidos para os registradores apropriados para a manipulação;

5. Execução da instrução: as ações representadas pela instrução são executadas;

6. Armazenamento dos resultados: os resultados, se houverem, são transferidos para os seus destinos;

7. Retorno ao passo 1: para que seja lida outra instrução retorna-se ao passo 1.

Com este tipo de concepção o tempo de execução de uma determinada instrução fica reduzido pois não é possível por exemplo realizar simultaneamente a leitura da operação a ser realizada, o dado a ser modificado e o local onde o resultado da operação será armazenado.

Nos microcontroladores atuais a arquitetura utilizada é conhecida como Harvard. Nesta arquitetura são previstas várias vias de comunicação entre CPU e periféricos, como mostra a Fig. 3.2. Isto possibilita a realização de várias operações simultâneas, aumentando a velocidade e a eficiência deste tipo de microcontrolador, além de permitir que a memória de dados e a de programa possuam tamanhos diferentes. Como exemplo pode-se citar o microcontrolador PIC 16F84, onde os dados são de 8 bits enquanto as instruções são palavras de 14 bits. Esta divisão do espaço de memória permite que, em uma única palavra de 14 bits, seja especificado o código da instrução, o local de atuação e o eventual dado ou operando. Isto diminui o número de instruções diferentes contidas neste tipo de microcontrolador para aproximadamente 35 enquanto alguns modelos tradicionais chegam a apresentar mais de 100 instruções. Em virtude disto, este tipo de estrutura é conhecida como RISC (Reduced Instruction Set Computer).

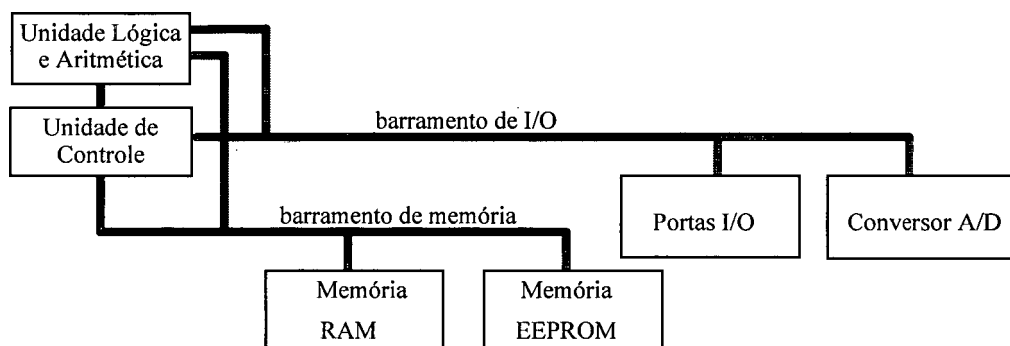


Fig. 3.2 – Modelo de Máquina com arquitetura *Harvard*.

A velocidade de operação do relógio do microcontrolador depende diretamente da frequência do oscilador utilizado (frequência de *clock*). Nos PIC's encontrados atualmente no mercado, as frequências máximas de oscilação variam entre 4MHz e 20MHz. Independente do modelo a entrada do relógio é dividida por 4, gerando os níveis chamados de Q1, Q2, Q3, e Q4. No nível Q1, a instrução é lida para o *Instruction Register (IR)* e o PC é incrementado. A análise da instrução é feita em Q2. Os dados na memória são lidos durante Q3 (leitura do operando). Em Q4 a operação é realizada e gravada no endereço de destino.

Cada um destes níveis pode ser analisado como uma unidade responsável por uma função específica. A cada ciclo de *clock*, uma nova instrução é lida pela CPU e as instruções em andamento caminham para a unidade seguinte. Neste processo, conhecido por *pipeline*, estabelece-se uma situação de regime permanente em que a cada ciclo do relógio termina a execução de uma instrução. Numa máquina sem este recurso, cada instrução levaria quatro ciclos para ser executada. A Fig. 3.3 permite acompanhar esta seqüência.

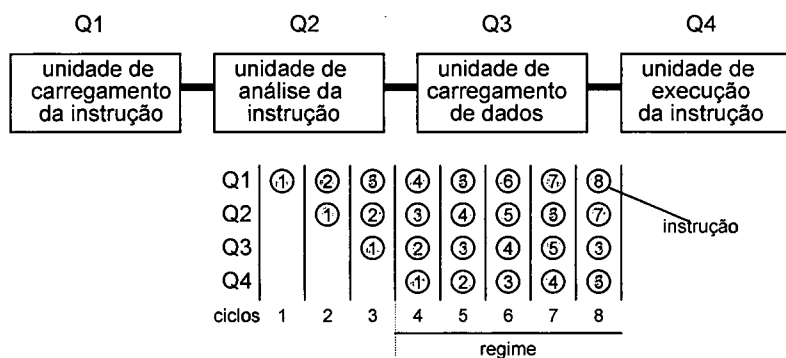


Fig. 3.3 – Funcionamento da Estrutura *Pipeline*.

4 As famílias PIC

As características descritas anteriormente, tais como instruções de 14 bits (também existem alguns modelos de 12 e de 16 *bits*) e tecnologia RISC (arquitetura com número de instruções reduzidas) aplicam-se a todas as famílias de microcontroladores PIC. Em todos os modelos o *Watchdog* (rotina de supervisão do sistema) é encontrado.

As memórias de programa variam desde 512x12 (512 palavras de 12 *bits*) até 16.384x16 (16K palavras de 16 *bits*). Além disto, em alguns modelos mais sofisticados, podem ser encontrados alguns dispositivos bastante úteis tais como vários canais seriais, saída PWM, *timers* (temporizadores), comparadores, *prescalers* (pré-escala), etc.

Na seqüência será feito um detalhamento das famílias PIC encontradas atualmente no mercado.

Conforme o tempo necessário para a execução de uma única instrução tem-se a designação de uma determinada família, ou seja a principal característica comum em uma família é a velocidade de execução das instruções.

4.1 PIC 12CXXX

Nesta família, com 11 modelos diferentes, para a execução de uma instrução são necessários 400ns. Estes são os PIC's mais lentos.

Apesar de todos os modelos possuírem um oscilador interno, que opera em 4MHz alguns podem funcionar em até 10MHz. A Tabela 4.1 mostra as características desta família, cujo consumo médio é de 25mA.

Tabela 4.1 – Características da família 12CXXX.

MODELO	Memória de Programa			Memória de dados		8-Bit ADC chanel	Portas I/O	Timers (8 bits)	Clock Máx. (MHz)	Encapsu- lamento
	Bytes	Memória Flash	memória. ROM	EEPROM (dados) Bytes	RAM Bytes					
PIC12C508	768	512x12	-	-	25	-	6	1	4	8 pinos
PIC12C508A	768	512x12	-	-	25	-	6	1	4	8 pinos
PIC12C509	1536	1024x12	-	-	41	-	6	1	4	8 pinos
PIC12C509A	1536	1024x12	-	-	41	-	6	1	4	8 pinos
PIC12CR509A	1536	-	1024x12	-	41	-	6	1	4	8 pinos
PIC12CE518	786	512x12	-	16	25	-	6	1	4	8 pinos
PIC12CE519	1536	1024x12	-	16	41	-	6	1	4	8 pinos
PIC12C671	1792	1024x14	-	-	128	4	6	1	10	8 pinos
PIC12C672	3584	2048x14	-	-	128	4	6	1	10	8 pinos
PIC12CE673	1792	1024x14	-	16	128	4	6	1	10	8 pinos
PIC12CE674	3584	2048x14	-	16	128	4	6	1	10	8 pinos

- **Nota:** As informações a respeito de saídas PWM nesta família de microcontroladores encontram-se na folha de dados do componente.

4.2 PIC 16C5XX

Esta família é um pouco mais rápida que a anterior, apresentando um tempo de execução de instrução de 200ns e apenas 33 instruções, todas de 12 *bits*. É constituída de 21 modelos diferentes.

É importante salientar que o PIC 16C505 possui oscilador interno, que opera em 4MHz, e o PIC 16HV540, por sua vez possui tensão de alimentação de 15V, o que explica a introdução dos caracteres HV (*High Voltage*) na sua designação.

4.3 PIC 16CXXX

Possui basicamente as mesmas características da PIC16C5XX, porém algumas funções foram incorporadas resultando em mais duas instruções, sendo assim, tem-se um total de 35 instruções diferentes, porém de 14 *bits*. O tempo de execução de instrução continua sendo de 200ns. Nestes microcontroladores podem ser geradas de 4 a 12 interrupções.

Estes modelos são compatíveis com os PIC16C5X e PIC12CXXX, possibilitando um *up-grade* na parte de *hardware* com poucas alterações no *software* de um equipamento onde era utilizado um dos outros modelos mais simples.

4.4 PIC 17CXXX

Nesta família, com 10 modelos diferentes, para a execução de uma instrução são necessários apenas 120ns, inclusive multiplicação.

Com relação a família PIC16CXX a grande novidade é a inclusão de instruções para a realização de operações de multiplicação, desta forma tem-se um total de 58

instruções diferentes. A memória de programa pode ser expandida externamente para até 64Kx16 *bits*, e os códigos gerados para os PIC16CXX, PIC16C5X, PIC12CXXX podem funcionar perfeitamente neste modelo sem a necessidade de alterações.

4.5 PIC 18CXXX

É o microcontrolador da família PIC que apresenta o maior e mais eficiente conjunto de instruções, em um total de 77 instruções.

Nesta família, com 4 modelos diferentes, para a execução de uma instrução são necessários apenas 100ns ou seja, 10 milhões de instruções por segundo.

Pode ainda fazer operações com tabelas, manusear pilhas e seu código fonte é compatível com o PIC 17CXXX / PIC 16CXX / PIC 16C5X / PIC 12CXX.

5 Outras famílias

Como na maioria dos componentes eletrônicos, sempre existem mais de uma alternativa para uma mesma aplicação. Em se tratando de microcontroladores isto não é diferente.

Serão apresentados nesta etapa do trabalho outros fabricantes que oferecem microcontroladores com características parecidas às estudadas até o presente momento. A escolha será em função da capacidade de processamento necessária, custo, simplicidade de *hardware*, disponibilidade do componente e possibilidade de migrar para modelos com maior capacidade de processamento utilizando o mesmo código fonte.

5.1 National – COP8

Com arquitetura *Harward* modificada, estes microcontroladores possuem memória de programa separada da memória de dados e possuem também endereços com

vias separadas. Neste tipo de arquitetura é possível transferir informações da memória de programa para a memória de dados.

A família COP8 compreende microcontroladores de 8 *bits* (OTP) programáveis uma vez, com capacidade de memória de programa variando de 1 *Kbyte* à 4 *Kbytes*. Estes componentes possuem alto grau de integração e baixa EMI (interferência eletromagnética). Concebidos com tecnologia CMOS são componentes próprios para uso onde se requer baixo custo.

Os componentes da linha COP8ACC7 são compatíveis pino à pino e em software, mas podem possuir diferentes valores de tensão de alimentação. Versões com janelas para apagamento e reprogramação são possíveis de serem obtidas mediante encomenda.

Dentre as características desta família estão:

- Arquitetura de memória mapeada de 8 *bits*;
- *Clock* de 4 MHz com ciclo de instrução de 2,5 μ s;
- 6 canais A/D com resolução de 12 *bits*;
- *Timer* de 16 *bits*;
- *Set* de instruções versátil e de fácil utilização;
- Encapsulamento de 16, 20 e 28 pinos;
- Memória de programa de 1, 2 e 4 *Kbytes*;
- Memória RAM de 64 e 128 *bytes*;
- *Watchdog* e monitoramento de *clock*;
- Interface serial, compatível com padrão SPI (*Serial Peripheral Interface* – Interface serial periférica);
- Opções selecionáveis por *software* para as portas I/O: saída em *tri-state* (três níveis lógicos), saída na configuração *push-pull*, alta impedância de entrada;
- Oscilador R/C *on-chip*.

5.2 Motorola – 68HC05

Este componente é membro da família de microcontroladores de 8 bits, de baixo custo e alta performance, da Motorola. Estas famílias com 16 e 20 pinos provêm baixo custo devido ao tamanho reduzido.

Outras características que lhe conferem bom desempenho são a poderosa CPU 68HC05, timers multifunção com 15 estágios e capacidade de interrupção em tempo real.

Da linha de microcontroladores de 8 bits OTP (*one time programmable*) este componente é o que oferece menor custo efetivo.

Na seqüência serão listadas algumas de suas características.

- Memória RAM de 64 *bytes*;
- Memória EPROM /OTP de 1.240 *bytes*;
- Instruções de aprendizado fácil, inclusive multiplicação;
- Frequência de operação interna de 4 MHz para alimentação de 5V;
- Concebido para ter boa imunidade à ruído;
- 10 portas I/O bidirecionais com capacidade de corrente de 10 mA cada uma;
- Interrupções vetoradas;
- Modos de baixo consumo de energia *STOP* (parado) e *WAIT* (espera);
- *Watchdog*;
- *Timer* de 8 bits com *prescaler* de 7 bits.

5.3 Philips – P87LPC767

O microcontrolador P87LPC767 é um componente com alto grau de integração, desenvolvido para sistemas onde o baixo custo é fundamental. É membro da família de microcontroladores 51LPC.

Este componente oferece conversor A/D de 8 bits com 4 canais multiplexados e duas entradas analógicas com duas entradas multiplexadas. Outra característica é a programação em alto nível para os 4 Kbytes de memória de programa, além de 128 bytes de memória RAM.

Possui também oscilador RC muito estável à variações de tensão e de temperatura e também detetor *brownout* (*reset* em função da variação do nível da tensão de alimentação) ambos *on-chip* (dentro do componente), o que diminui a necessidade de componentes externos.

A CPU deste microcontrolador é totalmente compatível com o já conhecido 80C51, mas com o dobro da performance ou seja para uma frequência de clock de 20MHz realiza as mesmas tarefas do 80C51 à 40MHz. Esta característica faz com que haja redução de EMI (interferências eletromagnéticas) e de consumo de energia. A seguir as principais características deste microcontrolador:

- Encapsulamento de 20 pinos;
- Possui CPU do 80C51 acelerada que prove ciclos de instrução com tempos de 300-600ns para todas as instruções, exceto divisão e multiplicação.
- Dois *timers* de 16 *bits*;
- Dois comparadores analógicos;
- Oito entradas de interrupções por teclado, mais duas entradas externas;
- Quatro canais multiplexados para conversor A/D de oito *bits*, com tempo de conversão de 9,3 μ s para um clock de 20MHz;
- Quatro níveis de prioridade nas interrupções;
- Porta de comunicação padrão I²C;
- Porta de comunicação assíncrona;
- *Power down* (função para redução do consumo de energia quando em espera);
- Capacidade de corrente de 20mA em cada porta;
- 15 pinos de I/O (mínimo), podendo chegar a 18;

Bibliografia

- [1] OKUDE, A.; UEOKA, A.; KAMBARA, Y. *Development of an electronic dimming ballast for fluorescent lamps*. Journal of Illuminating Engineering Society, Winter 1992, pp 152-1.
- [2] USHER, M. J. *Sensors and transducers*. Macmillan, second edition.1996.
- [3] GODFREY, L. *Choosing the Detector for your Unique Light Sensing Application*, <http://opto.perkinelmer.com/contact/>
- [4] WIGGERS, R. H. *Controle de luminosidade*, Relatório interno, INEP, UFSC – 1998.
- [5] ANDRÉ, A. S. *Reator eletrônico para duas lâmpadas fluorescentes de 110W com controle de luminosidade e alto fator de potência*. Dissertação de mestrado. PPGEEL - UFSC. 1997.
- [6] RS Data Sheet. <http://rswww.com/itc/scripts/>
- [7] SIEMENS Data Sheet. <http://www.infineon.com/us/opto/ancontent.htm>
- [8] DOCTOR, A. P.. *Passive Infrared Motion Sensing Technology*, Servo Corporation of America, internal report n° 94-005.
- [9] Z5 Motion Detectors, <http://www.webbed.com.au/stalarms/z5.html>.
- [10] Lighting Upgrade Technologies, <http://www.epa.gov/gcdoar/upgrade.html>.
- [11] *Perimeter Security Sensors Technologies Handbook*, <http://www.nlectc.org/perimetr/Full2.htm>.
- [12] LHI878 Data Sheet, EG&G Heimann.

- [13] *Pyroelectric Infrared Sensors*, EG&G Heimann optoelectronics GMBH, folder.
- [14] Fresnel Technologies Inc., *catalog of motion detector lenses*.
- [15] *How infrared motion detector components work*
<http://www.glolab.com/piparts/infrared.html>.
- [16] COATON, J. R. MARSDEN, A. M. *Lamps and Lighting*. Fourth edition. Arnold and contributors, 1997.
- [17] BRIGNELL, J. WHITE, N. *Intelligent sensor systems*. Revised edition. Institute of Publishing Bristol and Philadelphia, 1996.
- [18] WIGGERS, R. H. *Detecção de movimento*, Relatório interno, INEP, UFSC – 1998.
- [19] COMANDATORE, G.; MORICONE, U.. *Designing a high power factor switching preregulador with the L6560/A transition mode IC*. <http://www.st.com>.
- [20] BARBI, I.; SOUZA, A. F.. *Correção do fator de potência de fontes de alimentação*. Publicação interna UFSC-INEP. Agosto de 1995.
- [21] BARBI, I.. *Projetos de fontes chaveadas*. Publicação interna UFSC-INEP, 1990.
- [22] CABALLERO, D. A. R.. *Sistemas eletrônicos de Iluminação: Topologias, Análise, Projeto e Experimentação*. Dissertação de Mestrado, PPGEEL - UFSC - 1995.
- [23] ADRAGNA, C. *Enhanced Transition Mode Power Factor Corrector*.
<http://www.st.com>.
- [24] KAISER, W. – *Conversor eletrônico de elevada eficiência para alimentação de lâmpadas fluorescentes tubulares* – Tese de doutoramento apresentada à Universidade de São Paulo (USP), São Paulo, 1988.

- [25] ALVES, J. A. – *Reator eletrônico para lâmpadas fluorescentes compactas com alto fator de potência* – Dissertação de mestrado apresentada à Universidade Federal de Santa Catarina. PPGEEL - UFSC, Florianópolis, 1996.
- [26] JÚNIOR, P. A. S – *Sistema eletrônico para iluminação fluorescente: análise, projeto e implementação* – Dissertação de mestrado apresentada à Universidade Federal de Santa Catarina. PPGEEL - UFSC, Florianópolis, 1994.
- [27] ARAÚJO, M. V. A. – *Inversor auto-oscilante com pré-regulador Buck-Boost integrado aplicado em reatores para lâmpadas fluorescentes* – Dissertação de mestrado apresentada à Universidade Federal de Santa Catarina. PPGEEL – UFSC, Florianópolis, 1999.
- [28] MICROSIM DESIGN CENTER, 1997. Versão 8.0. Programa para simulação de circuitos Eletrônicos Analógicos e Digitais.
- [29] THORNTON INPEC ELETRÔNICA, Ltda. *Catálogo de Ferrite*. 1ª ed. Vinhedo, 1994.
- [30] ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. Reatores eletrônicos alimentados em corrente alternada para lâmpadas fluorescentes tubulares – Prescrições de desempenho e segurança, ABNT – NBR 14417 e 14418. Rio de Janeiro, Dez. 1999.
- [31] ORCAD CAPTURE, 1998. Versão 9.0. Programa para Simulação de Circuitos Eletrônicos Analógicos e Digitais
- [32] BARBI, I.. *Eletrônica de Potência, Edição do autor*, UFSC, 1997.
- [33] BASCOPÉ, R. P. T.; PERIN, A. J.; *O Transistor IGBT Aplicado em Eletrônica de Potência*. Sagra Luzzatto, 1997.

[34] ANDREYCAK, B.. *Optimizing Performance in UC3854 Power Factor Correction Applications*. Design Notes DN-39D, Unitrode.