

LUIZ CLÁUDIO SOUZA DOS SANTOS

**SISTEMA ELETRÔNICO DE ALTO DESEMPENHO,
COM BAIXA DISTORÇÃO HARMÔNICA, PARA
CONTROLE DE INTENSIDADE LUMINOSA DE
LÂMPADAS INCANDESCENTES DE ALTA
POTÊNCIA**

**FLORIANÓPOLIS
2001**

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

**SISTEMA ELETRÔNICO DE ALTO DESEMPENHO
COM BAIXA DISTORÇÃO HARMÔNICA PARA
CONTROLE DE INTENSIDADE LUMINOSA DE
LÂMPADAS INCANDESCENTES DE ALTA
POTÊNCIA**

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

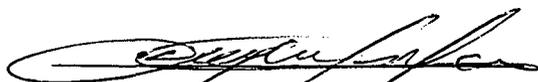
LUIZ CLÁUDIO SOUZA DOS SANTOS

Florianópolis, Dezembro 2001.

**SISTEMA ELETRÔNICO DE ALTO DESEMPENHO COM
BAIXA DISTORÇÃO HARMÔNICA PARA CONTROLE DE
INTENSIDADE LUMINOSA DE LÂMPADAS
INCANDESCENTES DE ALTA POTÊNCIA**

LUIZ CLÁUDIO SOUZA DOS SANTOS

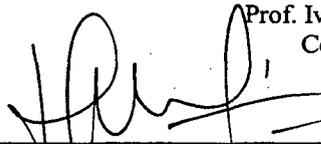
‘Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Eletrônica de Potência, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’



Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.
Orientador

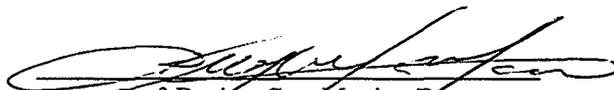


Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.
Co-Orientador



Prof. Edson Roberto De Pieri, Dr.
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

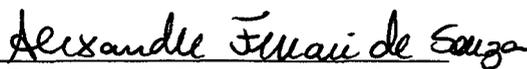
Banca Examinadora:



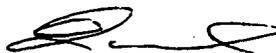
Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.
Presidente



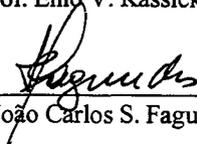
Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



Prof. Alexandre Ferrari de Souza, Dr.



Prof. Enio V. Kassick, Dr.



Prof. João Carlos S. Fagundes, Dr.

Aos meus pais, João Celi e Godofreda Souza dos Santos,
por serem os anjos que Deus escolheu para mim,
que sempre me protegeram e conduziram pelos caminhos corretos.

À Nega,
pelo amor, carinho e paciência.

AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer primeiramente ao meu orientador, Professor Denizar Cruz Martins, que praticamente me adotou, desde o início de minha graduação até o término do meu mestrado, permitindo que eu fizesse parte da "família INEP" e transmitindo, através de sua dedicação, competência, visão e voluntariedade, a base necessária para o desenvolvimento dos diversos trabalhos que realizei neste local.

Ao Professor Ivo Barbi, que representando o INEP, permitiu o financiamento deste projeto e que através de todo seu conhecimento, mostrou-me o que é a Eletrônica de Potência.

A todos os demais professores do INEP: Arnaldo José Perin, Enio Valmor Kassick, João Carlos S. Fagundes, Alexandre Ferrari de Souza e Hari Bruno Mohr, que através da competência, dedicação e conhecimento passados ao longo destes anos, me permitiram adquirir a confiança necessária para enfrentar o mundo como um bom profissional na área de Eletrônica de Potência.

Aos colegas, Petry, Vitinho, Claudenei, Deivis, Batschauer, Denise, Fabiana, Anderson (Bóca), Peraça, Anis e Jair, por compartilharem destes anos de trabalho, estudo, esforços, companheirismo, brincadeiras e amizade.

Em especial, aos amigos: Yales por todas as "consultorias" prestadas, ao Deivis pelo auxílio no desenvolvimento matemático e ao Vitinho e o Luis Tomaselli, pela ajuda na revisão deste trabalho.

Aos outros amigos, Duduzêndermanz, Sérgio, Rogers Demonti, Kefas, Samir, Everton e todos aqueles a quem posso ter me esquecido de citar aqui, mas que com certeza serão lembrados por fazerem parte de um momento muito especial de minha vida.

Aos funcionários, Pacheco, Coelho, Dulcemar e Patrícia, pela amizade e ajuda, durante estes anos.

Em fim, a todos aqueles que contribuíram de alguma forma - seja por um gesto ou simplesmente por dizerem um "bom dia" com vontade - para o bom desenvolvimento deste trabalho e pelo meu desenvolvimento profissional e pessoal.

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

SISTEMA ELETRÔNICO DE ALTO DESEMPENHO COM BAIXA DISTORÇÃO HARMÔNICA PARA CONTROLE DE INTENSIDADE LUMINOSA DE LÂMPADAS INCANDESCENTES DE ALTA POTÊNCIA

LUIZ CLÁUDIO SOUZA DOS SANTOS

Dezembro de 2001.

Orientador: Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.

Co-Orientador: Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência.

Palavras-chave: Sistema de controle de intensidade luminosa, lâmpada incandescente de alta potência, dimmer, snubber de Williams.

Número de Páginas: 114

RESUMO: Este trabalho apresenta um sistema que tem como finalidade o controle de intensidade luminosa de lâmpadas incandescentes de alta potência, baseado no conversor chopper com modulação PWM, utilizando o snubber de Williams. Princípio de funcionamento, análise teórica, simulações, metodologia e exemplo de projeto são apresentados. A eficácia da metodologia de cálculo utilizada, principalmente no projeto do circuito snubber, é verificada pelas formas de onda apresentadas da comutação suave do interruptor e pelo elevado rendimento do sistema. Resultados experimentais para um protótipo de 5 kW, frequência de comutação de 25 kHz, para um interruptor IGBT, e rendimento de 96,7% são apresentados. É importante ressaltar a baixa distorção harmônica e o elevado fator de potência, comparados com os sistemas convencionais, validando o estudo realizado.

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

HIGH EFFICIENCY ELECTRONIC SYSTEM WITH LOW HARMONIC DISTORTION FOR LUMINOUS INTENSITY CONTROL OF HIGH POWER INCANDESCENT LAMPS

LUIZ CLÁUDIO SOUZA DOS SANTOS

December of 2001.

Advisor: Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.

Co-Advisor: Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Area of Concentration: Power Electronics.

Keywords: Electric lighting control equipment, high power incandescent lamp, dimmer, Williams' snubber.

Number of Pages: 114.

ABSTRACT: This research presents a system for luminous intensity control of high power lamps based on the PWM chopper converter, using Williams' snubber. Operational principle, theoretical analysis, simulations and design procedure are presented. The calculation methodology performance, mainly in the snubber circuit, is verified by the presented waveforms of the soft switching and the high efficiency. Experimental results for a 5 kW prototype, 25 kHz switching frequency with IGBT and 96.7% efficient are presented. It is important to emphasize the low harmonic distortion and the high power factor, compared to conventional systems, validating the study.

SUMÁRIO

AGRADECIMENTOS	v
RESUMO.....	vi
ABSTRACT	vii
SUMÁRIO.....	viii
INTRODUÇÃO GERAL	1
CAPITULO I: Lâmpadas incandescentes de alta potência	3
1.1. Introdução	3
1.2. Histórico e desenvolvimento da lâmpada	3
1.3. Fontes de luz artificial	5
1.4. Grandezas fundamentais da luminotécnica.....	6
1.4.1. Luz.....	6
1.4.2. Fluxo luminoso	6
1.4.3. Intensidade luminosa	6
1.4.4. Iluminamento ou iluminância.....	7
1.4.5. Eficiência luminosa.....	7
1.4.6. Luminância	7
1.5. A Lâmpada incandescente	8
1.5.1. Princípio de funcionamento das lâmpadas incandescentes ..	9
1.5.2. Tipos de lâmpadas incandescentes	10
1.6. Especificações das lâmpadas	13
1.7. Conclusão	14
CAPITULO II: Sistemas eletrônicos tradicionais para controle de intensidade luminosa de lâmpadas incandescentes	16
2.1. Introdução	16
2.2. Sistema "Dimmer"	16
2.2.1. Introdução.....	16
2.2.2. Princípio de funcionamento.....	17
2.2.3. Características do sistema.....	21
2.3. Estrutura proposta para estudo.....	22
2.4. Conclusão	23
CAPITULO III: Análise completa da estrutura proposta.....	24
3.1. Introdução	24
3.2. Princípio de funcionamento do conversor proposto	24
3.2.1. Introdução.....	24

3.2.2. Etapas de operação.....	25
3.2.3. Condução contínua, descontínua e crítica.....	27
3.2.4. Análise do conversor em condução contínua.....	28
3.3. Princípio de funcionamento do conversor proposto com o circuito snubber	33
3.3.1. Etapas de funcionamento.....	34
3.3.2. Principais formas de onda	41
3.3.3. Equacionamento matemático	42
3.4. Conclusão	51
CAPITULO IV: Definição das estratégias de comutação, modulação, controle, proteções e filtros.....	52
4.1. Introdução	52
4.2. Retificador de entrada	53
4.3. Célula de comutação	54
4.3.1. Interruptor de potência - IGBT.....	54
4.3.2. Diodo de roda livre	56
4.3.3. Indutor de saída	56
4.4. Circuito snubber	59
4.4.1. Indutor snubber L_s	59
4.4.2. Capacitor snubber C_s	62
4.4.3. Diodos D_s , D_i e D_o	64
4.5. Cálculo térmico	65
4.6. Estratégia de modulação.....	66
4.7. Estudo analítico do controle e comando.....	67
4.7.1. CI-3524	67
4.7.2. DRIVER SKHI-10op	69
4.8. Fonte auxiliar.....	71
4.9. Proteções	71
4.9.1. Partida progressiva	72
4.9.2. Proteção contra surto de tensão.....	73
4.9.3. Proteção contra curto-circuito na carga	76
4.9.4. Proteção contra sobrecorrente	77
4.10. Filtros	78
4.10.1. Filtro de entrada.....	78
4.10.2. Filtro de EMI	80

4.11. Conclusão	81
CAPITULO V: Metodologia e exemplo de projeto	83
5.1. Introdução	83
5.2. Definição da estratégia de procedimento de projeto	83
5.3. Especificações de projeto	84
5.3.1. Especificação da rede elétrica	84
5.3.2. Especificação do conversor	84
5.3.3. Especificação da carga	84
5.4. Cálculos relevantes	84
5.5. Projeto do circuito retificador de entrada	85
5.6. Célula de comutação	86
5.6.1. Interruptor IGBT de potência	86
5.6.2. Diodo de roda livre	87
5.6.3. Indutor de saída	88
5.7. Projeto do circuito snubber	89
5.7.1. Indutor Snubber	89
5.7.2. Capacitor snubber	91
5.7.3. Diodos D_s , D_i e D_o	93
5.8. Projeto do dissipador	94
5.9. Projeto dos circuitos de controle e comando	95
5.10. Projeto dos circuitos de proteção	96
5.10.1. Fusível de entrada	96
5.10.2. Circuito de partida progressiva	96
5.10.3. Proteção contra surto de tensão	97
5.10.4. Proteção contra sobrecorrente	98
5.11. Filtros	98
5.11.1. Filtro de entrada	98
5.11.2. Filtro de EMI	100
5.12. Conclusão	103
CAPITULO VI: Estudo por simulação numérica	104
6.1. Introdução	104
6.2. Circuito simulado	104
6.3. Simulações do sistema	105
6.3.1. Operação com condição nominal	105
6.3.2. Operação com razão cíclica de 0,1	106

6.3.3. Operação com razão cíclica de 0,5.....	106
6.3.4. Operação com razão cíclica de 0,9.....	108
6.4. Conclusão	109
CAPITULO VII: Implementação de um protótipo e resultados experimentais	110
7.1. Introdução	110
7.2. Circuito implementado.....	110
7.3. Listagem de componentes.....	111
7.4. Principais aquisições.....	112
7.5. Esquema completo.....	117
7.6. Conclusão	119
CONCLUSÃO GERAL.....	120
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	122

INTRODUÇÃO GERAL

Nunca se falou tanto em energia elétrica como agora, face à crise de suprimento. Essa súbita valorização do produto energia elétrica ajuda a mostrar como a eletricidade é parte indispensável em nossas vidas, seja nas atividades domésticas, comerciais ou industriais. Em razão disto, é imperativo que esta fonte de energia seja utilizada e administrada de maneira adequada, para que no futuro não corramos o risco de "apagões". A comunidade científica, em especial a área de eletrônica de potência, vem contribuindo na busca de novas tecnologias para a utilização adequada da energia elétrica.

O uso freqüente da eletrônica nos processos industriais, comerciais e até residenciais, afeta a qualidade da energia, ao mesmo tempo em que torna fundamental o uso da "energia limpa" para o bom funcionamento dos equipamentos com sistemas eletrônicos.

Nas instalações elétricas em geral, predominavam as cargas designadas lineares, ou seja, aquelas nas quais a corrente é diretamente proporcional à tensão aplicada. Nos últimos anos, com a disseminação das cargas não lineares, começaram a surgir alguns problemas de qualidade de energia nas instalações. Essas cargas geram uma série de sinais espúrios, harmônicas e todos os problemas a estes associados, afetando de modo prejudicial os diversos equipamentos ligados a esta rede.

Os sistemas de iluminação, via de regra, apresentam uma significativa contribuição na distorção harmônica. Entre os principais causadores de distorção harmônica estão os controladores de intensidade luminosa de alta potência, devido à natureza dos circuitos eletrônicos empregados nesses sistemas. O controle da potência destes sistemas é feito pela comutação abrupta da corrente de entrada, através de um interruptor de potência, provocando altos níveis de distorção harmônica, ruídos audíveis e também interferências eletromagnéticas. Alguns fabricantes, procurando tornarem-se competitivos internacionalmente, tentam minimizar estes problemas investindo em soluções paliativas, com a colocação de um indutor de filtragem para minimizar o rápido crescimento da corrente no interruptor ou utilizando filtros convencionais de rádio-freqüência. Porém, filtros de boa qualidade

possuem volume e custo proporcionais à potência do equipamento, tornando-se inviáveis na utilização em potências elevadas.

Este trabalho visa atacar o problema na sua origem, buscando uma topologia que ao ser empregada no controle de intensidade luminosa de lâmpadas incandescentes de alta potência, mantenha o elevado rendimento das estruturas convencionais e minimize os problemas de distorção harmônica e interferência eletromagnética a níveis aceitáveis sugeridos pelas normas regulamentadoras internacionais (CISPR22 e IEC61000-3-2).

Como estratégia de trabalho empregada na realização desta dissertação, realiza-se inicialmente uma pesquisa dos sistemas de controle de intensidade luminosa existentes no mercado atual. Posteriormente, efetua-se uma profunda pesquisa bibliográfica para detectar o que existe de solução, dentro da eletrônica de potência, para o controle de potência em cargas de natureza semelhantes às lâmpadas incandescentes. Define-se uma topologia, apresentando uma análise teórica completa, visando obter expressões que demonstrem o bom funcionamento do sistema. Finalizando, é realizada a implementação prática de um protótipo para uma potência de 5 kW, apresentando seus devidos resultados experimentais, para comprovar a análise teórica realizada e a proposta sugerida.

CAPITULO I

LÂMPADAS INCANDESCENTES DE ALTA POTÊNCIA

1.1. Introdução

Neste capítulo introdutório são apresentados alguns detalhes gerais da carga utilizada neste projeto, a lâmpada incandescente.

Inicialmente apresenta-se um breve histórico juntamente com o desenvolvimento dessa fonte de luz de origem elétrica no decorrer dos anos [1]. Os principais tipos de lâmpadas existentes são citados e as grandezas fundamentais da luminotécnica, necessárias para a compreensão dos conceitos a serem mencionados, são apresentadas [2].

Por ser o tipo de lâmpada de principal interesse no desenvolvimento deste trabalho, um enfoque especial é denotado às lâmpadas incandescentes halógenas, onde o princípio de funcionamento, a descrição dos principais tipos, as aplicações e as especificações deste tipo de lâmpada são apresentadas.

1.2. Histórico e desenvolvimento da lâmpada

As primeiras pesquisas realizadas sobre fontes de luz de origem elétrica datam de mais de 150 anos, pelo químico britânico Humphry Davy, que fabricou arcos elétricos e provocou a incandescência de um fino fio de platina no ar, ao fazer passar uma corrente através dele.

Porém, as experiências sobre as fontes de luz da forma como hoje a conhecemos, datam de 1854, tendo como inventor o mecânico alemão Johann Heinrich Goebel (1818-1893). Emigrado para os Estados Unidos, em 1848, ele usou em 1854 as fibras de bambu de sua bengala como filamento. Ligados nas extremidades por meio de arames de aço, elas se transformavam em condutores de energia elétrica. Em ampolas de vidro transparente, as fibras de bambu chegavam a permanecer acesas por até 200 horas. No entanto, dificuldades como a falta de incentivo e infra-estrutura tecnológica - como por exemplo usinas hidrelétricas - para manter a lâmpada em funcionamento, não permitiram a continuidade do seu trabalho.

Somente 25 anos mais tarde, ou seja, 1879, é que foi iniciada a produção de lâmpadas incandescentes em escala industrial, graças a notáveis pesquisas realizadas pelo famoso cientista Thomas Alva Edison.

Edison realizou uma série de experiências no que concerne à incandescência de filamentos, utilizando também o filamento de carvão. Obteve o registro do seu invento em 1879, que foi o primeiro modelo apto a ser produzido em escala industrial, revolucionando o sistema de iluminação.

Somente no ano de 1898, Auer von Welsbach consegue substituir o filamento de carvão pelo filamento metálico de ósmio, aperfeiçoando a lâmpada e tornando-a semelhante à que temos hoje.

A partir de então, seguiu uma série de inovações e melhoramentos: a substituição do ósmio pelo tungstênio (em 1907), cujo ponto de fusão é de 3387°C, apresentando melhores condições técnicas para este fim, e o filamento em forma de espiral (em 1913), proporcionando notável evolução no rendimento luminoso.

A Figura 1.1 ilustra a história dos diferentes tipos de fontes luminosas [1].

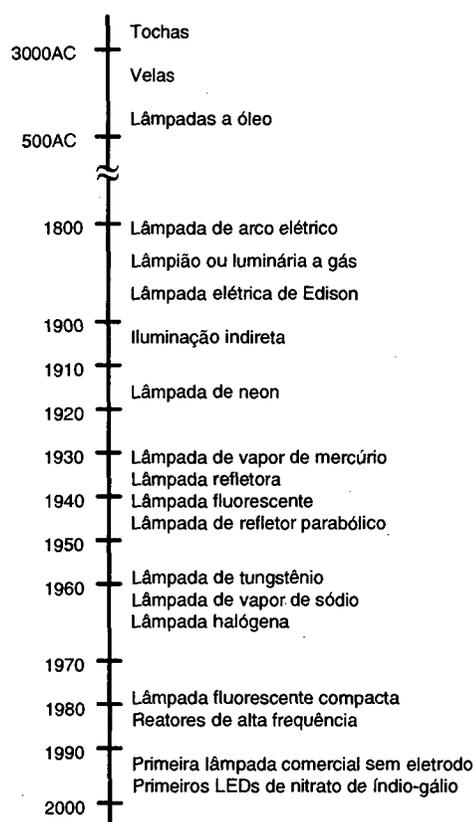


Figura 1.1: Linha de tempo das fontes de luz

1.3. Fontes de luz artificial

Quando a iluminação é utilizada de forma racional, ela apresenta uma série de benefícios, entre os quais pode-se citar: proteção à vista; influências benéficas sobre o sistema nervoso vegetativo que comanda o metabolismo e as funções do corpo, fazendo com que haja uma elevação do rendimento no trabalho; diminuição de erros e acidentes, contribuindo assim para maior conforto, bem-estar e segurança.

Das fontes de luz artificial, as lâmpadas elétricas são, sem dúvida, as que apresentam maior eficiência e possibilidades ilimitadas de obter ambientes acolhedores e confortáveis.

As lâmpadas elétricas atuais são agrupadas em dois grupos principais: Incandescentes e de descarga.

Os principais tipos de lâmpadas incandescentes são:

- Lâmpadas para uso geral;
- Lâmpadas específicas;
- Lâmpadas decorativas;
- Lâmpadas refletoras/defletoras ou espelhadas;
- Lâmpadas halógenas;
- Lâmpadas infravermelho;

As lâmpadas de descarga podem ser classificadas de forma geral da seguinte maneira:

- Fluorescentes;
- Luz mista;
- Vapor de mercúrio;
- Vapor metálico;
- Multivapor metálico;
- Vapor de sódio;
- Lâmpadas de néon;
- Lâmpadas de indução.

1.4. Grandezas fundamentais da luminotécnica

A luminotécnica é o estudo minucioso das técnicas das fontes de iluminação artificial, através da energia elétrica. A fim de que se possa tomar conhecimento das grandezas fundamentais utilizadas na luminotécnica, citadas no decorrer deste trabalho, é necessário conhecermos as grandezas e os respectivos conceitos que a ela estão relacionados, utilizando as considerações estabelecidas nas normas para este fim.

1.4.1. Luz

É uma forma de energia radiante que um observador humano constata pela sensação visual, determinado pelo estímulo da retina ocular.

A percepção do olho humano às ondas de luz visível se encontra na faixa de 380 a 780 nanômetros (nm).

1.4.2. Fluxo luminoso

É a potência de radiação total emitida por uma fonte de luz e capaz de estimular a retina ocular à percepção da luminosidade.

Símbolo: ϕ

Unidade: lúmen (lm)

1.4.3. Intensidade luminosa

É a potência de radiação visível disponível numa determinada direção. É devido ao fato de uma fonte de luz não emitir a mesma potência luminosa em todas as direções.

Símbolo: I

Unidade: candela (cd)

1.4.4. Iluminamento ou iluminância

É a relação entre o fluxo luminoso incidente em uma superfície pela área dessa superfície.

Símbolo: E

Unidade: lux (lx)

$$\text{Fórmula: } E = \frac{\phi}{S}$$

onde:

E → Iluminamento ou iluminância (lux)

ϕ → Fluxo luminoso lúmen (lm)

S → Área da superfície (m²)

1.4.5. Eficiência luminosa

É a medida da relação entre a quantidade de luz produzida e a energia consumida.

Unidade: lúmen por watt (lm/W)

1.4.6. Luminância

É a intensidade luminosa produzida ou refletida por uma superfície existente.

Símbolo: L

Unidade: cd/m² ou nit

$$\text{Fórmula: } L = \frac{I}{S}$$

onde:

L → luminância (cd/m²)

$I \rightarrow$ Intensidade luminosa (cd)

$S \rightarrow$ Área da superfície (m^2)

1.5. A Lâmpada incandescente

Os componentes básicos das lâmpadas incandescentes são:

- Bulbo;
- Gás;
- Base;
- Filamento.

Na Figura 1.2 são apresentados os componentes de uma lâmpada incandescente.

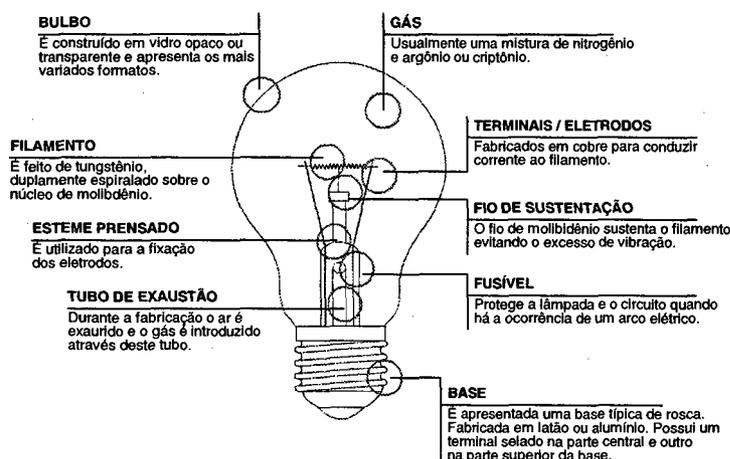


Figura 1.2: Constituição de uma lâmpada.

A eficiência na produção da luz depende da temperatura do filamento. Quanto mais alta a temperatura do filamento, maior a porção da energia radiada localizada na região visível. Por esta razão é importante no projeto de uma lâmpada manter a temperatura do filamento tão alta quanto possível, e coerente com uma vida útil satisfatória para a lâmpada.

Uma propriedade importante do tungstênio é sua resistência característica. O tungstênio tem uma resistência característica positiva, ou seja, sua resistência na temperatura de operação é muito maior do que quando está fria. Em lâmpadas de uso geral, a resistência na temperatura de operação é de 12 a 16 vezes a resistência a frio [1]. A baixa resistência a frio dos filamentos de tungstênio resulta em uma corrente de partida elevada. A

Tabela 1.1 apresenta o efeito da mudança da resistência na corrente para lâmpadas incandescentes. Esse acréscimo de corrente é muito importante no projeto e ajuste de circuitos de proteção, circuitos de ignição, e no projeto de circuitos de controle de intensidade luminosa, também conhecido como dimmers.

Tabela 1.1: Efeito da resistência fria na corrente de partida em uma lâmpada incandescente.

Potência da lâmpada (W)	Tensão (V)	Corrente normal (A)	Corrente teórica de partida* (A)	Tempo para a corrente cair até o valor normal (s)
15	120	0,125	2,30	0,05
25	120	0,208	3,98	0,06
40	120	0,333	7,00	0,07
50	120	0,417	8,34	0,07
60	120	0,500	10,20	0,08
75	120	0,625	13,10	0,09
100	120	0,835	17,90	0,10
150	120	1,25	26,10	0,12
200	120	1,67	39,50	0,13
300	120	2,50	53,00	0,13
500	120	4,17	89,50	0,15
750	120	6,25	113,00	0,17
1000	120	8,30	195,00	0,18
1500	120	12,50	290,00	0,20
2000	120	16,70	378,00	0,23

* A corrente alcançará seu valor de pico dentro do primeiro pico da fonte de alimentação. Assim, o tempo aproxima-se de zero se a tensão de alimentação instantânea estiver no seu pico, ou poderia ser até 0,006 s.

1.5.1. Princípio de funcionamento das lâmpadas incandescentes

A lâmpada incandescente produz luz quando o seu filamento é aquecido pela passagem de corrente elétrica, devido ao efeito Joule.

Quando uma potência elétrica é dissipada em um fio metálico de um determinado comprimento, o regime é alcançado quando a potência de entrada (P_{in}) é exatamente o balanço da soma da potência irradiada e de outras perdas envolvidas. Como primeira aproximação, é assumido que o filamento opera com uma temperatura uniforme T , podendo-se representar o balanço de potência conforme a expressão (2.1).

$$P_{in} = P_r + P_g + P_c + P_{cv} \quad (2.1)$$

onde:

P_r → potência irradiada da superfície do fio (radiação eletromagnética);

P_c → potência conduzida ao longo do fio para os suportes e fios condutores;

P_g → potência conduzida da superfície do fio para o gás em sua volta (nulo em lâmpadas a vácuo);

P_{cv} → potência retirada do filamento por convecção do gás (geralmente é considerado desprezível).

A equação do "balanço de potência" é a base de dois modelos matemáticos para as lâmpadas incandescentes (Howe 1985, Page et al. 1989) e obteve reconhecimento nos processos físicos dos quais foi utilizado, levando a um entendimento mais preciso de muitos aspectos no projeto de lâmpadas incandescentes.

Para se obter o melhor rendimento da lâmpada é necessário que a temperatura do filamento, aliado à conservação do calor gerado no bulbo, seja a maior possível. O tungstênio, um elemento de alto ponto de fusão e uma baixa taxa de evaporação, permite atingir temperaturas da ordem de 3400 °C de operação, proporcionando maior eficácia na produção da luz.

1.5.2. Tipos de lâmpadas incandescentes

Lâmpadas para uso geral

Essas lâmpadas são produzidas em acabamento do bulbo transparente, branco difuso ou leitoso colorido. Nas tabelas de dados técnicos são encontradas de dois tipos: Soft e Standard.

O fluxo luminoso médio deste tipo de lâmpadas varia de 220 lm para uma lâmpada de 25 W e 220 V até 3150 lm para uma lâmpada de 200 W e 220 V.

Lâmpadas específicas

São lâmpadas destinadas a locais sujeitos a vibrações, como por exemplo: tornos e outras máquinas rotativas, bombas de gasolina e navios e

também para locais onde há grandes variações de temperatura e umidade, como refrigeradores e fogões. E ainda para aparelhos ou instalações que necessitam de lâmpadas de baixa tensão (6 a 12 V).

Lâmpadas decorativas

São lâmpadas de formas harmoniosas, que proporcionam ao ambiente um aspecto de luxo e beleza. Também são utilizadas em festas ou decoração natalina, onde suas mais variadas tonalidades produzem um efeito agradável e acolhedor.

Lâmpadas refletoras/defletoras ou espelhadas

São fontes de luz de alto rendimento, pequenas dimensões e fecho concentrado e dirigido. Permitem a obtenção de um fluxo luminoso constante de alta intensidade e distribuição precisa, devido ao formato do bulbo e ao espelho na sua superfície interna.

Lâmpadas infravermelho

As lâmpadas infravermelho têm como característica fundamental emitir uma radiação que se encontra na faixa de ondas curtas da radiação infravermelho, cujo comprimento de onda varia de 780 a 1400 nm.

Estas lâmpadas caracterizam-se por possuir:

- Alto coeficiente de reflexão;
- Alto rendimento, devido à qualidade do vidro e à aplicação do espelho interno, proporcionando uma alta eficiência, dispensando equipamentos adicionais.

Lâmpadas halógenas

As lâmpadas halógenas merecem um espaço especial neste texto, por fazerem parte da família de lâmpadas incandescentes que atualmente são muito utilizadas em aplicações em luminárias (*downlighters*), para iluminação de palcos, teatros, etc.

Halogênio significa "formador de gás", ("halo" - gás e "gênio" - formador).

Nas lâmpadas halógenas, além dos gases inertes de enchimento, semelhantes às lâmpadas incandescentes comuns, é introduzida uma determinada quantidade de elementos halógenos, normalmente o bromo ou o iodo, numa ampola de quartzo.

O funcionamento da lâmpada halógena é semelhante ao de uma lâmpada incandescente comum tendo como característica principal o "ciclo halógeno", cuja finalidade é de regenerar o filamento. O ciclo halógeno se processa da seguinte forma:

1. A lâmpada é acesa;
2. O ciclo halógeno permite trabalhar com temperaturas mais elevadas (2800°C) no filamento de tungstênio;
3. Ocorre volatilização do tungstênio e as partículas procuram as partes mais frias;
4. As partículas, que se encontram numa região cuja temperatura esta em torno de 250°C, combinam-se com o halogênio, formando o haleto, iodeto ou brometo de tungstênio, conforme o gás que existe internamente;
5. O iodeto, na forma de gás, acompanha a corrente de convecção interna da lâmpada, retornando ao filamento. Nesse momento, com a deposição do gás de iodeto e as partículas de tungstênio no filamento, ocorre a liberação do gás de halogênio;
6. Reinício do ciclo.

Os principais tipos de lâmpadas halógenas são: dicróicas, HAD, HA, PAR e HaloginA.

A lâmpada de principal interesse neste trabalho, cuja característica mais importante é a possibilidade de um excelente controle de luminosidade, é a lâmpada halógena do tipo PAR. Uma foto de uma lâmpada halógena tipo PAR é apresentada na Figura 1.3.

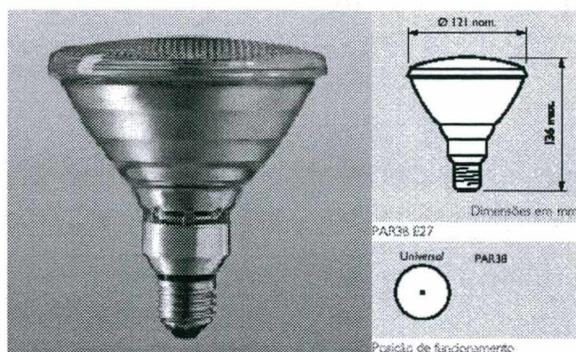


Figura 1.3: Lâmpada PAR halógena (Philips).

Estas lâmpadas possuem um *burner* de vidro reforçado posicionado em um refletor parabólico revestido de alumínio. O filamento é especial, e associado ao vidro frontal granulado, garante um fecho de luz branco e brilhante. Possui acendimento e reacendimento imediatos e podem ser utilizadas em qualquer posição. Estas lâmpadas podem ainda ser instaladas em ambientes externos sem nenhuma proteção, ligadas a um soquete à prova de água.

Comparadas com as lâmpadas incandescentes, as lâmpadas halógenas proporcionam:

- Luz sensivelmente branca;
- Excelente controle de luminosidade;
- Maior eficiência (lm/W);
- Economia de energia;
- Tamanho compacto;
- Maior vida útil.

1.6. Especificações das lâmpadas

A escolha de uma lâmpada deve ser feita em função da vida útil e da eficiência desejada.

Se a tensão aplicada em um filamento de uma lâmpada incandescente varia, tem-se como resultado a mudança na resistência e na temperatura do filamento, na corrente, na potência, na iluminação, na eficiência e na sua vida útil.

A Figura 1.4 (a) e (b) mostra o efeito da variação da tensão em lâmpadas incandescentes e halógenas de uso geral.

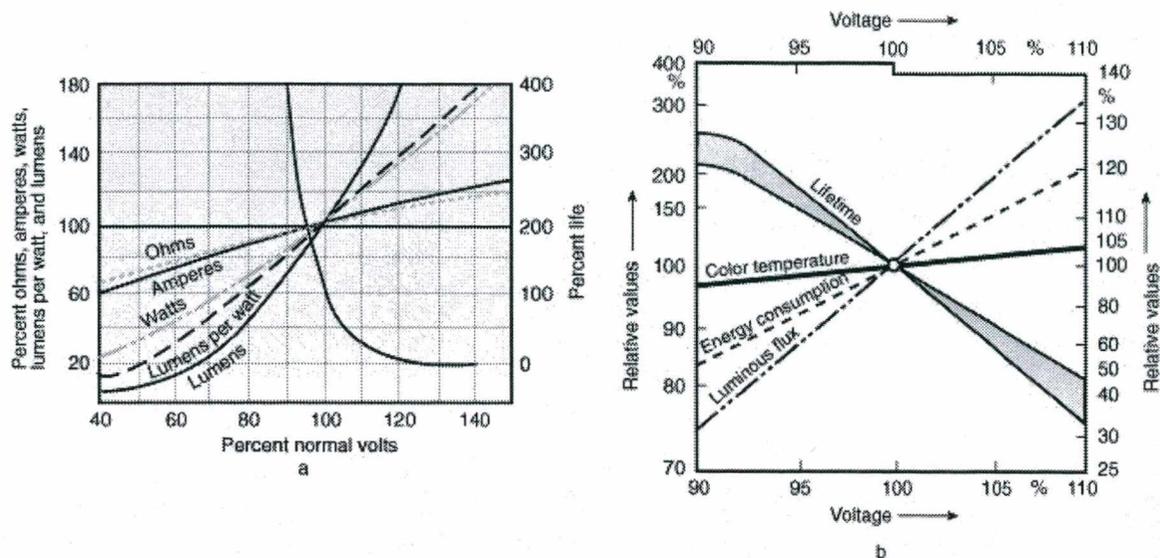


Figura 1.4: Efeitos da variação da tensão e da corrente nas características de operação de:
(a) lâmpadas incandescentes e (b) lâmpadas halógenas.

Das sobretensões resultam: alto rendimento, alto iluminamento, porém vida curta.

Das subtensões resultam: baixo rendimento, baixo iluminamento, porém vida mais longa.

Os níveis de iluminação devem ter em conta, além dos valores arquitetônicos e ambientais, uma série de elementos técnicos, onde a preocupação deve estar com o tipo de atividade que se desenvolve no local e principalmente com o usuário.

A norma brasileira que estabelece critérios de iluminação é a NBR5410/97. Porém esta norma não estabelece critérios para iluminação em áreas externas de residências, ficando a decisão por conta do projetista e do cliente.

1.7. Conclusão

Os principais tipos de lâmpadas incandescentes existentes e as grandezas fundamentais da luminotécnica foram mostradas. Detalhes gerais do tipo de lâmpada a ser utilizado neste trabalho foram apresentados.

As lâmpadas halógenas possuem como características principais uma eficiente possibilidade de controle de sua intensidade luminosa, robustez e capacidade de potência elevada. São excelentes para iluminação de ambientes

como palcos, teatros, museus, sinalização, prédios, monumentos, parques, etc.

O conhecimento da carga a ser utilizada em um projeto elétrico, muitas vezes, é de extrema relevância para que se possa direcionar os estudos de maneira a obter o máximo rendimento do sistema implementado.

CAPITULO II

SISTEMAS ELETRÔNICOS TRADICIONAIS PARA CONTROLE DE INTENSIDADE LUMINOSA DE LÂMPADAS INCANDESCENTES

2.1. Introdução

Este capítulo tem como objetivo, demonstrar alguns sistemas utilizados atualmente para o controle de intensidade luminosa em lâmpadas incandescentes de baixa e média potência (da ordem de poucos quilowatts).

Os principais problemas causados pelo uso disseminado destes dispositivos e a proposta de solução destes são apresentados.

2.2. Sistema "Dimmer"

2.2.1. Introdução

O dimmer é um dispositivo elétrico ou eletrônico que se destina a controlar a intensidade da luz emitida por uma lâmpada elétrica.

Nos anos 50, esse controle era feito com o uso de reostatos, ligados em série, que regulavam a corrente nas lâmpadas incandescentes. O problema desse método, além do grande volume dos reostatos, era sua baixa eficiência. Uma outra alternativa foi o uso de autotransformadores, que reduziam eficientemente a tensão nas lâmpadas, devido às perdas no transformador serem relativamente menores, proporcionando robustez, silêncio e confiança sem introduzir interferências na rede de alimentação, porém ele é volumoso e pesado.

Com o progresso da eletrônica de potência, após o surgimento dos tiristores, entre 1960 e 1970, a construção de dispositivos dimmer pequenos, baratos e com boa eficiência, comparados aos reostatos, tornou-se bastante fácil. Atualmente, os tiristores ainda são largamente utilizados, uma vez que se pode contar com a ocorrência de comutação natural. Em aplicações de

baixa potência pode-se fazer uso de TRIACs, enquanto para potência mais elevada utilizam-se 2 SCR's em antiparalelo.

Este controle eletrônico ainda possibilitou o controle remoto da intensidade luminosa e passou a ser usado em diversos locais, tais como: casas, restaurantes, salas de conferência, teatros, palcos, etc. Entretanto, como estes dispositivos eletrônicos são utilizados comutando abruptamente a corrente de entrada, passaram a surgir vários problemas de interferências eletromagnéticas, distorção harmônica e também ruídos audíveis, que precisam ser cuidadosamente resolvidos.

2.2.2. Princípio de funcionamento

As lâmpadas incandescentes podem ser dimerizadas simplesmente diminuindo a tensão em seu filamento. Quando a tensão é diminuída, menos potência é dissipada e menos luz é produzida. Os grandes benefícios de se fazer à dimerização são o aumento na vida útil da lâmpada incandescente e a redução no consumo de energia. A Tabela 2.1 mostra os efeitos de reduzir a tensão da lâmpada, correlacionada com a intensidade luminosa, potência, vida útil e a eficiência.

Tabela 2.1: Mudança nas características de uma lâmpada incandescente de uso geral operando abaixo da tensão nominal.

Tensão na lâmpada	Intensidade luminosa (%)	Potência (%)	Vida útil (%)	Eficiência relativa
120	100	100	100	1,00
110	75	88	300	0,85
100	55	76	1000	0,72
90	38	64	4000	0,59

Os dispositivos dimmers funcionam através do controle de fase em um determinado semiciclo da rede, onde o interruptor é acionado por um determinado instante, fazendo com que a carga esteja conectada à entrada por um intervalo de tempo menor ou igual a um semiciclo. Desta forma o valor eficaz da tensão aplicada a lâmpada é controlado. No caso do tiristor, após ser comandado a conduzir, este permanece em condução até que a

corrente caia abaixo da corrente de manutenção deste componente (para cargas resistivas, próximo do cruzamento de zero da tensão de entrada).

Na Figura 2.1 (a) é apresentado um circuito dimmer muito comum, amplamente comercializado para o controle de intensidade luminosa nas residências em geral. Este tipo de circuito básico pode operar, teoricamente, em potências de até alguns poucos quilowatts (dependendo da construção). Obviamente, considerando que a lâmpada incandescente pode ser modelada por uma resistência pura, a forma de onda apresentada na Figura 2.1 (b), vale tanto para a tensão quanto para a corrente na carga.

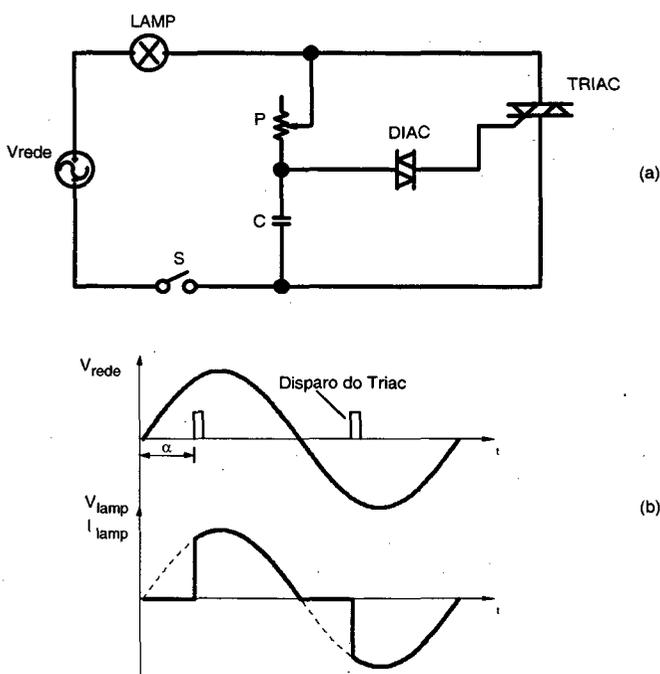


Figura 2.1: Circuito mínimo de dimmer.

O circuito de disparo é formado pelo potenciômetro P, pelo capacitor C e pelo DIAC. No momento que a chave S é ligada o capacitor C inicia sua carga, com a constante de tempo formada pela resistência colocada em P e a capacitância de C, até atingir a tensão de disparo do DIAC, colocando o TRIAC em condução e transferindo energia para a lâmpada. Na prática, devido às indutâncias parasitas contidas nos condutores da alimentação, é necessário ajustar o controle um pouco além do ponto onde este ficaria completamente desligado para que o circuito funcione corretamente.

Uma análise matemática para o dimmer apresentado na Figura 2.1, é realizada em [16], para um gradador monofásico com carga resistiva, como também pode ser chamado este circuito. Na Figura 2.2 estão representadas as correntes harmônicas na carga, em relação à corrente de pico para $\alpha = 0$, em função do ângulo de disparo α .

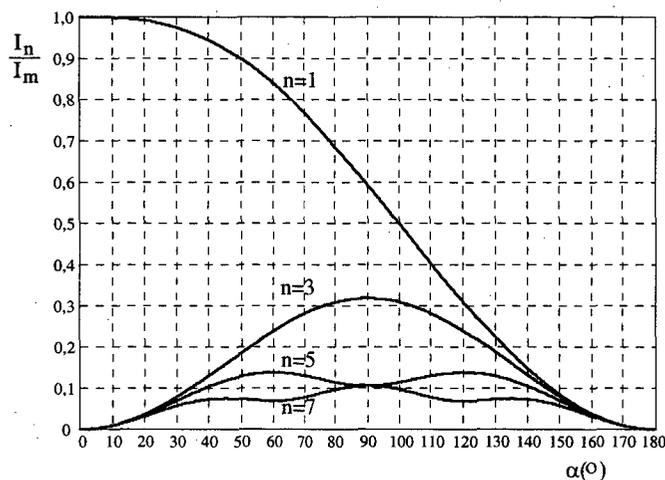


Figura 2.2: Amplitude I_n da harmônica da corrente de carga n em relação a I_m .

Como se observa, este tipo de circuito produz uma saída com amplo conteúdo harmônico e em baixa frequência, o que dificulta uma eventual filtragem, caso requerido, devido aos elevados valores de indutância e capacitância necessários. Como consequência da presença das harmônicas de corrente e do atraso da componente fundamental, o fator de potência, mesmo para carga resistiva, pode ser muito baixo.

Dados experimentais [3] de um protótipo baseado no circuito da Figura 2.1, são apresentados a seguir.

As especificações deste protótipo são: $V_i=120$ V/60 Hz, $P_{L\grave{a}mpada}=100$ W, $P=250$ k Ω , $C=0,1$ μ F, Diac - GEST2.

A Tabela 2.2 mostra o fator de potência e o rendimento de uma lâmpada incandescente dimerizada, em função do ângulo de disparo α do tiristor. Pode-se verificar que o fator de potência decresce com o aumento de α . O rendimento da estrutura permanece dentro da faixa de 96 a 99% em toda a faixa de carga.

Tabela 2.2: Medições de potência para dimerização de uma lâmpada incandescente.

α [°]	Entrada				Saída	
	V [V]	I [A]	P [W]	FP	P [W]	η [%]
36,2	123,50	0,86	105,50	0,99	104,30	98,80
46,6	123,70	0,84	100,10	0,97	98,80	98,70
59,8	123,80	0,79	90,00	0,92	88,40	98,20
70,1	123,80	0,75	79,90	0,87	78,30	98,00
78,6	123,80	0,70	70,00	0,81	68,50	97,90
86,9	123,90	0,65	60,00	0,75	58,70	97,80
94,8	124,00	0,59	50,40	0,69	49,10	97,40
103,1	124,10	0,53	40,30	0,62	39,20	97,30
111,9	124,10	0,46	30,30	0,53	29,40	97,00
122,3	124,00	0,37	20,20	0,44	19,40	96,00
135,8	124,00	0,26	9,90	0,31	9,50	95,90

A Tabela 2.3 apresenta a análise da 3ª e 5ª harmônica da corrente de entrada em função de α . Pode-se observar a elevada distorção harmônica e o aumento desta com o ângulo de disparo do tiristor.

Tabela 2.3: Análise harmônica da corrente de entrada na dimerização de uma lâmpada incandescente.

α [°]	3ª harmônica [% da fundamental]	5ª harmônica [% da fundamental]
36	3,9	4,8
79	41,9	16,0
136	87,1	64,3

Outro circuito dimmer, encontrado no comércio geral para controle de maior potência, é o circuito da Figura 2.3. Neste circuito o capacitor C_f e o indutor L_f formam um filtro LC para diminuir as interferências eletromagnéticas causadas pelas altas derivadas de corrente e tensão na comutação do TRIAC.

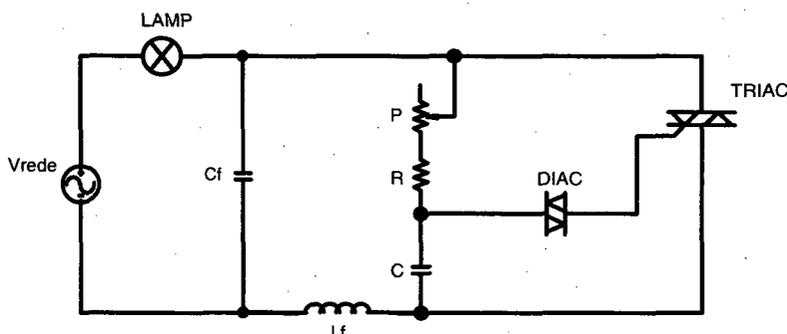


Figura 2.3: Circuito dimmer típico.

Existem vários outros tipos de dimmer no comércio em geral. A grande maioria é uma variação destes circuitos citados anteriormente, principalmente no circuito de disparo do interruptor.

2.2.3. Características do sistema

A principal vantagem dos dimmers convencionais é, sem dúvida, o custo. Outros fatores que podem ser considerados como vantagens são a robustez, o alto rendimento, o tamanho reduzido e a confiabilidade, devido ao pequeno número de componentes.

Os grandes inconvenientes da utilização destes dispositivos são os impactos negativos causados nos equipamentos elétricos e até no ambiente de trabalho. Conforme citado anteriormente, os principais problemas são: interferência eletromagnética (EMI) ou radioelétrica (RFI), distorção harmônica, ruídos audíveis, *flicker* e mudanças de cor nas lâmpadas.

A interferência eletromagnética (EMI) ou radioelétrica (RFI) é inerente de todos os sistemas de controle que comutam rapidamente uma parte da potência de entrada, sem utilizar circuitos específicos de redução desta interferência. A norma brasileira que trata deste tipo de interferência é a NBR12304 - Limites e Métodos de Medição de Rádio-Perturbação em Equipamentos de Tecnologia da Informática (ETI), editada em abril de 1992, baseada na CISPR22 (*CISPR - Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques*) um órgão da comissão eletrotécnica internacional (IEC).

A distorção harmônica na rede de alimentação é causada por cargas não lineares, onde a tensão e a corrente da rede não possuem proporcionalidade. A principal técnica de dimerização, o controle de fase (Figura 2.1), distorce a corrente da rede produzindo componentes harmônicas em diversas frequências, ocasionando baixo fator de potência. Os dimmers ainda podem provocar ruídos audíveis no ambiente em que estão sendo utilizados, podendo tornar-se uma fonte de aborrecimento. Como solução deste problema os fabricantes aconselham o uso de lâmpadas de boa qualidade, filtros mais aprimorados e a colocação do dispositivo em locais mais afastados.

Flicker é variação observada na luminosidade de uma lâmpada. A modificação da forma de onda, provocada pelos dimmers comuns, pode causar o surgimento de *flicker*. Este efeito é mais comum em lâmpadas de descarga.

2.3. Estrutura proposta para estudo

O presente trabalho propõe uma estrutura que é principalmente diferenciada dos circuitos citados até aqui pela comutação em alta frequência da potência de entrada. O circuito de potência, baseado no conversor conhecido na literatura como *Chopper*, é apresentado na Figura 2.4.

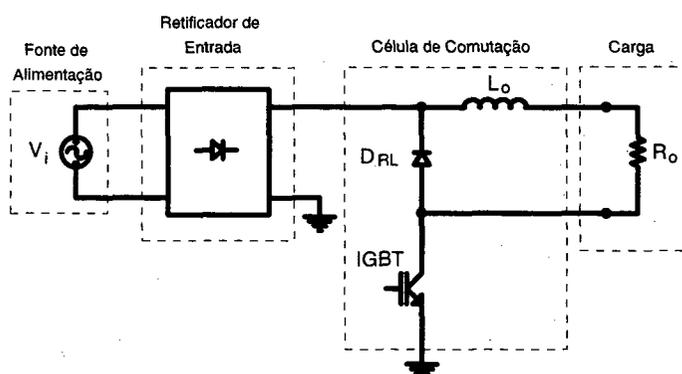


Figura 2.4: Estágio de potência do conversor proposto.

Com este tipo de topologia, com a escolha de um interruptor adequado, é possível reduzir em muito os problemas inerentes dos dimmers convencionais. Para amenizar o problema da entrada em condução e bloqueio do IGBT é imperativa a utilização de um circuito de auxílio à comutação, também chamado de circuito *snubber*. A Figura 2.5 apresenta o estágio de potência do conversor proposto com a colocação do circuito *snubber*, conhecido na literatura como snubber de Williams [4,5,6,7].

A descrição completa do funcionamento deste circuito é apresentada no capítulo a seguir.

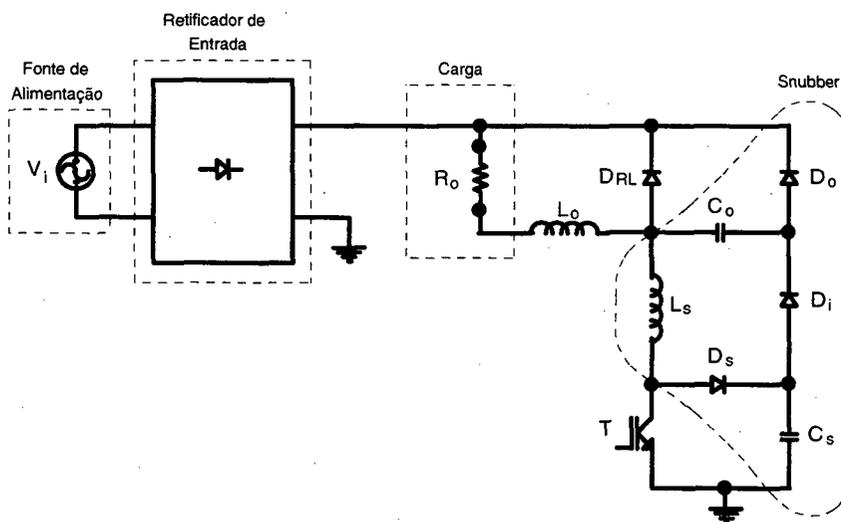


Figura 2.5: Estágio de potência e snubber.

2.4. Conclusão

Neste capítulo, procurou-se dar uma visão dos circuitos utilizados atualmente para dimerização de lâmpadas, tanto em aplicações residenciais quanto comerciais. Pôde-se observar que a utilização dos dimmers convencionais traz como principais vantagens o baixo custo, a robustez, o alto rendimento e o volume reduzido. Esses fatores explicam a utilização em grande escala destes dispositivos. Porém, diversos problemas podem ser causados à rede elétrica com a utilização disseminada destes, tais como: a interferência eletromagnética, distorção harmônica, ruídos audíveis, *flicker* e vários outros problemas que são conseqüências destes anteriores.

Apesar da baixa potência empregada na grande maioria dos circuitos dimmer, a grande quantidade de equipamentos dessa natureza utilizada atualmente, produzindo os problemas citados, causam uma real preocupação com a qualidade da energia na rede de alimentação onde estes permanecem conectados [3].

Com auxílio da eletrônica de potência, buscou-se uma topologia para a solução dos problemas descritos anteriormente, a qual foi apresentada juntamente com um circuito de auxílio à comutação.

As principais características desta topologia e os meios de solução para os problemas citados serão apresentados nos capítulos subseqüentes.

CAPITULO III

ANÁLISE COMPLETA DA ESTRUTURA PROPOSTA

3.1. Introdução

Neste capítulo, faz-se a apresentação da estrutura proposta. Mostram-se as etapas de funcionamento do estágio de potência da estrutura, assim como seus possíveis modos de operação e o equacionamento matemático.

Apresenta-se, também, uma análise do circuito snubber utilizado, exibindo as etapas de funcionamento e o equacionamento necessário para seu dimensionamento.

3.2. Princípio de funcionamento do conversor proposto

3.2.1. Introdução

Primeiramente será abordada a célula de comutação do conversor proposto. A Figura 2.4 apresenta o circuito a ser estudado. A fim de simplificar a análise do conversor será considerada a operação deste em sua configuração CC-CC. Tal simplificação é válida levando-se em conta o fato de que durante um período de comutação a tensão da entrada varia muito pouco.

A Figura 3.1 apresenta o conversor proposto com a simplificação adotada.

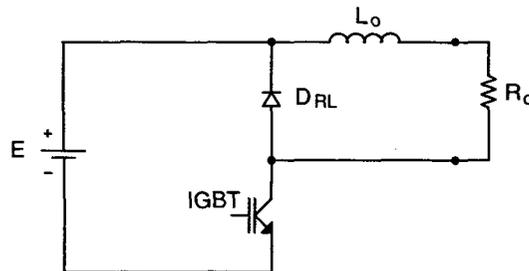


Figura 3.1: Conversor CC-CC chopper.

Para descrever as etapas de funcionamento assume-se que os semicondutores são ideais.

3.2.2. Etapas de operação

Desenhando de maneira diferente o circuito da Figura 3.1, obtém-se o circuito da Figura 3.2. O interruptor de potência é simbolizado pela letra T , o indutor L_o é o responsável pelo armazenamento de energia quando T encontra-se em condução. Quando T é bloqueado, o diodo D_{RL} entra em condução, fazendo com que a energia armazenada em L_o seja transferida à carga, funcionando então como diodo de "roda-livre".

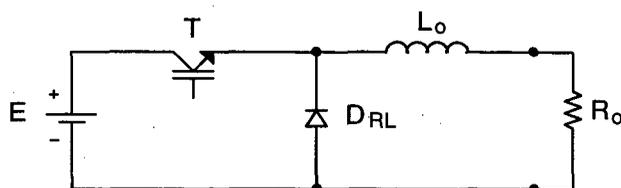


Figura 3.2: Conversor CC-CC *chopper*.

Todo o princípio de funcionamento pode ser sintetizado em duas etapas que podem ser vistas na Figura 3.3. (a) e (b).

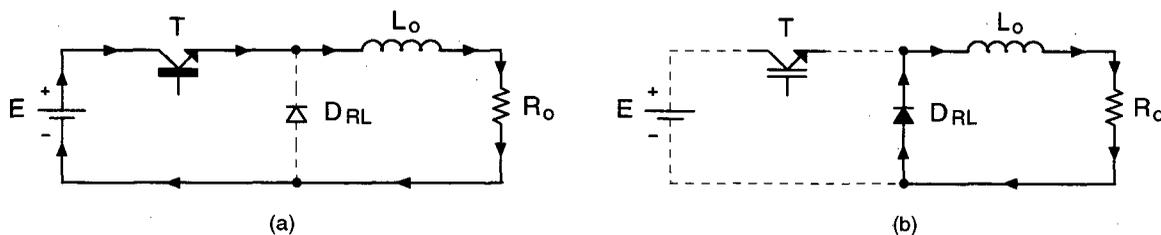


Figura 3.3: Etapas de funcionamento.

A Figura 3.3.a apresenta a etapa de transferência de energia da fonte E para a carga R_o , onde T encontra-se em condução e a corrente de carga circula pela fonte. Na Figura 3.3.b T encontra-se bloqueado e a corrente de carga circula por D_{RL} .

As duas etapas, idealizando os interruptores, são representadas pelas expressões (3.1) e (3.2) respectivamente.

$$E = L_o \cdot \frac{di_E}{dt} + R_o \cdot i_E \quad (3.1)$$

$$0 = L_o \cdot \frac{di_D}{dt} + R_o \cdot i_D \quad (3.2)$$

As soluções das equações diferenciais (3.1) e (3.2) são representadas pelas expressões (3.3) e (3.4), respectivamente.

$$i_E = I_m \cdot e^{\frac{-R_o \cdot t}{L_o}} + \frac{E}{R} \cdot \left(1 - e^{\frac{-R_o \cdot t}{L_o}} \right) \quad (3.3)$$

$$i_D = I_M \cdot e^{\frac{-R_o \cdot t}{L_o}} \quad (3.4)$$

As correntes I_M e I_m são os valores máximos e mínimos respectivamente da corrente de carga I_o , e estão definidas na Figura 3.4, onde são apresentadas as principais formas de onda obtidas a partir do funcionamento da estrutura em regime permanente.

A Eq. (3.3) tem seu intervalo de validade em $0 \leq t \leq t_c$. Para a Eq. (3.4) a origem da contagem do tempo inicial é redefinida, iniciando em zero para $t = t_c$, e o intervalo de validade da Eq. (3.4) será $0 \leq t \leq t_a$. Portanto, para $t = t_c$, $i_E = I_M$ e para $t = t_a$, $i_D = I_m$.

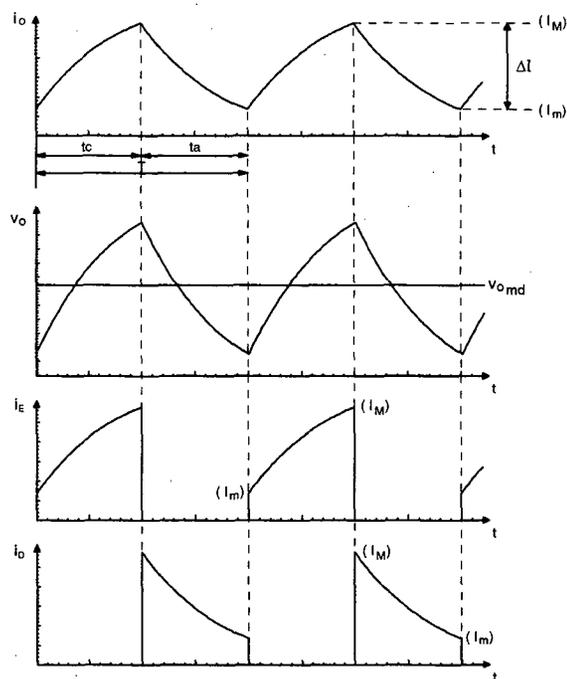


Figura 3.4: Principais formas de onda para o conversor chopper em regime permanente.

Com relação à corrente de saída, o conversor pode operar em três modos de operação: condução contínua, condução descontínua e condução crítica.

3.2.3. Condução contínua, descontínua e crítica

Se a corrente de carga I_o não se anular antes que o tempo t_a seja esgotado, a condução é dita contínua; caso contrário, a condução é dita descontínua. Os dois casos estão representados na Figura 3.5.

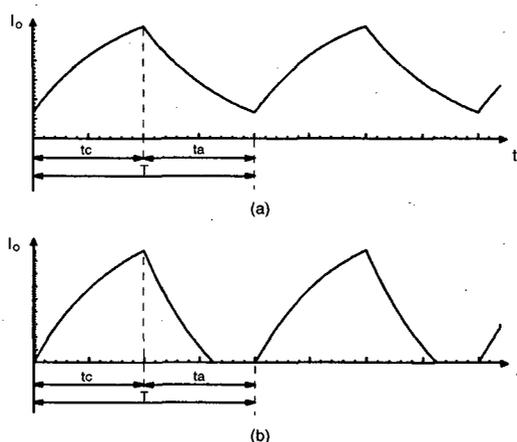


Figura 3.5: Corrente de carga. (a) condução contínua e (b) condução descontínua.

Existe uma terceira situação em que a corrente de carga se anula exatamente no tempo t_a . Este tipo de condução é conhecido como condução crítica (Figura 3.6).

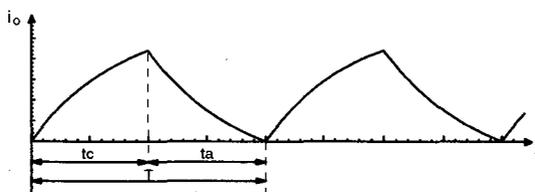


Figura 3.6: Condução crítica da corrente de carga.

Para que a relação entre a tensão de entrada e de saída dependa apenas da largura de pulso, e para facilitar a análise matemática, optou-se por trabalhar com o conversor proposto em condução contínua de funcionamento. A análise matemática deste conversor, operando nessa condição de funcionamento, é apresentada a seguir.

3.2.4. Análise do conversor em condução contínua

Relações entre os valores médios

A partir das formas de onda apresentadas na Figura 3.4 e sabendo-se que a tensão média sobre uma indutância ideal, em regime, é nula, o valor médio da tensão de carga é dado pela expressão (3.5).

$$V_{\text{omd}} = D \cdot E \quad (3.5)$$

A tensão média de carga também pode ser obtida a partir da seguinte relação:

$$V_{\text{omd}} = \frac{1}{T} \int_0^{t_c} R_o \cdot i_E \, dt + \frac{1}{T} \int_0^{t_a} R_o \cdot i_D \, dt \quad (3.6)$$

Sendo:

$$t_c = D \cdot T \quad (3.7)$$

$$t_a = T \cdot (1 - D) \quad (3.8)$$

Assim, obtém-se:

$$V_{\text{omd}} = -E \cdot D \cdot \frac{e^{-\frac{R_o \cdot DT}{L_o}}}{e^{\frac{R_o \cdot T}{L_o}} - 1} \cdot \left(e^{\frac{R_o \cdot DT}{L_o}} - e^{-\frac{R_o \cdot T(1-D)}{L_o}} \right) \cong E \cdot D \quad (3.9)$$

A corrente média de carga é dada pela expressão (3.10).

$$I_{\text{omd}} = D \cdot \frac{E}{R_o} \quad (3.10)$$

A potência média de saída é definida pela seguinte expressão:

$$P_{\text{omd}} = D^2 \cdot \frac{E^2}{R_o} \quad (3.11)$$

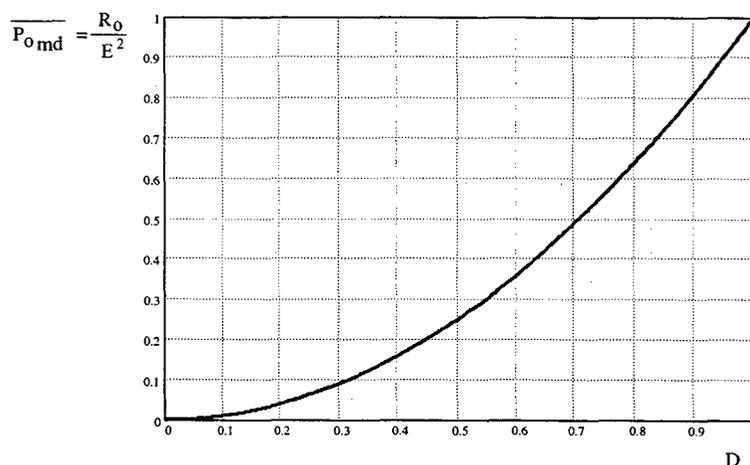


Figura 3.7: Potência média de carga em função da razão cíclica.

A análise apresentada neste parágrafo demonstra a possibilidade da regulação da tensão e da corrente média na carga por meio da razão cíclica.

Ondulação da corrente de carga

Na Figura 3.8 é representada a corrente de carga do conversor proposto, em regime permanente.

Sob condições de regime permanente a ondulação da corrente de carga ΔI_o pode ser determinada a partir das Eqs. (3.3) e (3.4). Assim, considerando as Eqs. (3.3) e (3.12), obtém-se a expressão (3.13).

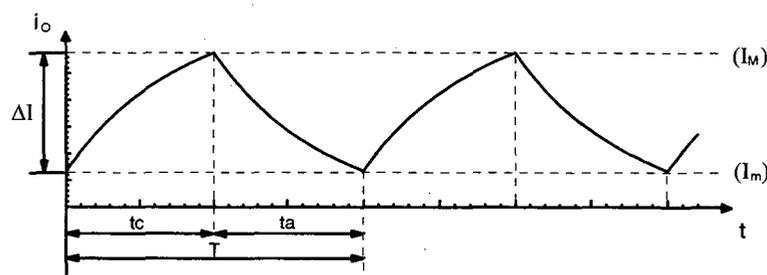


Figura 3.8: Corrente de carga em regime permanente.

$$I_E(t_c) = I_M \quad (3.12)$$

obtém-se:

$$I_M = \frac{E}{R_o} \cdot \left(1 - e^{\frac{-R_o \cdot t_c}{L_o}} \right) + I_m \cdot \left(1 - e^{\frac{-R_o \cdot t_c}{L_o}} \right) \quad (3.13)$$

De forma semelhante determina-se o valor de I_m , a partir da expressão (3.14).

$$I_D(t_a) = I_m \quad (3.14)$$

A partir de (3.4) e (3.14), obtém-se a expressão (3.15).

$$I_m = I_M \cdot e^{\frac{-R_o \cdot t_a}{L_o}} \quad (3.15)$$

Substituindo a Eq. (3.15) em (3.13), com as devidas manipulações matemáticas, obtém-se a expressão (3.16).

$$I_M = \frac{E}{R_o} \cdot \left(\frac{e^{\frac{-R_o \cdot DT}{L_o}} - 1}{e^{\frac{-R_o \cdot T}{L_o}} - 1} \right) \quad (3.16)$$

Por processo semelhante, encontra-se a Eq. (3.17).

$$I_m = \frac{E}{R_o} \cdot \left(\frac{e^{\frac{-R_o \cdot T \cdot (1-D)}{L_o}} - e^{\frac{-R_o \cdot T}{L_o}}}{1 - e^{\frac{-R_o \cdot T}{L_o}}} \right) \quad (3.17)$$

A ondulação da corrente de carga, que representa o valor de pico-a-pico de corrente será:

$$\Delta I_o = I_M - I_m \quad (3.18)$$

Com as expressões (3.16), (3.17) e (3.18), obtém-se a expressão (3.19).

$$\Delta I_o = \frac{E}{R_o} \cdot \left(\frac{1 + e^{\frac{-R_o \cdot T}{L_o}} - e^{\frac{-R_o \cdot T \cdot (1-D)}{L_o}} - e^{\frac{-R_o \cdot DT}{L_o}}}{1 - e^{\frac{-R_o \cdot T}{L_o}}} \right) \quad (3.19)$$

Matematicamente, a máxima ondulação da corrente de carga é obtida do modo descrito a seguir:

$$\frac{\partial(\Delta I_o)}{\partial D} = \frac{E}{R_o} \cdot \left(\frac{\frac{R_o \cdot T \cdot e^{-\frac{R_o \cdot D \cdot T}{L_o}}}{L_o} - \frac{R_o \cdot T \cdot e^{-\frac{R_o \cdot T \cdot (1-D)}{L_o}}}{L_o}}{e^{\frac{R_o \cdot T}{L_o}} - 1} \right) = 0 \quad (3.20)$$

$$\frac{R_o \cdot T \cdot e^{-\frac{R_o \cdot D \cdot T}{L_o}}}{L_o} = \frac{R_o \cdot T \cdot e^{-\frac{R_o \cdot T \cdot (1-D)}{L_o}}}{L_o} \quad (3.21)$$

$$D \cdot T = T \cdot (1-D) \quad (3.22)$$

Desse modo a ondulação máxima ocorre para uma razão cíclica igual a 0,5.

Uma maneira de visualizar essa afirmação é utilizando os recursos oferecidos pelo programa Mathcad. De uma maneira muito simples, o Mathcad permite a utilização dos recursos gráficos tridimensionais, proporcionando uma visualização espacial das variáveis envolvidas nos cálculos.

Como a equação (3.19) possui 5 variáveis, ΔI_o , V_i , R_o , L , D e T , optou-se por atribuir valores as constantes R_o e T , e parametrizar a ondulação com relação à tensão de entrada. Foi feito isso devido à dificuldade em isolar essas variáveis na equação encontrada. Entretanto, verifica-se que essas constantes são geralmente conhecidas do projeto. Parametrizando a ondulação de corrente em relação a V_i , obtém-se a expressão (3.23).

Atribuiu-se para a resistência R_o um valor 10Ω e para o período de chaveamento T optou-se por $40\mu s$ ($f = 25$ kHz). Para o Mathcad, é necessário entrar com os valores máximos e mínimos das variáveis independentes escolhidas (L_o e D). Para o indutor L_o a variação adotada é de $0,5 \mu H$ a $500 \mu H$ e a razão cíclica varia entre 0 e 1.

$$\overline{\Delta I_o} = \frac{\Delta I_o}{E} = \frac{1}{R_o} \cdot \left(\frac{1 + e^{-\frac{R_o \cdot T}{L_o}} - e^{-\frac{R_o \cdot T \cdot (1-D)}{L_o}} - e^{-\frac{R_o \cdot D \cdot T}{L_o}}}{1 - e^{-\frac{R_o \cdot T}{L_o}}} \right) \quad (3.23)$$

Na Figura 3.9 é apresentada a maneira pela qual os dados são introduzidos no programa Mathcad para a geração do gráfico tridimensional. O gráfico produzido é mostrado na Figura 3.10.

$$\begin{array}{l}
 R_o := 10 \quad T := 40\mu \\
 D_0 := 0 \quad L_0 := 10\mu \\
 D_1 := 1 \quad L_1 := 500\mu \\
 \\
 \Delta I_o(D, L) := \frac{1}{R_o} \cdot \frac{\left[1 + \exp\left(\frac{-R_o \cdot T}{L}\right) - \exp\left(\frac{-R_o \cdot D \cdot T}{L}\right) - \exp\left[-R_o \cdot T \cdot \frac{(1-D)}{L}\right] \right]}{1 - \exp\left(\frac{-R_o \cdot T}{L}\right)} \\
 \\
 \text{Grafico} := \text{CreateMesh}(\Delta I_o, D_0, D_1, L_0, L_1)
 \end{array}$$

Figura 3.9: Representação no programa Mathcad da entrada dos dados.

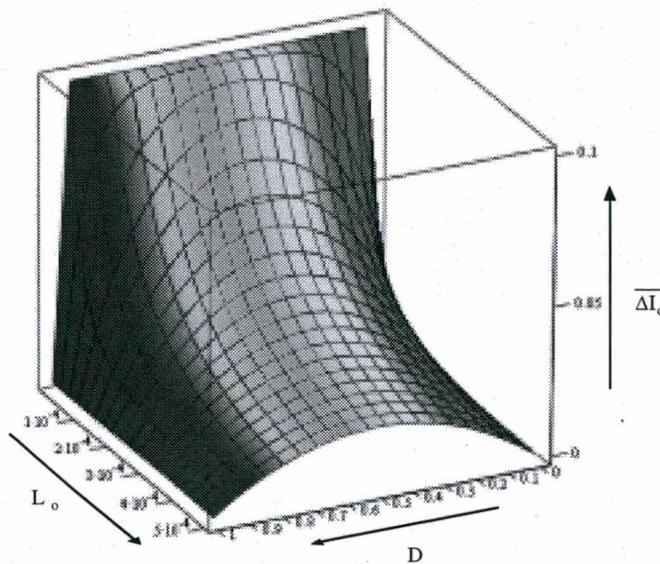


Figura 3.10: Ondulação relativa da corrente de carga em função da razão cíclica e da indutância de saída.

Pode-se visualizar que a máxima ondulação relativa de corrente ocorre para a razão cíclica de 0,5, sendo que, quanto menor a indutância L_o , maior esta ondulação.

Sabendo-se que a máxima ondulação de carga ocorre para $D = 0,5$, a expressão que relaciona esta com a indutância de saída, a resistência de carga R_o e o período de chaveamento é obtida substituindo este valor de D na expressão (3.19), resultando na expressão (3.24).

$$\Delta I_o = \frac{E}{R_o} \cdot \left(\frac{1 - e^{-\frac{R_o T}{L_o}}}{e^{-\frac{R_o T}{L_o}} + 1} \right) \quad (3.24)$$

Isolando L_o na expressão (3.24) obtém-se a expressão (3.25), a seguir:

$$L_o = \frac{R_o}{2} \cdot \frac{-T}{\ln \left(\frac{E - \Delta I_{o_{max}} \cdot R_o}{E + \Delta I_{o_{max}} \cdot R_o} \right)} \quad (3.25)$$

Com esta expressão, através dos valores de E , R_o e T é possível obter o valor mínimo da indutância L_o para a máxima ondulação de corrente de saída atribuída.

3.3. Princípio de funcionamento do conversor proposto com o circuito snubber

Os circuitos auxiliares de comutação, denominados *snubbers*, são utilizados em quase todos os circuitos chaveados de potência para reduzir os problemas de perdas, esforços nos componentes e ruídos, associados com as derivadas de correntes e/ou tensão durante o processo de comutação dos interruptores.

Os *snubbers* aumentam o desempenho dos circuitos chaveados proporcionando maior segurança, eficiência, alta frequência de comutação, menores volumes, peso e baixa interferência eletromagnética.

De um modo geral, os *snubbers* podem ser classificados como ativos ou passivos por natureza. *Snubbers* ativos usam interruptores adicionais para reduzir os problemas de comutação no interruptor principal; porém, a utilização destes, podem causar alguns problemas, tais como: maior complexibilidade dos circuitos de potência e controle, problemas de sincronismo, custo e perdas nesses componentes.

Os *snubbers* ainda podem ser classificados como dissipativos ou não dissipativos. Nos dissipativos, verifica-se a presença de componentes resistivos, que servem para dissipação da energia acumulada na comutação dos interruptores. Por dissiparem essa energia de forma resistiva, a eficiência do circuito é comprometida.

Os *snubbers* não dissipativos, aproveitam a energia acumulada, transferindo esta energia para a carga ou para a própria fonte de alimentação.

Entre os diversos circuitos *snubber* propostos, optou-se por trabalhar com o *snubber* passivo e não dissipativo, apresentado por Williams em 1984.

De maneira análoga ao que foi realizado na análise do estágio de potência sem *snubber*, considera-se que a frequência de comutação seja muito maior que a frequência da rede, porém com amplitudes de tensão e corrente variáveis de acordo com a tensão de entrada.

Considerando as simplificações adotadas, o circuito da Figura 2.5 passa a ser o circuito mostrado na Figura 3.11, para a análise de funcionamento da comutação do interruptor.

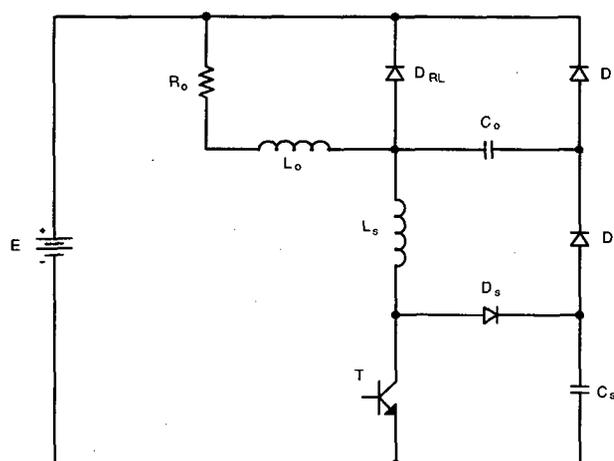


Figura 3.11: Parte de potência e circuito auxiliar de comutação.

O indutor L_s e o capacitor C_s são componentes utilizados normalmente nos *snubbers* convencionais, sendo L_s o indutor limitador da derivada de corrente. O capacitor C_o é utilizado para transferir a energia recuperada para a carga. D_{RL} é o diodo de roda livre para a carga. O funcionamento dos demais componentes é descrito no item a seguir, onde são apresentadas as etapas de funcionamento do circuito.

3.3.1. Etapas de funcionamento

Apresenta-se, na seqüência, as etapas de funcionamento do *snubber* proposto. Estas etapas são divididas em entrada em condução e bloqueio do interruptor. O bloqueio do interruptor, devido à dependência que esta topologia possui com a corrente de carga, para determinada condição de

funcionamento, divide-se em mais duas partes: corrente de carga baixa e corrente de carga elevada.

Considera-se para a análise realizada o uso de um interruptor IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) como interruptor de potência para este sistema. Nesta análise, esta escolha torna-se importante, devido à corrente de cauda que o IGBT apresenta no bloqueio e que será tratada na descrição destas etapas. Os fatores que levaram a escolha de um IGBT como interruptor principal para este sistema, serão apresentados no decorrer do trabalho.

Entrada em condução do interruptor

Com referência à Figura 3.11, considera-se inicialmente o interruptor T bloqueado, suportando a tensão de alimentação E . A corrente de carga é conduzida pelo diodo de roda livre D_{RL} . O capacitor C_s está carregado com E , enquanto o capacitor de transferência C_o encontra-se completamente descarregado.

1ª etapa ($t_0 \rightarrow t_1$): A primeira etapa ocorre no momento que o interruptor T é comandado a conduzir. Nesta etapa, a corrente no diodo de roda livre D_{RL} cai do nível da corrente de carga I_o até zero. A corrente no interruptor é dada por $I_T = I_o - I_{D_{RL}}$. A taxa de crescimento da corrente do interruptor é controlada pelo indutor L_s ($di/dt = E/L_s$). Na Figura 3.12 é apresentado o circuito equivalente desta primeira etapa de operação. Esta etapa termina quando a corrente em L_s iguala-se a I_o , ou seja, quando a corrente no diodo D_{RL} é igual a zero, iniciando a sua recuperação reversa de corrente.

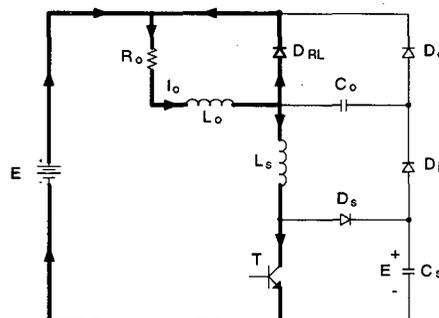


Figura 3.12: Primeira etapa.

2ª etapa ($t_1 \rightarrow t_2$): A segunda etapa é bastante curta, e depende do tempo de recuperação reversa do diodo D_{RL} . Durante esta pequena etapa, a corrente no interruptor continua aumentando na mesma taxa de crescimento da etapa anterior. Esta etapa termina quando o diodo D_{RL} bloqueia-se.

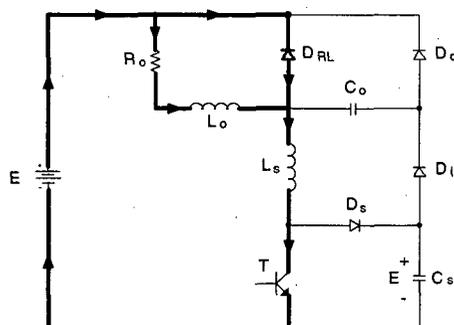


Figura 3.13: Segunda etapa.

3ª etapa ($t_2 \rightarrow t_3$): No momento que D_{RL} bloqueia, surge uma corrente ressonante no circuito formado por C_s , D_i , C_o , L_s e T (Figura 3.14). Esta corrente flui pelo interruptor, sendo a responsável pelo pico máximo de corrente neste componente. Nesta etapa a energia armazenada em C_s é transferida para C_o . A terceira etapa termina quando a tensão em C_s atinge zero.

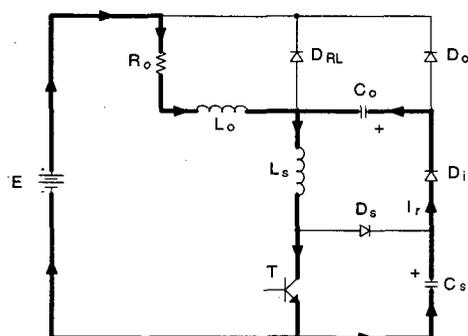


Figura 3.14: Terceira etapa.

4ª etapa ($t_3 \rightarrow t_4$): Quando a tensão em C_s atinge zero, D_s entra em condução e a energia armazenada em L_s é transferida para C_o , finalizando o processo de carga deste capacitor. A energia anteriormente armazenada em C_s e a energia obtida da derivada de corrente de L_s permanecem armazenadas em C_o enquanto o interruptor estiver em condução.

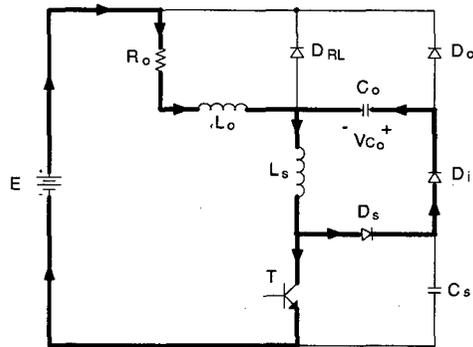


Figura 3.15: Quarta etapa.

5ª etapa ($t_4 \rightarrow t_5$): No momento que C_o atinge sua tensão máxima, os diodos D_s e D_i bloqueiam-se e o interruptor conduz toda a corrente de carga. Esta etapa permanece até que o interruptor seja bloqueado.

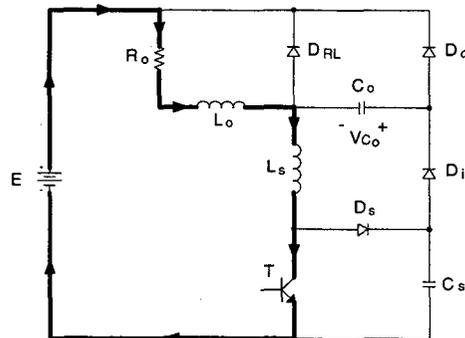


Figura 3.16: Quinta etapa.

Bloqueio do interruptor

No bloqueio do interruptor, o capacitor C_s está descarregado, C_o está carregado e a corrente em T é igual a corrente de carga I_o .

6ª etapa ($t_5 \rightarrow t_6$): No momento que T é comandado a bloquear, a corrente no interruptor começa a cair e a corrente de carga é desviada para C_s via diodo D_s . A tensão no interruptor é grampeada na tensão do capacitor C_s . Esta etapa é a que ocorre no bloqueio dos *snubbers* convencionais.

As etapas posteriores à sexta etapa de operação são dependentes da corrente de carga. A corrente de carga é considerada baixa, quando a corrente em L_s se anula antes que C_s carregue até a tensão da fonte E . Considera-se corrente de carga elevada, quando a tensão em C_s atinge E antes da corrente

em L_s se anular. Para cada grandeza de corrente de carga ocorre uma seqüência diferente de etapas, que são descritas a seguir.

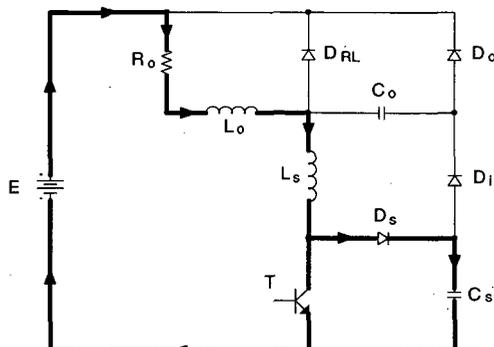


Figura 3.17: Sexta etapa.

a) *Corrente de carga baixa*

7ª etapa ($t_6 \rightarrow t_7$): Sabendo-se que a tensão em C_s vem aumentando da etapa anterior, no momento que $V_{C_s} = E - V_{C_o}$, D_o entra em condução e a energia armazenada no capacitor C_o é então transferida para a carga via caminho $C_o R_o L_o$. Nesta etapa considera-se que ainda existe uma pequena corrente no interruptor, chamada de corrente de cauda. Esta etapa termina no momento que a corrente em L_s cessar.

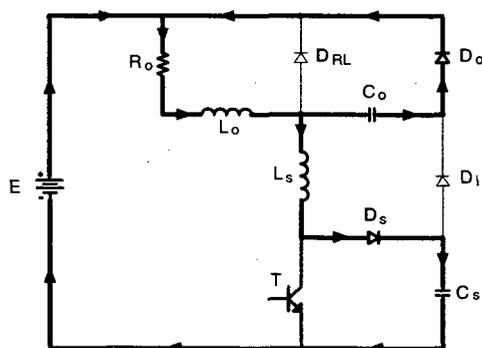


Figura 3.18: Sétima etapa.

8ª etapa ($t_7 \rightarrow t_8$): Quando a corrente em L_s anula-se, D_s bloqueia e C_o continua descarregando para a carga, através de D_o , até sua tensão atingir $E - V_{C_s}$, quando esta etapa termina. O circuito equivalente desta etapa é apresentado na Figura 3.19.

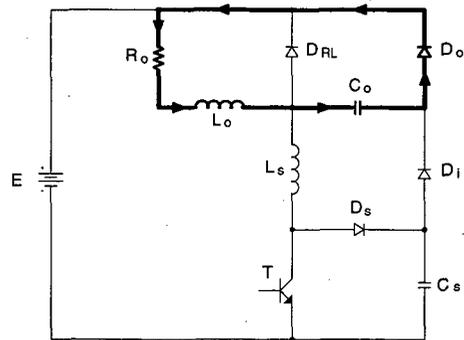


Figura 3.19: Oitava etapa.

9ª etapa ($t_8 \rightarrow t_9$): No momento que $V_{C_o} = E - V_{C_s}$, D_s entra em condução e permanece conduzindo até que a tensão em C_s atinja a tensão da fonte, via indutor L_s .

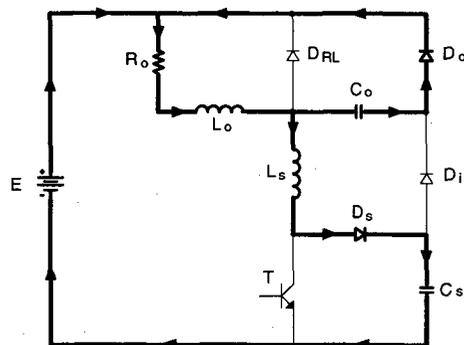


Figura 3.20: Nona etapa.

10ª etapa ($t_9 \rightarrow t_{10}$): Quando a tensão em C_s atinge a tensão E , D_i entra em condução e a corrente armazenada em L_s é transferida via caminho $L_s D_s D_i D_o$ para a carga. O circuito equivalente para esta etapa é apresentado na Figura 3.21. Esta etapa termina quando a tensão em C_o se anula.

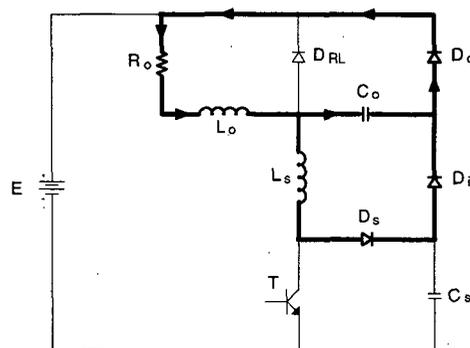


Figura 3.21: Décima etapa.

11ª etapa ($t_{11} \rightarrow t_{12}$): Quando a tensão em C_o chega a zero, D_{RL} entra em condução e a corrente armazenada em L_s decresce até se anular. Esta etapa é apresentada na Figura 3.22.

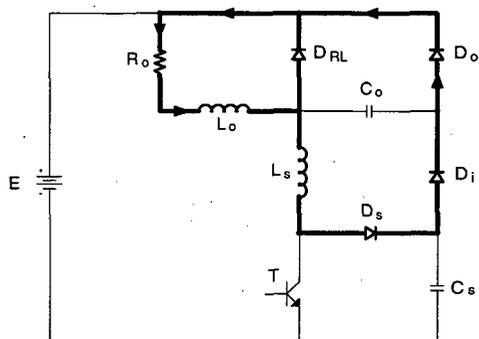


Figura 3.22: Décima primeira etapa

12ª etapa ($t_{12} \rightarrow t_{13}$): Após a corrente em L_s se anular, todos os componentes possuem as condições originais requeridas para a entrada em condução do interruptor. O circuito permanece da maneira mostrada na Figura 3.23, onde D_{RL} fornece um caminho para a circulação da corrente de carga, até que o interruptor seja comandado a conduzir e o ciclo se reinicie.

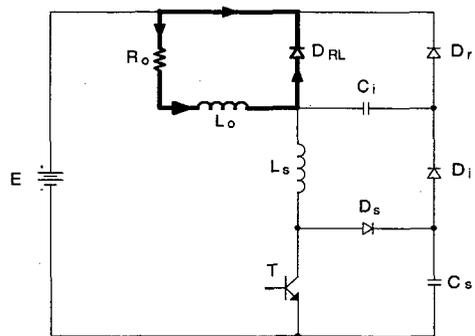


Figura 3.23: Décima segunda etapa.

b) Corrente de carga elevada

Para corrente de carga considerada elevada, as etapas 8 e 9 não existem. Considera-se então, que para esta grandeza de corrente de carga, as etapas 10, 11 e 12 são a seqüência de funcionamento para o bloqueio do interruptor, a partir da 7ª etapa.

3.3.2. Principais formas de onda

As principais formas de onda para a entrada em condução e bloqueio do interruptor são apresentadas na Figura 3.24.

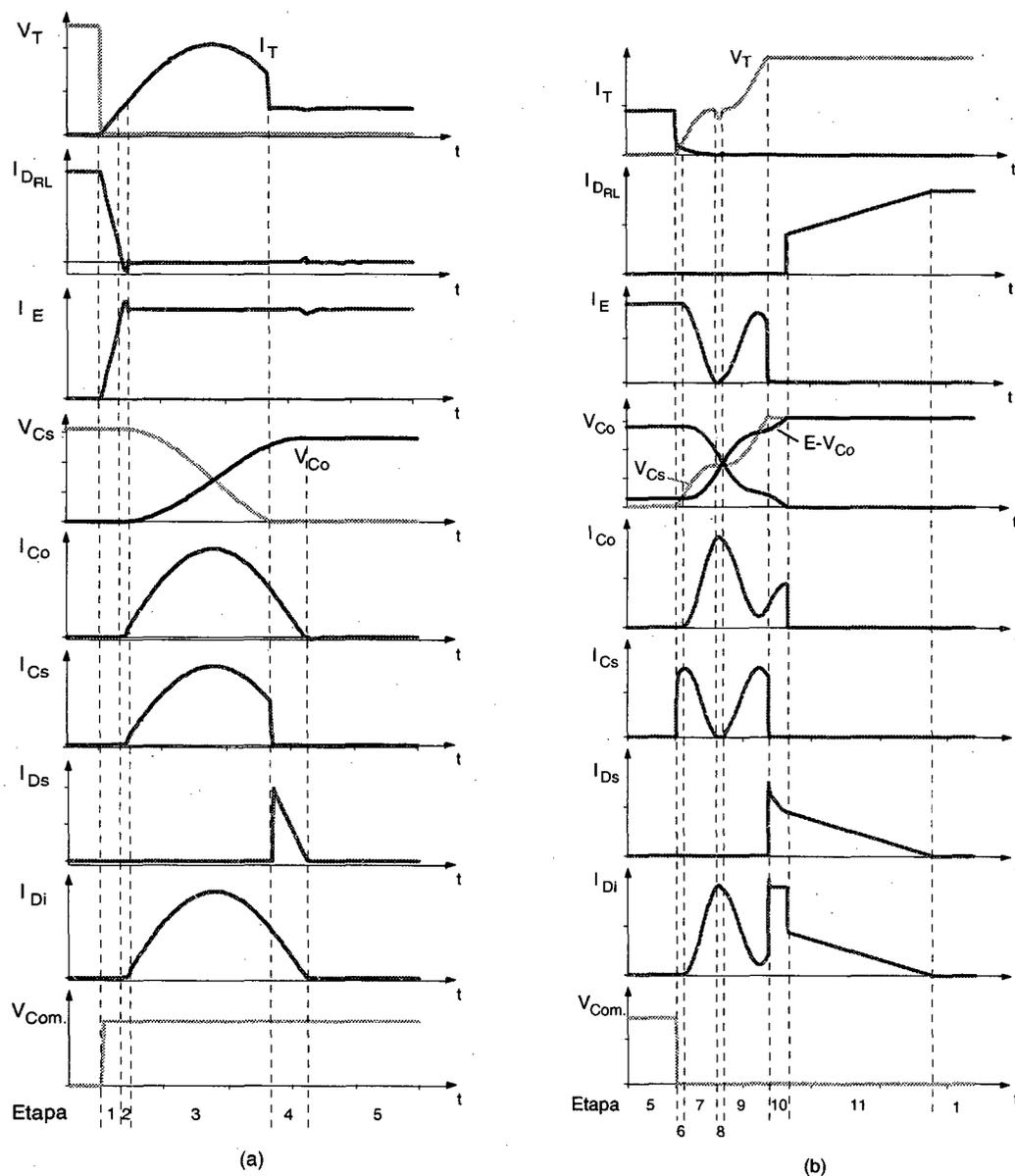


Figura 3.24: Principais formas de onda (a) na entrada em condução e (b) bloqueio do interruptor.

Para o bloqueio do interruptor apresentado na Figura 3.24, é considerado o caso onde a corrente de carga é baixa.

3.3.3. Equacionamento matemático

Para simplificar os estudos teóricos, todos os componentes ativos e passivos serão considerados ideais. Para o interruptor, será considerado que o mesmo possui uma corrente de cauda, simulando o funcionamento do IGBT. Considera-se que após um tempo determinado, a indutância de L_s cai para um valor muito baixo, atuando somente na entrada em condução e não influenciando na corrente que circula pelo interruptor após a comutação (característica de um Indutor Saturável, o qual será tratado mais adiante).

1ª etapa ($t_0 \rightarrow t_1$): A primeira etapa de operação acontece no instante que o interruptor entra em condução. Os circuitos equivalentes desta etapa são apresentados na Figura 3.25.

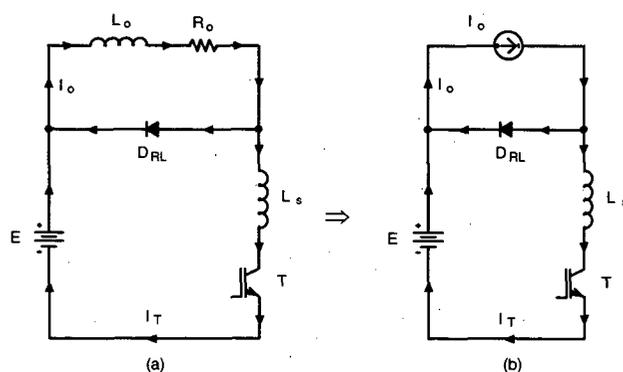


Figura 3.25: Circuito equivalente da 1ª etapa.

A Figura 3.25 (a) apresenta o circuito equivalente completo da primeira etapa de operação.

Considerando-se que a corrente I_o possui uma variação muito pequena para o intervalo de funcionamento desta etapa, o circuito pode ser simplificado conforme mostrado na Figura 3.25 (b).

A corrente I_o é obtida da expressão (3.10). A corrente no interruptor, que inicialmente é zero, é dada pela expressão (3.26).

$$I_T(t) = \frac{E}{L_s} \cdot t \quad (3.26)$$

Sabendo que esta etapa termina no momento que a corrente em L_s é igual a I_o , o intervalo de tempo da primeira etapa é dado substituindo-se a expressão (3.10) na expressão (3.26).

$$\Delta t_{1-0} = \frac{D \cdot L_s}{R_o} \quad (3.27)$$

2ª etapa ($t_1 \rightarrow t_2$): A segunda etapa de operação é a etapa de recuperação reversa do diodo de roda livre D_{RL} .

Esta etapa é análoga a primeira, onde a corrente no interruptor continua aumentando conforme a expressão (3.26), até o final do tempo de recuperação reversa (t_{rr}) do diodo D_{RL} .

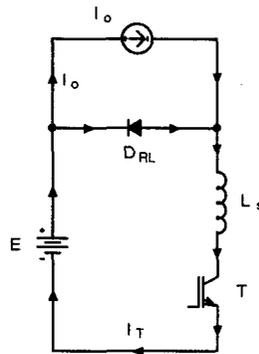


Figura 3.26: Circuito equivalente da 2ª etapa.

No final desta etapa, a corrente no interruptor é dada por:

$$I_{T2} = \frac{E}{L_s} \cdot (t_1 + t_{rr}) \quad (3.28)$$

O intervalo de tempo da segunda etapa de operação é dado pela expressão (3.29).

$$\Delta t_{2-1} = t_{rr} \quad (3.29)$$

3ª etapa ($t_2 \rightarrow t_3$): Nesta etapa, o capacitor C_s transfere sua energia armazenada para o capacitor C_o . Esta corrente também flui pelo interruptor, que passa pelo seu pico e segue até o final dessa etapa.

O circuito equivalente da terceira etapa de operação é apresentado na Figura 3.27.

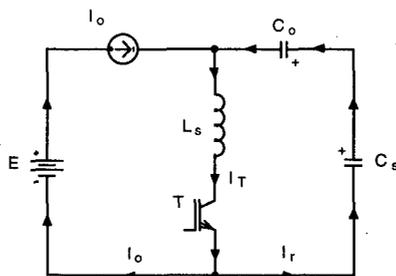


Figura 3.27: Circuito equivalente da 3ª etapa.

Sejam as seguintes condições iniciais para esta etapa:

$$\begin{cases} I_T(t_2) = I_{T2} \\ I_r(t_2) = 0 \text{ A} \\ V_{C_o}(t_2) = 0 \text{ V} \\ V_{C_s}(t_2) = E \end{cases}$$

Para garantir que o capacitor C_s esteja completamente descarregado para o início da próxima etapa, é necessário que $C_o \geq C_s$.

Com isso, pode-se estabelecer que:

$$C_s = n \cdot C_o \quad \text{para } 0 < n \leq 1 \quad (3.30)$$

A tensão no capacitor snubber é dada pela expressão (3.31).

$$V_{C_s}(t) = E \cdot \left[1 - \frac{1}{1+n} \cdot (1 - \cos \omega t) \right] \quad (3.31)$$

A expressão (3.32) mostra a variação da tensão no capacitor C_o .

$$V_{C_o}(t) = E \cdot \frac{n}{1+n} \cdot (1 - \cos \omega t) \quad (3.32)$$

A corrente no circuito ressonante é dada pela expressão (3.33).

$$I_r(t) = \frac{E}{Z} \cdot \sin \omega t \quad 0 \leq \omega t \leq \pi \quad (3.33)$$

onde:

$$\omega = \omega_0 \cdot \sqrt{\frac{1+n}{n}} = \sqrt{\frac{1}{L_s \cdot C_0} \cdot \frac{1+n}{n}} \quad (3.34)$$

$$Z = Z_0 \cdot \sqrt{\frac{1+n}{n}} = \sqrt{\frac{L_s \cdot 1+n}{C_0 \cdot n}} \quad (3.35)$$

A expressão (3.36) apresenta a variação da corrente no interruptor e conseqüentemente em L_s .

$$I_T(t) = I_{T_2} + I_r(t) \quad (3.36)$$

O pico de corrente no interruptor é dado pela expressão (3.37).

$$I_{Tpk} = I_{T_2} + \frac{E}{Z} \quad (3.37)$$

Esta etapa termina no momento que o a tensão em C_s se anula. A expressão (3.38) apresenta o intervalo de tempo da terceira etapa de operação.

$$\Delta t_{3-2} = \frac{\arccos(-n)}{\omega} \quad (3.38)$$

4ª etapa ($t_3 \rightarrow t_4$): O circuito equivalente desta etapa está representado na Figura 3.28.

Nesta etapa, C_s está completamente descarregado, mas C_0 está parcialmente carregado. Para finalizar a carga de C_0 , D_s entra em condução naturalmente e a energia armazenada em L_s é transferida para C_0 terminando sua carga.

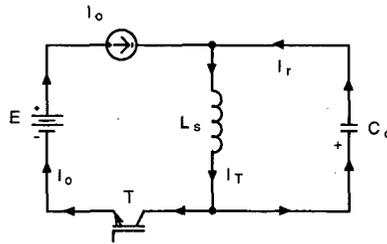


Figura 3.28: Circuito equivalente da 4ª etapa.

Sejam as seguintes condições iniciais:

$$\begin{cases} I_T(t_4) = I_{T_3} \\ I_r(t_4) = I_{r_3} \\ V_{C_o}(t_4) = V_{C_{o3}} \end{cases}$$

A variação de tensão no capacitor C_o é dada pela expressão (3.39).

$$V_{C_o}(t) = \sqrt{n} \cdot E \cdot \cos(\omega t + \phi) \quad (3.39)$$

onde: $\phi = \pi - \arcsen\left(\sqrt{\frac{1-n^2}{1+n}}\right) - \frac{\arccos(-n)}{\sqrt{1+n}}$

A corrente no circuito ressonante é dada pela expressão (3.40).

$$I_r(t) = \frac{E}{Z_o} \cdot \text{sen}(\omega_o t + \phi) \quad (3.40)$$

A tensão no capacitor C_o no final desta etapa é dada pela expressão (3.41).

$$V_{C_{o4}} = \sqrt{n} \cdot E \quad (3.41)$$

Quando a tensão em C_o atinge $V_{C_{o4}}$ a corrente em C_o se anula, bloqueando os diodos D_s e D_{ir} , fazendo L_s conduzir a corrente de carga I_o através do interruptor. A energia permanece armazenada em C_o até o bloqueio do interruptor.

A expressão (3.42) dá o intervalo de tempo para esta etapa de operação.

$$\Delta t_{4-3} = \frac{1}{\omega_0} \left(\pi - \phi - \frac{\arccos(-n)}{\sqrt{1+n}} \right) \quad (3.42)$$

5ª etapa ($t_4 \rightarrow t_5$): Nesta etapa o interruptor conduz a corrente de carga até o seu bloqueio. A Figura 3.29 representa o circuito equivalente da quinta etapa de operação.

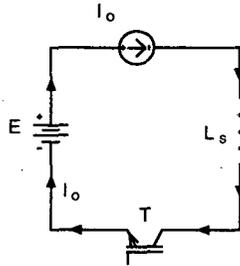


Figura 3.29: Circuito equivalente da 5ª etapa.

A corrente I_o é dada pela expressão (3.10).

A expressão (3.43) dá o intervalo de tempo para esta etapa de operação.

$$\Delta t_{5-4} = D \cdot T - \Delta t_{4-3} - \Delta t_{3-2} - \Delta t_{2-1} \quad (3.43)$$

6ª etapa ($t_5 \rightarrow t_6$): A sexta etapa inicia-se no momento que o interruptor é comandado a bloquear. No bloqueio do interruptor, as condições iniciais são as seguintes:

$$\text{Condições iniciais: } \begin{cases} I_T(t_5) = I_o \\ V_{C_s}(t_5) = 0 \text{ V} \\ V_{C_o}(t_5) = V_{C_{o4}} \end{cases}$$

A Figura 3.30 representa o circuito equivalente desta etapa de operação, onde a corrente de carga é assumida constante e a corrente no interruptor é assumida linear.

Esta etapa ocorre no bloqueio dos snubbers convencionais. A corrente no coletor começa a cair e o excesso da corrente de carga é desviado para o capacitor snubber via D_s . A tensão no interruptor é grampeada para a tensão de C_s . A tensão no capacitor C_s varia de acordo com a expressão (3.44).

$$V_{C_s}(t) = \frac{I_o \cdot t^2}{2 \cdot C_s \cdot t_{cauda}} \quad (3.44)$$

Sendo t_{cauda} o tempo para que a corrente do interruptor se anule.

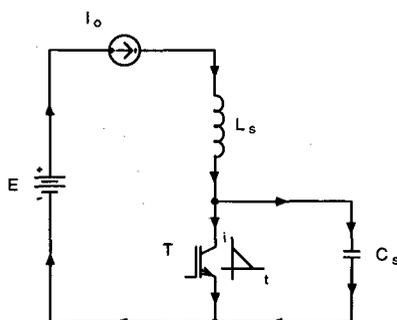


Figura 3.30: Circuito equivalente da 6ª etapa.

Como o capacitor C_o está carregado em $V_{C_{o4}} = \sqrt{n} \cdot E$, então até o capacitor C_s carregar para $E - V_{C_{o4}} = E \cdot (1 - \sqrt{n})$, C_o não inicia sua descarga.

7ª etapa ($t_6 \rightarrow t_7$): Quando o capacitor C_s carrega até $E - V_{C_{o4}}$, ou seja $E \cdot (1 - \sqrt{n})$, o capacitor C_o começa a descarregar para a carga. O circuito equivalente é apresentado na Figura 3.31.

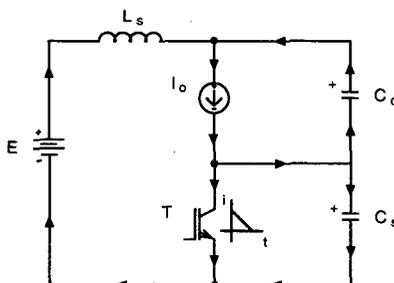


Figura 3.31: Circuito equivalente da 7ª etapa.

Considerando $n \cong 1$, ou seja $C_s \cong C_o$, a corrente em L_s pode ser aproximada pela expressão (3.45).

$$I_{L_s}(t) = I_o \cdot \left(1 - \frac{t}{2 \cdot t_{\text{cauda}}} \right) \quad (3.45)$$

A expressão anterior indica que a corrente no indutor decresce na metade da taxa de queda da corrente no interruptor. Para valores pequenos de n , ambas as correntes caem na mesma taxa.

A tensão em C_s pode ser aproximada pela expressão (3.46).

$$V_{C_s}(t) = \frac{I_o \cdot t^2}{4 \cdot C_s \cdot t_{\text{cauda}}} \quad n \approx 1 \quad (3.46)$$

Esta etapa termina quando a corrente no indutor se anula.

8ª etapa ($t_7 \rightarrow t_8$): No momento que a corrente em L_s anula-se, o circuito equivalente passa a ser o mostrado na Figura 3.32.

Nesta etapa a tensão em C_o decresce de acordo com a expressão (3.47) até atingir $E - V_{C_s}$, quando D_s entra novamente em condução.

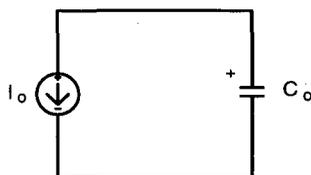


Figura 3.32: Circuito equivalente da 8ª etapa.

$$V_{C_o}(t) = \frac{I_o}{C_o} \cdot t + V_{C_o7} \quad (3.47)$$

9ª etapa ($t_8 \rightarrow t_9$): Esta etapa é análoga à 7ª etapa, porém, considera-se que a corrente de cauda do interruptor já tenha cessado.

A Figura 3.33 apresenta o circuito equivalente desta etapa.

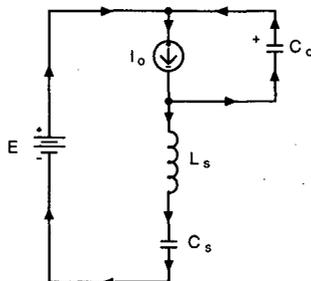


Figura 3.33: Circuito equivalente da 9ª etapa.

10ª etapa ($t_9 \rightarrow t_{10}$): Quando a tensão em C_s atinge E , o diodo D_i entra em condução e qualquer energia armazenada em L_s é transferida para carga, conforme mostra o circuito equivalente da Figura 3.34.

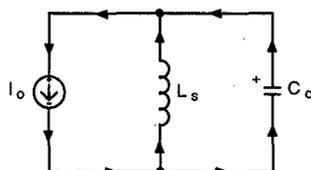


Figura 3.34: Circuito equivalente da 10ª etapa.

Esta etapa termina quando a tensão em C_o se anula.

11ª etapa ($t_{10} \rightarrow t_{11}$): Após a tensão em C_o anular-se, o diodo D_{RL} entra em condução e o indutor L_s continua transferindo sua energia para carga, até o momento que a corrente no indutor L_s seja zero, e o circuito esteja novamente com suas condições iniciais de operação. Na Figura 3.35 está apresentado o circuito equivalente desta etapa.

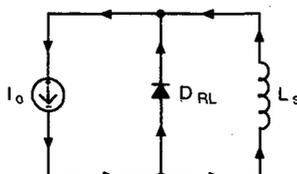


Figura 3.35: Circuito equivalente da 11ª etapa.

12ª etapa ($t_{11} \rightarrow t_{12}$): A décima segunda etapa, representada pelo circuito equivalente da Figura 3.36, inicia-se após L_s se anular e permanece assim até que o interruptor seja comandado a conduzir e o ciclo se reinicia.

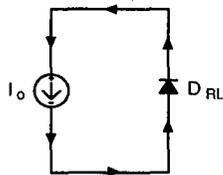


Figura 3.36: Circuito equivalente da 12^a etapa.

3.4. Conclusão

Neste capítulo, fez-se a apresentação da estrutura de potência proposta. Primeiramente realizou-se a análise do conversor chopper em sua configuração CC-CC, em condução contínua, para descrição das etapas de funcionamento e equacionamento em um período de comutação.

Posteriormente, para análise da comutação, realizou-se um estudo do conversor proposto com a utilização do circuito snubber. As etapas de funcionamento e o equacionamento matemático foram apresentados, ressaltando-se que as etapas de operação para o bloqueio do interruptor são dependentes da corrente de carga.

Um dos principais problemas detectados nessa análise, é que o snubber proposto acarreta um longo tempo de descarga para o capacitor C_o na situação onde a corrente de carga é considerada baixa. Porém, isso não chega a ser um problema grave, devido às perdas no circuito snubber para baixa corrente de carga serem praticamente desprezíveis.

Como principais vantagens, cita-se a transferência da energia armazenada no circuito snubber para a carga e a possibilidade de controle do pico de corrente máximo no interruptor.

Estas análises permitem definir algumas estratégias de projeto para os elementos do sistema.

CAPITULO IV

DEFINIÇÃO DAS ESTRATÉGIAS DE COMUTAÇÃO, MODULAÇÃO, CONTROLE, PROTEÇÕES E FILTROS

4.1. Introdução

Neste capítulo tem-se como objetivo principal estabelecer alguns critérios para o projeto do sistema apresentado. Estes critérios servirão como base para uma metodologia de projeto que será apresentada na seqüência.

Na Figura 4.1 é apresentado um diagrama em blocos com os principais circuitos necessários ao correto funcionamento do sistema.

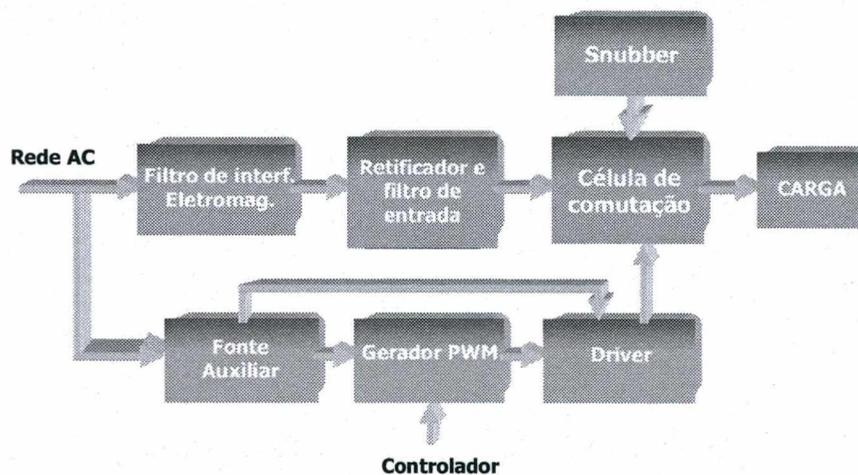


Figura 4.1: Diagrama em blocos simplificado do sistema.

As funções de cada bloco são descritas a seguir:

1. Filtro de interferência eletromagnética – também chamado de filtro de EMI, é utilizado para minimizar as interferências eletromagnéticas conduzidas para a rede de alimentação;
2. Retificador e filtro de alta frequência de entrada – retifica a tensão de entrada através de uma ponte retificadora de onda completa, e filtra as harmônicas de corrente na ordem da frequência de chaveamento do sistema;

3. Célula de comutação – é responsável pela função de armazenamento e transferência de energia do circuito, formada pelo interruptor de potência (IGBT), pelo diodo de roda livre (D_{RL}) e pelo indutor de saída (L_o);
4. Snubber – circuito para auxílio à comutação do IGBT.
5. Fonte auxiliar – tem como objetivo alimentar o circuito de comando e controle do sistema através de um conversor CA-CC linear;
6. Gerador PWM – gera o sinal de comando do interruptor através de um circuito integrado dedicado (CI-3524);
7. Controlador – ajuste externo, realizado pelo usuário, do sinal de comando do interruptor e conseqüentemente da potência entregue a carga.
8. Driver – adapta os níveis de corrente e tensão do sinal de comando com o nível necessário ao comando do interruptor.

4.2. Retificador de entrada

O circuito retificador de entrada está representado na Figura 4.2. D_1 , D_2 , D_3 e D_4 constituem o retificador monofásico de onda completa.

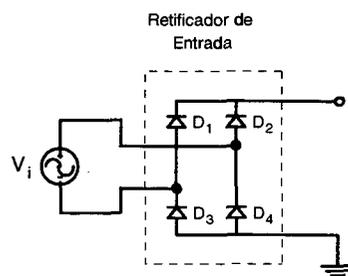


Figura 4.2: Retificador monofásico a diodo.

Os diodos são definidos a partir de sua corrente média, corrente eficaz e de sua tensão reversa máxima.

A corrente média nos diodos da ponte retificadora é dada pela expressão (3.48).

$$I_{D_{r_{med}}} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot I_{in_{max_{ef}}} \quad (3.48)$$

A corrente de entrada máxima eficaz ($I_{in,max_{ef}}$) é dada por (3.49).

$$I_{in,max_{ef}} = \frac{P_o}{\eta \cdot V_{in,min}} \quad (3.49)$$

onde: $V_{in,min}$ → mínima tensão de entrada especificada no projeto;

η → eficiência mínima do conversor.

A máxima corrente eficaz nos diodos da ponte retificadora é dada por (3.50).

$$I_{Dr_{ef}} = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot I_{in,max_{ef}} \quad (3.50)$$

A máxima tensão reversa sobre os diodos da ponte é dada pela máxima tensão de pico da fonte de entrada.

$$V_{Dr_{max}} = V_{in,max_{pk}} \quad (3.51)$$

A potência dissipada em cada diodo da ponte retificadora é calculada pela expressão (3.52).

$$P_{Dr} = v_{(TO)} \cdot I_{Dr_{med}} + r_T \cdot I_{Dr_{ef}}^2 \quad (3.52)$$

Onde $v_{(TO)}$ e r_T são dados obtidos no catálogo do fabricante.

4.3. Célula de comutação

4.3.1. Interruptor de potência - IGBT

Os esforços de corrente e tensão, necessários para o dimensionamento do IGBT, são apresentados a seguir para a pior situação de funcionamento.

A máxima corrente média no IGBT para um período de rede é dada pela expressão (3.53).

$$I_{T_{med}} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_{in_{maxpk}}}{R_o} \quad (3.53)$$

Onde: $R_o \rightarrow$ resistência da carga.

A expressão (3.54) apresenta o cálculo da máxima corrente eficaz no IGBT para um período de rede.

$$I_{T_{ef}} = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \frac{V_{in_{nompk}}}{R_o} \quad (3.54)$$

A máxima tensão no IGBT é dada por (3.55).

$$V_{T_{max}} = V_{in_{maxpk}} \quad (3.55)$$

Onde: $V_{in_{maxpk}} \rightarrow$ máxima tensão de pico na entrada.

Utilizando-se o snubber de Williams, apresentado no capítulo III, tanto a entrada em condução quanto o bloqueio do IGBT são suaves. As perdas nas comutações deste interruptor são consideradas desprezíveis com relação às perdas em condução.

Em estado de condução a perda de energia no IGBT pode ser encontrada através da expressão (3.56) [14].

$$E_{con_{IGBT}} = I_o \cdot V_{CE_{sat}} \cdot t_{con_{IGBT}} \quad (3.56)$$

Já que as energias dissipadas nas comutações são desprezíveis, a potência média total dissipada é determinada multiplicando-se a energia dissipada na condução pela frequência de comutação, como é expresso em (3.57).

$$P_{tot_{IGBT}} \cong E_{con_{IGBT}} \cdot f_s \quad (3.57)$$

4.3.2. Diodo de roda livre

O diodo de roda livre é dimensionado com uma preocupação especial com o seu tempo de recuperação reversa. Conforme mencionado anteriormente, o tempo de recuperação reversa deste diodo, deve ser o menor possível.

A corrente média máxima para o diodo de roda livre é dada para a razão cíclica de 0,5. A expressão (3.58) apresenta o cálculo desta corrente.

$$I_{D_{RLmedmax}} = \frac{V_{in_{maxpk}}}{2 \cdot \pi \cdot R_o} \quad (3.58)$$

A corrente eficaz máxima para um período de rede é dada pela expressão (3.59).

$$I_{D_{RLefmax}} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{in_{maxpk}}}{8 \cdot R_o} \quad (3.59)$$

A máxima tensão reversa sobre o diodo de roda livre é dada pela máxima tensão de pico da fonte de entrada.

A potência dissipada no diodo de roda livre é dada pela expressão (3.60).

$$P_{Drl} = v_{(TO)} \cdot I_{D_{RLmedmax}} + r_T \cdot I_{D_{RLefmax}}^2 \quad (3.60)$$

Onde $v_{(TO)}$ e r_T são dados obtidos no catálogo do fabricante.

4.3.3. Indutor de saída

A indutância de saída é calculada levando-se em consideração a máxima ondulação da corrente de saída atribuída para o projeto.

A expressão (3.61) é utilizada para o cálculo de L_o com relação à máxima ondulação de corrente de carga, à resistência de saída e à tensão retificada de entrada.

$$L_o = \frac{R_o}{2 \cdot f_s} \cdot \frac{-1}{\ln \left(\frac{V_{in,max} - \Delta I_{o,max} \cdot R_o}{V_{in,max} + \Delta I_{o,max} \cdot R_o} \right)} \quad (3.61)$$

Com o valor da indutância, o projeto do indutor é realizado da seguinte maneira:

Primeiramente, calcula-se o produto de áreas do núcleo para o indutor de filtro de entrada, através da expressão (3.62).

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_o \cdot I_{L_{opk}} \cdot I_{L_{oef}}}{K_w \cdot B_{max} \cdot J_{max}} \quad (3.62)$$

onde: A_e → área efetiva da perna central do núcleo;
 A_w → área da janela;
 L_o → valor da indutância ressonante;
 K_w → fator de enrolamento;
 B_{max} → densidade de fluxo máxima;
 J_{max} → densidade máxima de corrente;
 $I_{L_{opk}}$ → corrente de pico no indutor;
 $I_{L_{oef}}$ → corrente eficaz no indutor.

Com o produto das áreas $A_e \cdot A_w$, escolhe-se um núcleo correspondente, em uma tabela de núcleos, e calcula-se o número de espiras do indutor através da expressão (3.63).

$$N = \frac{L_o \cdot I_{L_{opk}}}{B_{max} \cdot A_e} \quad (3.63)$$

O entreferro total (l_g) pode ser calculado por (3.64):

$$I_g = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{L_o} \quad (3.64)$$

onde: $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$.

A área de cobre total necessária é calculada pela expressão (3.65).

$$A_{Cu} = \frac{I_{L_{ref}}}{J_{max}} \quad (3.65)$$

Levando em consideração o efeito pelicular existente em altas frequências, deve-se calcular o diâmetro máximo do condutor elementar a ser utilizado. A expressão (3.66) apresenta esse cálculo, considerando a temperatura do fio igual a 100 °C. Com o auxílio de uma tabela de fios esmaltados deve-se escolher um condutor, próximo do valor calculado, que possua um diâmetro menor ou igual a este valor.

$$D_{max} = 2 \cdot \Delta \quad (3.66)$$

$$\text{onde: } \Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}}$$

Com a escolha do condutor apropriado, obtém-se a área de cobre deste condutor. Substituindo esse valor, juntamente com o resultado da expressão (3.65) em (3.67), obtém-se o número de condutores em paralelo necessários para implementação do indutor.

$$n = \frac{A_{Cu}}{A_{Fio \text{ escolhido}}} \quad (3.67)$$

Para verificação da possibilidade de construção, as seguintes expressões podem ser empregadas:

Primeiramente, calcula-se a área total de cobre necessária, através da expressão (3.68).

$$A_{Cu_total} = A_{Fio\ escolhido} \cdot N \cdot n \quad (3.68)$$

A possibilidade de execução é dada pela relação entre a área total de cobre necessária e a área da janela do núcleo escolhido.

$$P_{exec} = \frac{A_{Cu_total}}{A_w} \quad (3.69)$$

De acordo com a experiência em indutores com núcleo de ferrite, a possibilidade de execução deve ser menor ou igual a 0,7. Caso a possibilidade de execução ultrapasse este valor, deve-se primeiramente verificar se a densidade de corrente, densidade de fluxo e fator de enrolamento podem ser aumentadas; se não, aumentar o tamanho do núcleo.

É aconselhável a utilização de uma planilha de cálculos (Mathcad) onde exista a possibilidade de variação das constantes e obtenção instantânea dos resultados.

4.4. Circuito snubber

4.4.1. Indutor snubber L_s

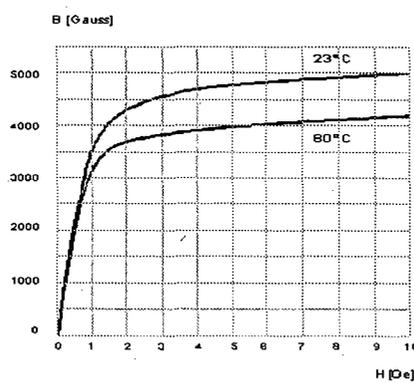
O primeiro elemento que deve ser dimensionado no circuito snubber é o indutor L_s . A função de L_s é retardar o crescimento da corrente no interruptor. O valor da indutância de L_s é calculada levando-se em consideração os elementos envolvidos na entrada em condução do IGBT. Destes elementos, o que possui menor característica de derivada de corrente é o diodo de roda livre (D_{RL}). De acordo com a expressão (3.70), quanto maior a derivada de corrente em L_s , menor será a indutância e conseqüentemente o indutor L_s .

$$L_s \geq \frac{V_{i_{pk}}}{(di/dt)_{D_{RL}}} \quad (3.70)$$

Na prática, é recomendado utilizar um valor de $(di/dt)_{D_{RL}}$ um pouco abaixo do obtido na folha de dados do fabricante, para que o diodo de roda livre não trabalhe próximo do seu limite.

A construção do indutor snubber é realizada de forma que após um tempo finito o indutor sature para um valor de indutância bem pequeno, não influenciando na corrente do interruptor. Este tipo de indutor é chamado Indutor Saturável [4].

Os núcleos de ferrite são apropriados para este tipo de indutor devido a sua baixa intensidade de campo magnético (H_s), no início da densidade de fluxo de saturação (B_s). A Figura 4.3 apresenta uma curva BxH típica para um material de ferrite IP-12R da Thornton [22].



B x H Típica

Figura 4.3: Curva típica BxH para material IP-12R da Thornton.

Para um indutor suportando uma tensão, E , a densidade de fluxo aumenta, movendo-se para a parte superior da curva BxH de acordo com a lei de Faraday apresentada na expressão (3.71).

$$E = N \cdot A_e \cdot \frac{dB}{dt} \quad (3.71)$$

onde: $N \rightarrow$ número de espiras do indutor;

$A_e \rightarrow$ Área efetiva da seção transversal do núcleo;

$dB/dt \rightarrow$ Variação da densidade de fluxo no tempo.

Após um tempo finito a densidade de fluxo alcança o joelho da curva $B \times H$, o núcleo satura e a permeabilidade incremental vai caindo de um valor inicial alto para o valor da permeabilidade do ar ($\mu_{ar} = 1$). A alta permeabilidade inicial, ou seja, alta indutância, limita a corrente. O tempo para que o indutor sature (t_s) deve ser igual ao tempo de queda da tensão do interruptor (t_{fv}). A baixa indutância de saturação permite que a corrente do interruptor aumente até o nível da tensão da carga.

Se a queda de tensão no interruptor é assumida linear, a tensão no indutor é dada por $E \cdot t / t_{fv}$. O tempo t_s no qual o indutor atinge a saturação é dado pela integração da lei de Faraday, apresentada na expressão (3.72).

$$t_s = \frac{2 \cdot N \cdot A_e \cdot B_s}{E} \quad (3.72)$$

para $t_s \leq t_{fv}$.

Onde: $B_s \rightarrow$ densidade de fluxo de saturação do núcleo.

Na saturação, a intensidade da corrente magnetizante, dada pela expressão (3.73), deve ser bem menor, comparada com a intensidade de corrente do interruptor em condução.

$$I_{mag} = \frac{H_s \cdot l_e}{N} \quad (3.73)$$

onde: $H_s \rightarrow$ campo magnético de saturação do núcleo;

$l_e \rightarrow$ comprimento efetivo do núcleo.

Antes da saturação, o valor da indutância é dado pela expressão (3.74).

$$L = \frac{N^2 \cdot A_e}{l_e} \cdot \mu_0 \cdot \mu_i \quad (3.74)$$

onde: $\mu_0 \rightarrow 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$

$\mu_i \rightarrow$ permeabilidade inicial (Ferrites Mn-Zn $\rightarrow \mu_i = 2700$, Ferrites

Ni-Zn $\rightarrow \mu_i = 100$)

Após a saturação, o valor da indutância cai para o valor dado pela expressão (3.75).

$$L_{\text{sat}} = \frac{N^2 \cdot A_e}{l_e} \cdot \mu_0 \quad (3.75)$$

Ou seja, o indutor saturável é projetado para ter uma baixa corrente magnetizante ($I_{\text{mag}} = H_s \cdot l_e / N$) e para saturar após a tensão no interruptor cair próxima de zero na entrada em condução ($E = 2 \cdot B_s \cdot A_e \cdot N / t_{fv}$).

4.4.2. Capacitor snubber C_s

O segundo elemento a ser calculado é o capacitor snubber C_s . Este elemento é determinado buscando-se dois objetivos: a minimização das perdas, no bloqueio do interruptor, que ocorrem devido à corrente de cauda no bloqueio do IGBT e à corrente de pico máxima, neste interruptor, na sua entrada em condução.

Com relação ao primeiro objetivo, este capacitor deve ser grande o suficiente para atrasar o pico de tensão durante a existência da corrente de cauda.

Uma maneira de se obter esta característica é utilizando a expressão (3.76).

$$I_{C_s}(t) = C_s \cdot \frac{\Delta V_{C_s}}{\Delta t} \quad (3.76)$$

onde: ΔV_{C_s} → variação de tensão no capacitor C_s ;

Δt → intervalo de tempo no qual a corrente de cauda do IGBT se anula.

Uma das dificuldades deste método é a obtenção do valor do intervalo de tempo da corrente de cauda, devido à falta de informação nos catálogos dos fabricantes. Entretanto, pode-se ter uma noção deste valor por meio da

simulação numérica de modelos de componentes com características idênticas ou semelhantes ao interruptor a ser utilizado.

Analisando a expressão (3.76), pode-se substituir os seguintes parâmetros: a corrente no capacitor C_s no bloqueio do interruptor é aproximadamente a corrente de saída I_o . O intervalo de tempo Δt é o tempo no qual a corrente de cauda atinge zero (t_{cauda}) e a variação da tensão sobre esse capacitor é igual à tensão de alimentação E . Com esses dados obtém-se a expressão (3.77).

$$C_s = \frac{I_o}{E} \cdot t_{cauda} \quad (3.77)$$

A corrente de saída I_o é dada por $I_o = \frac{D \cdot E}{R_o}$.

Considerando o pior caso, onde a razão cíclica é máxima, obtém-se a expressão (3.78).

$$\boxed{C_s \geq \frac{t_{cauda}}{R_o}} \quad (3.78)$$

O segundo objetivo é caracterizado pela atribuição de um valor máximo para a corrente de pico no interruptor IGBT. A expressão (3.79) mostra a variação da corrente de pico na entrada em condução do IGBT, em função da tensão de pico de entrada e da impedância característica Z . A impedância característica é função da capacitância C_s e da relação n entre os capacitores ($n = C_s/C_o$).

$$I_{Tpk} = di/dt \cdot \left(\frac{L_s}{R_o} + t_{RR} \right) + \frac{V_{ipk}}{Z} \quad (3.79)$$

$$\text{onde: } Z = Z_o \cdot \sqrt{\frac{1+n}{n}} = \sqrt{\frac{L_s}{C_o} \cdot \frac{1+n}{n}} = \sqrt{\frac{L_s}{C_s} \cdot (1+n)}$$

$t_{RR} \rightarrow$ tempo de recuperação reversa do diodo de roda livre D_{RL} .

É importante ressaltar que, quanto maior a impedância característica (Z) do circuito que descarrega C_s , mais lenta será a descarga. Porém, a corrente que flui pelos componentes afetados na comutação será pequena. Reduzindo esta impedância o tempo de resposta do circuito de descarga diminui, porém, o fluxo de corrente também aumenta.

Através da expressão (3.79), com os valores da tensão de alimentação, da indutância L_s calculada anteriormente, da carga R_o , do tempo de recuperação reversa e da derivada de corrente máxima do diodo de roda livre, pode-se construir um ábaco relacionando a corrente de pico máxima no interruptor em função da relação entre os capacitores (n), tendo como parâmetro o capacitor C_s . No exemplo de projeto, que será apresentado no próximo capítulo, onde os valores necessários estão determinados, é possível observar o emprego dessas considerações.

Na prática, costuma-se atribuir uma corrente de pico máxima de aproximadamente três vezes a corrente média no interruptor.

4.4.3. Diodos D_s , D_i e D_o

Para o snubber de Williams, as seguintes considerações são empregadas no projeto dos diodos D_s , D_i e D_o .

O diodo D_s terá que suportar a tensão máxima do capacitor $V_{C_s(max)}$, sendo esta, a tensão no momento em que C_s está completamente carregado, protegendo o interruptor na entrada em condução. Quando o interruptor é bloqueado, D_s conduz toda a corrente de carga até que C_s carregue-se para o seu valor de pico e L_s esteja completamente descarregado.

É importante neste circuito snubber, onde existem algumas etapas ressonantes, que estes diodos sejam de rápida recuperação reversa, prevenindo-se, dessa maneira, a circulação de corrente reversa pelo interruptor e ajudando a reduzir eventuais oscilações no circuito ressonante, estimuladas por estas correntes.

O diodo D_o conduz uma corrente semelhante à corrente de D_i . Estes diodos conduzirão a corrente proveniente de L_s , possíveis recuperações reversas e a corrente que ocorre na transferência da tensão de C_s para C_o .

Conclui-se que o dimensionamento desses diodos deve ser análogo ao do diodo D_s .

4.5. Cálculo térmico

No cálculo térmico, optou-se pela utilização de um único dissipador para os semicondutores que apresentaram a necessidade de utilização deste. Assim, calcula-se as perdas de cada interruptor e após a totalização destas, determina-se o dissipador.

Na Figura 4.4 apresenta-se o circuito térmico equivalente para cada componente e na Figura 4.5 o circuito térmico equivalente para vários dispositivos discretos.

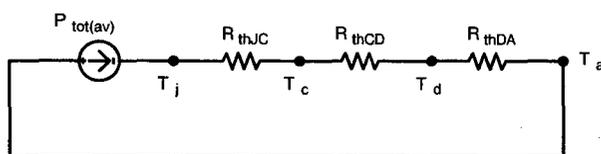


Figura 4.4: Circuito térmico equivalente para um dispositivo discreto.

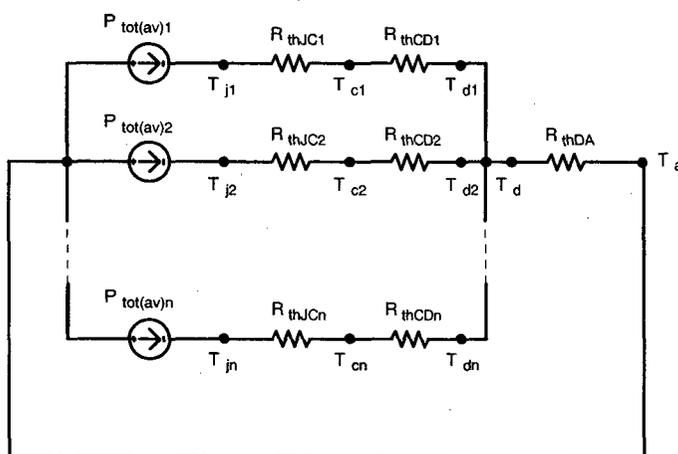


Figura 4.5: Circuito térmico equivalente para vários dispositivos discretos.

A necessidade de dissipador é verificada calculando-se a temperatura de junção do componente sem dissipador e confirmando se esta é maior que a especificada no catálogo do fabricante, conforme (3.80).

$$T_{J_{\text{sem dissipador}}} = T_a + P_D \cdot (R_{thJA} - R_{thJC}) \quad (3.80)$$

As tabelas de fabricantes de componentes geralmente fornecem os valores de R_{thJC} e R_{thCD} . A resistência térmica junção-ambiente (R_{thJA}) é determinada pela expressão (3.81).

$$R_{thJA} = \frac{T_j - T_a}{P} \quad (3.81)$$

Uma metodologia de cálculo para vários semicondutores em um mesmo dissipador é apresentada em [14]. Primeiramente deve-se determinar a temperatura do dissipador (T_d) para cada dispositivo, utilizando a expressão (3.82).

$$T_d = T_j - P \cdot (R_{thJC} - R_{thCD}) \quad (3.82)$$

Logo, deve-se tomar como temperatura do dissipador o menor valor calculado. Na seqüência, calcula-se a resistência térmica do dissipador através da expressão (3.83).

$$R_{thDA} = \frac{T_d - T_a}{P_{total}} \quad (3.83)$$

4.6. Estratégia de modulação

A técnica de modulação empregada é a Modulação por Largura de Pulso (*PWM - Pulse Width Modulation*). Essa técnica é elogiada pela sua fácil implementação e por trabalhar com freqüência fixa, facilitando o projeto dos magnéticos.

A modulação PWM utilizada é feita com freqüência constante, variando-se apenas o tempo em que o interruptor permanece ligado. O sinal de comando é obtido pela comparação de um sinal de controle (modulante) com uma onda periódica (portadora), uma "dente-de-serra". O sinal de controle obtido é fornecido por um divisor resistivo, ajustado pelo usuário através de um potenciômetro de ajuste, que fornece a tensão para comparação com a dente-de-serra.

4.7. Estudo analítico do controle e comando

O interruptor IGBT alia a facilidade de acionamento dos MOSFET's com as pequenas perdas em condução dos transistores bipolares de potência. Por este motivo, os circuitos de comando para IGBT's são considerados de baixa complexidade.

O circuito de comando de gatilho de um IGBT deve permitir uma operação adequada do interruptor nos estados de condução e comutação, tanto na entrada em condução quanto no bloqueio, proporcionando também o isolamento entre o circuito de controle e o circuito de potência, evitando sua possível destruição devido aos diferentes níveis de tensão de coletor e emissor.

Emprega-se neste sistema, para o controle e comando do interruptor IGBT, um circuito composto por um gerador PWM e por um *driver*.

Para a geração do sinal PWM utilizou-se o circuito integrado LM-3524, que é dedicado ao acionamento e controle de fontes chaveadas operando em modulação PWM. Este circuito integrado é o mais popular e o de maior disponibilidade no nosso mercado para geração de sinais PWM.

O driver é uma interface entre o gerador PWM e o interruptor de potência, com a função de adaptar os níveis de corrente e tensão do sinal de comando com o nível necessário ao comando do interruptor e ainda promover uma isolamento galvânica entre o circuito de controle do conversor e as tensões nas quais o interruptor é submetido.

Esta interface entre o 3524 e o IGBT é feita por um driver, que utiliza o circuito integrado da Semikron (SKHI 10op), desenvolvido e amplamente utilizado no INEP. Outra característica desta interface, é que o IGBT é bloqueado com tensão negativa, aumentando a confiabilidade do comando.

4.7.1. CI-3524

A Figura 4.6 apresenta o CI-3524 com os componentes externos utilizados para a geração do sinal PWM desse sistema.

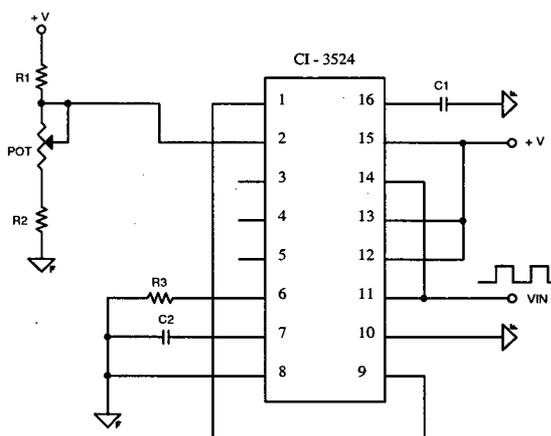


Figura 4.6: Gerador PWM com o CI-3524.

A alimentação (+V) do CI-3524 pode variar de 8 V a 40 V.

Devido à própria natureza do sistema, o controle é feito em malha aberta. Através da referência de tensão, fornecida pelo divisor resistivo (R_1 , POT e R_2), é possível fazer o controle da razão cíclica enviada para o interruptor.

O sinal de referência passa pelo seguidor de tensão formado pelo amplificador operacional de alta impedância existente nos pinos 1 e 2, aproveitando as características de alta impedância de entrada deste.

A seguir são explicados alguns detalhes para dimensionar os componentes externos do circuito da Figura 4.6.

- R_1 e R_2 – promovem um divisor resistivo, juntamente com o potenciômetro (POT) para aproveitar o máximo possível a excursão deste potenciômetro. No caso do CI-3524N, a tensão de comparação com a rampa gerada no pino 7, possui um valor de tensão mínimo de 0,6 V e máximo de 4,0 V. Os valores exatos de R_1 e R_2 podem ser determinados pelas expressões (3.84) e (3.85).

$$R_1 = R_{\text{POT}} \cdot \frac{(+V - V_{\text{max}}) \cdot (+V - V_{\text{min}})}{+V \cdot (V_{\text{max}} - V_{\text{min}})} \quad (3.84)$$

$$R_2 = R_{\text{POT}} \cdot \frac{V_{\text{min}} \cdot (+V - V_{\text{max}})}{+V \cdot (V_{\text{max}} - V_{\text{min}})} \quad (3.85)$$

- R_3 e C_2 – definem a frequência de operação. O limite usual é de 500 kHz. A frequência de operação é dada pela expressão abaixo:

$$f_s = \frac{1,18}{R_T \cdot C_T} \quad (3.86)$$

- C_1 – recomenda-se o uso de um capacitor de 100 nF para desacoplamento.

O CI-3524 possui duas saídas independentes em coletor aberto que podem fornecer uma corrente máxima de 100 mA.

Informações detalhadas sobre o integrado 3524 estão contidas nos dados técnicos fornecidos pelos fabricantes [24].

4.7.2. DRIVER SKHI-10op

O driver SKHI-10op, largamente utilizado no INEP, é um dispositivo que oferece ótimas características no uso de MOSFET's e IGBT's. Este driver, além das características citadas anteriormente, provê os seguintes recursos para oferecer maior confiabilidade no emprego do interruptor:

- Detecção de tensão V_{CE} , de maneira a evitar queima do interruptor;
- Proteção contra curto-circuito na carga.

Uma foto do driver SKHI 10op é apresentada na Figura 4.7.

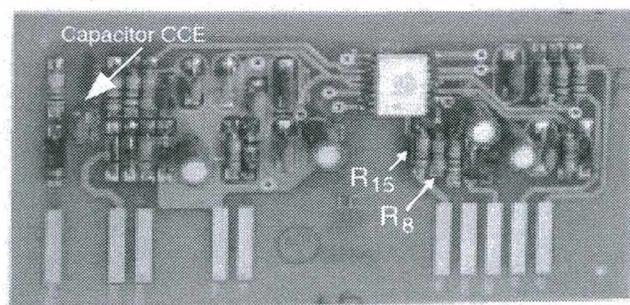


Figura 4.7: Driver SKHi 10op – INEP.

É importante ressaltar que este driver necessita de alimentação de 15 V e 24 V.

Os terminais do driver, tomando como base a Figura 4.7, vistos da direita para a esquerda, são descritos a seguir:

- ERR: Terminal para sinalização de erro no driver. Normalmente possui +15 V e na ocasião de alguma falha, a tensão cai a zero;
- Vs: Alimentação de +15 V do driver;
- RST: Usado para reiniciar o driver em caso de falha;
- GND: Referência de alimentação da fonte de +15 V;
- VIN: Sinal de entrada vindo do gerador PWM;
- VS: Alimentação de +24 V do driver;
- REF: Referência de alimentação da fonte de +24 V;
- EMISSOR: Terminal para ligação do Emissor do IGBT;
- GATE: Terminal para ligação do Gate do IGBT;
- COLETOR: Terminal para ligação do Coletor do IGBT.

Utilizando-se o terminal ERR do driver, elaborou-se um pequeno circuito para sinalização da ocorrência de algum tipo de falha, apresentado na Figura 4.8. Através do transistor de sinal PNP, um LED é acionado quando a tensão na base do PNP cai a zero.

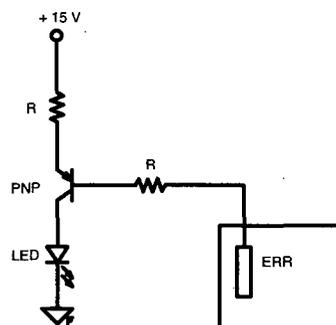


Figura 4.8: Circuito de sinalização de falha no driver.

Os resistores de valor igual a 1 k Ω , são para polarização do transistor, sendo este um PNP, o BC-556.

O driver SKHi 10op foi considerando como um bloco externo ao dimensionamento do sistema. Pressupôs-se que ao colocar um sinal de comando de uma certa amplitude, passando pelo divisor resistivo formado por

R_{15} e R_8 (Figura 4.7), fornecendo +5 V no pino 1 do CI-HP316J, ter-se-ia na saída o comando de gatilho com todos os pré-requisitos necessários para o bom funcionamento do comando. Por este motivo, neste trabalho não entrar-se-á em maiores detalhes sobre o funcionamento desta interface. Maiores informações podem ser obtidas em relatórios internos do INEP [17].

4.8. Fonte auxiliar

A fonte auxiliar utilizada para a alimentação dos circuitos de comando e controle é apresentada na Figura 4.9.

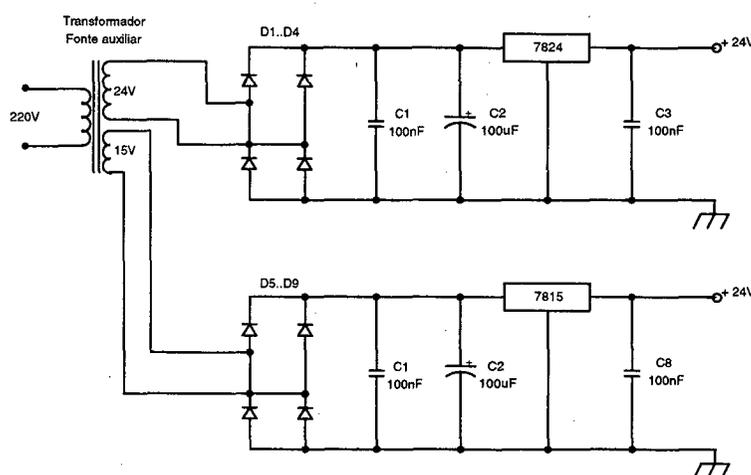


Figura 4.9: Fonte auxiliar de +15 V e +24 V.

A fonte é do tipo linear tradicional, composta por um transformador de baixa frequência, um regulador linear para cada tensão de saída, uma ponte de diodos e alguns capacitores.

4.9. Proteções

Para se garantir o bom funcionamento, a confiabilidade e a segurança do conversor, alguns dispositivos de proteção devem ser implementados.

Os sistemas de proteção geralmente empregados em um conversor são o de partida progressiva (*soft-start*), curto-circuito na carga, sobrecorrente, sobretensão e surto de tensão na entrada. Para este projeto os circuitos de proteção a serem implementados são:

- Partida progressiva;

- Proteção contra surto de tensão na entrada;
- Proteção contra curto-circuito na carga;
- Proteção de sobrecorrente no interruptor.

4.9.1. Partida progressiva

O circuito de partida progressiva tem a finalidade de promover um crescimento progressivo da razão cíclica, desde zero até o valor em que esta esteja estabelecida no momento da partida. Caso contrário há o risco de destruição do interruptor e demais componentes do circuito por excesso de corrente ou tensão (*overshoot*) nestes.

Um circuito recomendado para ser empregado com o CI-3524 está representado na Figura 4.10 cujo funcionamento é descrito a seguir [18].

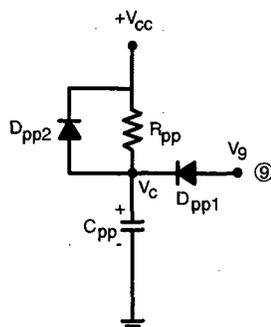


Figura 4.10: Circuito para realizar a partida progressiva.

Quando a fonte é energizada, $V_g = V_c = 0$ e a razão cíclica é nula. Na medida que C_{pp} se carrega pelo resistor R_{pp} a razão cíclica progride exponencialmente enquanto D_{pp1} se mantiver polarizado. Quando $V_c = V_g$, o sistema passa a ser comandado pelo potenciômetro do divisor resistivo apresentado na Figura 4.6. O circuito *Soft-Start* fica isolado pelo diodo D_{pp1} . Quando a fonte é desligada, C_{pp} se descarrega rapidamente via D_{pp2} .

A tensão no capacitor C_{pp} é dada pela expressão (3.87).

$$V_c = V_{cc} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{R_{pp} \cdot C_{pp}}} \right) \quad (3.87)$$

Para efeito de proteção, normalmente considera-se $t=1$ s e $V_c=10$ V, calculando-se assim o valor de R_{pp} , para um determinado valor de C_{pp} da ordem de poucos microfarads.

4.9.2. Proteção contra surto de tensão

As muitas vantagens do uso de semicondutores se opõem ao inconveniente da grande sensibilidade a sobretensão do material semiconductor.

Os principais tipos de transientes que ocorrem em linhas de transmissão têm origem em descargas atmosféricas ou em chaveamentos que ocorrem nas linhas. São importantes devido às amplitudes e energia das ondas, que provocam sérios problemas em equipamentos

Atualmente, em sistemas de baixa tensão, existem vários tipos de protetores:

- Transformadores isoladores / neutralizadores;
- Indutores;
- Centelhadores;
- MOV - Varistores de Óxido Metálico;
- Componentes Semicondutores:
 - diodos zener
 - diodos retificadores
 - diodos tranzorb's
 - tiristores
- PTC's (Resistor com Coeficiente Positivo de Temperatura);
- Fusíveis Térmicos;
- Capacitores.

Esses componentes são usados isolados ou em associação, formando protetores híbridos, sendo os mais utilizados, os descritos abaixo:

O Centelhador opera como uma chave dependente da tensão. Quando a tensão supera seu valor de "corte" (operação), um arco é criado entre seus terminais, oferecendo um caminho de baixa impedância, pelo pino de menor resistência que deverá estar conectado ao terra. Esta operação oferece

proteção a sistemas eletro-eletrônicos contra surtos de corrente e tensão, permitindo que o sistema opere em seus níveis normais.

O Tranzorb é especificamente designado para proteção de circuitos eletrônicos contra transientes e sobretensões. É um componente de silício que opera pelo princípio "avalanche", trabalhando na configuração uni ou bi-direcional. Possui alta velocidade de resposta e grande precisão em seu nível de corte.

O Varistor (**V**ariable **R**esistor) é um resistor dependente da tensão, com características de V/I simétricas, ou seja, quanto maior a tensão aplicada sobre ele, menor será sua resistência, conseqüentemente maior a corrente drenada por ele. Protege sistemas eletrônicos contra surtos de tensão e corrente através da absorção de energia. Uma curva V/I típica é apresentada na Figura 4.11.

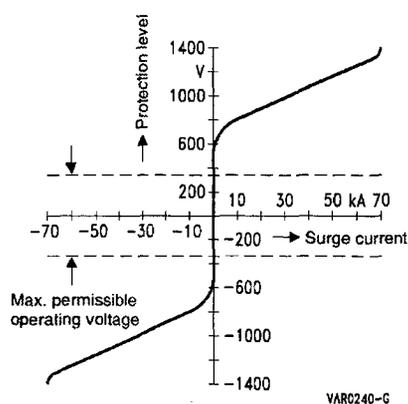


Figura 4.11: Curva V/I típica de um varistores de óxido metálico, usando como exemplo o SIOV-B60K220.

Neste trabalho optou-se por utilizar o Varistor, para proteção contra eventuais surtos de tensão, por se tratar de um circuito monofásico de potência.

Os principais tipos de varistores são: varistores SiC e varistores de óxido metálico.

Os *Varistores SiC* (carboneto de silício), são varistores convencionais de linha, que se forem ligados permanentemente à rede admitem uma corrente de fuga, a qual causa sobreaquecimento do varistor e por isso ele precisa estar ligado com um centelhador em série.

Os *Varistores ZnO* (óxido de zinco) são varistores feitos de cerâmica de alta tecnologia que, além de ZnO, possuem Bi/Co/Al/Sn. O tempo de resposta deste tipo de varistor está na casa de alguns nanosegundos. Portanto, são extremamente rápidos. Podem ser usados em combinação com um centelhador em série. Porém, esta associação tem como desvantagem à possibilidade de queima do varistor.

A configuração mais utilizada no uso dos varistores é em paralelo com o sistema a ser protegido, conforme apresentado na Figura 4.12.

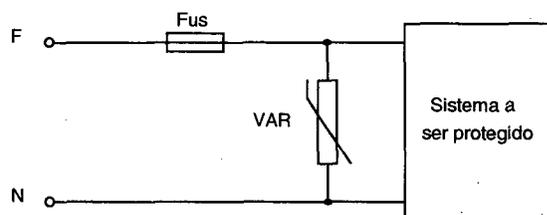


Figura 4.12: Proteção em um circuito monofásico CA/CC a varistor.

A seleção de um varistor pode ser realizada de acordo com alguns critérios a serem considerados [21], podendo ser efetuados em três passos:

Primeiro passo de seleção: Para alcançar o nível de proteção mais baixo possível, deve-se determinar, na tabela do tipo standard (recomendado para surto de tensão) os varistores com a máxima tensão de serviço permitida (sensorial ou contínua), igual ou pouco maior que a tensão de serviço em cada caso.

Nesta seleção, deve-se ter em conta a tolerância atribuída à tensão de entrada do sistema. É importante ressaltar que a dissipação de potência no varistor aumenta fortemente com a tensão de serviço (um aumento de tensão de 10% multiplica por 15 a dissipação da potência).

Evidentemente qualquer varistor com maior tensão de serviço pode ser também escolhido. Esse procedimento, por exemplo, é usado em casos nos

quais uma corrente de fuga extremamente pequena é mais importante que o nível de proteção mais baixo possível.

Segundo passo de seleção: Mediante a determinação, no passo anterior, de seleção da máxima tensão de serviço permitida, reduz-se a escolha do melhor varistor de toda a tabela apenas entre os de mesma tensão máxima de serviço.

Na seqüência deve-se examinar, com o circuito que o varistor deve proteger, a quais cargas pode ser submetido o varistor.

Esses valores de carga comparam-se com os valores máximos permitidos das tabelas. Somente podem ser escolhidos os varistores, cujos máximos valores permitidos de corrente de choque (surto) sejam superiores aos indicados no catálogo.

A máxima corrente de choque permissível do varistor depende da duração do impulso de corrente e do número de repetições requeridas. Considerando ambos os parâmetros pode-se obter esta corrente dos dados do componente.

O projeto do varistor para o sistema a ser implementado, considerando os passos citados, é apresentado no Capítulo V.

4.9.3. Proteção contra curto-circuito na carga

Conforme mencionado anteriormente o driver SKHi 10op já possui um sistema de proteção contra curto-circuito no interruptor.

Através do capacitor CCE, apontado na Figura 4.7, é possível ajustar uma constante de tempo para esta proteção. Essa constante de tempo é chamada de constante de tempo de falha. Caso uma falha ocorra por um tempo maior que o tempo dimensionado por essa constante, o driver inibe o sinal de comando para o IGBT, sendo necessário reiniciá-lo para retornar seu funcionamento.

Neste trabalho, o capacitor CCE teve seu valor padrão (560 pF) previamente modificado (100 pF) para aumentar a sensibilidade na ocorrência de alguma falha, protegendo de maneira mais contundente o IGBT.

4.9.4. Proteção contra sobrecorrente

O circuito de proteção de sobre-corrente é um sistema que tem a função de proteger o IGBT sob uma determinada condição de falha. O método utilizado neste projeto é o método de detecção direta com proteção no emissor do IGBT.

Para o sensoriamento da corrente, devido ao elevado nível de corrente (da ordem de 70 A de pico), utiliza-se um transdutor de efeito hall.

A topologia proposta para este projeto é apresentada na Figura 4.13.

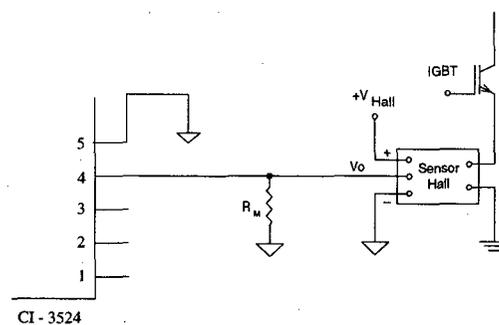


Figura 4.13: Circuito de proteção contra sobrecorrente.

Uma sobrecorrente no IGBT provoca uma diferença de potencial na saída do transdutor (V_o), proporcional ao valor da resistência de R_M , que é enviada ao pino 5 do CI-3524. Os pinos 4 e 5 do CI-3524 são as entradas do amplificador de erro que têm a função de inibir o sinal de saída, caso a diferença de potencial entre estes seja maior que 0,2 V. Deve-se tomar cuidado para assegurar que a variação da tensão de modo comum não ultrapasse o intervalo de -0,7 V a +1,0 V.

O transdutor de efeito Hall é um dispositivo que produz uma tensão, denominada tensão Hall (V_H), proporcional ao produto entre a corrente que atravessa o dispositivo e a componente perpendicular do campo magnético incidente.

Particularmente, quando aplicamos uma fonte de corrente constante, através do dispositivo Hall, obtém-se uma variação da tensão Hall proporcional a uma variação na componente perpendicular do campo magnético que flui através do transdutor. Isto pode ser expresso por (3.88).

$$V_H = k \cdot I \cdot \text{sen}(\theta) \quad (3.88)$$

onde: V_H → tensão produzida pelo sensor (Tensão Hall);

k → constante de proporcionalidade determinada prioritariamente pela geometria do elemento Hall;

I → corrente que é aplicada sobre o sensor, a fim de garantir o seu funcionamento;

$\text{sen}(\theta)$ → componente do campo magnético perpendicular à superfície do elemento Hall.

A montagem dos sensores de corrente baseados em efeito Hall é feita, via de regra, em um circuito magnético fechado que integra o campo magnético gerado pela corrente medida, de modo que este incida sobre o elemento Hall perpendicularmente.

4.10. Filtros

Os filtros a serem utilizados nesse trabalho são:

- Filtro de alta frequência de entrada;
- Filtro de EMI.

4.10.1. Filtro de entrada

Com a finalidade de se obter alto fator de potência na entrada do conversor, torna-se necessária a utilização de um filtro de alta frequência para filtrar as harmônicas de corrente na ordem da frequência de comutação. O filtro de alta frequência de entrada adotado é o tradicional LC, apresentado na Figura 4.14. Este filtro é composto pela indutância L_f e a capacitância C_f . A disposição desses componentes, conforme ilustrado, é importante no sentido de evitar as componentes de alta frequência nos diodos da ponte retificadora.

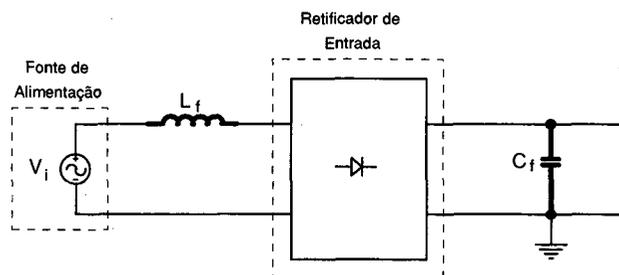


Figura 4.14: Filtro LC de entrada do conversor.

Uma metodologia de projeto para o filtro [27] é descrita a seguir.

Posiciona-se o pólo do filtro LC de entrada uma década abaixo da frequência de comutação.

Assim:

$$f_c = \frac{f_s}{10} \quad (3.89)$$

Deve-se ter uma relação entre a frequência da rede e a frequência de corte maior que 50, para garantir um defasamento mínimo entre a tensão e a corrente de entrada. É conveniente também, adotar um fator de amortecimento ξ entre 0,7 e 1.

A capacitância do filtro pode ser determinada através da expressão (3.90).

$$C_f = \frac{1}{2 \cdot \xi \cdot \omega_c \cdot R_{eq}} \quad (3.90)$$

sendo: $\omega_c = 2 \cdot \pi \cdot f_c$

O valor da resistência equivalente de entrada (R_{eq}) é determinado pela relação entre a tensão de entrada de pico e a corrente de pico da entrada.

$$R_{eq} = \frac{V_{i_{pk}}}{I_{E_{pk}}} \quad (3.91)$$

A partir da capacitância pode ser calculada a indutância do filtro.

$$L_f = \frac{1}{C_f \cdot \omega_c^2} \quad (3.92)$$

Com o valor da indutância, o projeto do indutor é realizado de maneira análoga ao indutor calculado para L_o no item 4.3.3.

4.10.2. Filtro de EMI

As interferências por rádio-freqüência podem ser transmitidas por radiação direta ou por condução, através dos terminais de entrada e de saída.

A radiação para o exterior pode ser suprimida colocando-se a fonte dentro de uma caixa metálica, devidamente perfurada para permitir a evacuação do calor (blindagem).

As interferências que são transmitidas pelos terminais são mais difíceis de serem suprimidas. A preocupação maior é com a interferência que a fonte produz nos terminais de entrada, que acabam se propagando para outros equipamentos, podendo provocar ruídos e mau funcionamento.

Os níveis de interferência conduzida que uma fonte chaveada pode gerar são estabelecidos por normas internacionais (CISPR22). Tais níveis são especificados para freqüências maiores que 150 kHz e menores que 30 MHz. A amplitude aceita de cada harmônica dentro desta faixa de freqüência pode ser maior ou menor, dependendo do rigor de cada norma e da finalidade de aplicação da fonte em estudo. A princípio, um nível de interferência menor que +54 dB/ μ V é aceito em quase todos os países.

Propõe-se para este trabalho, a metodologia descrita em [15] aliada a experiência obtida ao longo dos anos no INEP no projeto de fontes chaveadas para equipamentos de telecomunicações, onde as normas são muito exigentes.

Tal filtro é constituído por quatro capacitores, dois capacitores C_x , dois capacitores C_y e por dois indutores construídos com um núcleo toroidal de ferrite.

Os indutores L_1 e L_2 são divididos em dois núcleos devido à necessidade de uma indutância de valor elevado para o indutor choke.

Os dois indutores acoplados são enrolados de tal modo que, para a corrente principal, positiva em um lado e negativa no outro, a indutância resultante é igual à indutância total de dispersão. Com o emprego de um núcleo toroidal, a dispersão torna-se praticamente nula. Logo, se os dois enrolamentos forem iguais em número de espiras, o núcleo não saturará e a oposição à corrente principal será nula. Já a oposição às correntes parasitas será igual ao dobro da indutância medida de um dos lados. Neste fato reside o emprego de dois indutores acoplados (em um único núcleo).

O filtro colocado no circuito é apresentado na Figura 4.15.

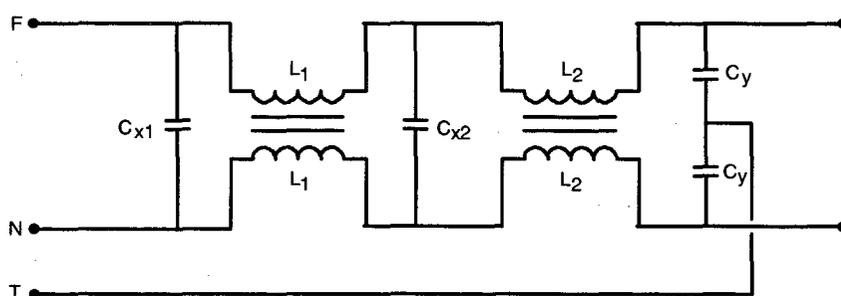


Figura 4.15: Filtro para EMI.

Para o cálculo do indutor de modo comum emprega-se a metodologia de cálculo em [15].

4.11. Conclusão

Apresentou-se, neste capítulo, a definição das estratégias de projeto dos elementos do sistema.

Para o projeto do indutor snubber, optou-se pela implementação de um indutor saturável. A grande vantagem deste em relação aos indutores convencionais é devido ao pequeno valor da indutância após a saturação. Podendo-se considerar desprezível a influência do indutor na corrente do interruptor em condução, diminuindo as perdas associadas ao circuito snubber.

No projeto do capacitor snubber, procurou-se uma estratégia de projeto que contemplasse a real necessidade deste capacitor. Primeiramente, o capacitor C_s deve ser suficientemente grande para atrasar o pico de tensão no IGBT durante o tempo em que a corrente de cauda deste interruptor existe,

diminuindo assim as perdas no IGBT. Para a metodologia apresentada, a maior dificuldade consiste em obter o tempo especificado, porém ajustes práticos podem ser realizados a fim de se obter melhores resultados. O segundo objetivo, leva em consideração a influência deste capacitor no valor da corrente de pico no interruptor.

A modulação PWM, escolhida como estratégia de modulação, implementada através do CI-3524, apresenta como principais vantagens: fácil implementação, ótima capacidade de controle (praticamente de 0 a 100%), baixo custo, baixa susceptibilidade a ruídos e possibilidade de implementação das proteções de maneira simplificada.

Os circuitos de proteção e filtros apresentados tiveram sua metodologia de projeto baseada na experiência que o INEP possui com a utilização destes em diversos equipamentos projetados.

CAPITULO V

METODOLOGIA E EXEMPLO DE PROJETO

5.1. Introdução

Nos capítulos anteriores, foram apresentadas as etapas de funcionamento do conversor para uma análise qualitativa do circuito. Uma análise quantitativa também foi apresentada, na definição das estratégias do sistema. Estas análises apresentam subsídios para o entendimento da lógica do sistema apresentado, entretanto, é necessário consolidar este estudo de maneira prática.

O objetivo deste capítulo é fornecer uma metodologia de projeto dos componentes do estágio de potência, controle e circuitos auxiliares, fornecendo as diretrizes básicas para o projeto completo do sistema apresentado.

5.2. Definição da estratégia de procedimento de projeto

Para uma visualização mais ampla da estratégia que será empregada na seqüência de projeto do sistema, apresenta-se, na Figura 5.1, um organograma no qual se pode visualizar a interdependência de cada bloco do sistema para a seqüência de projeto.

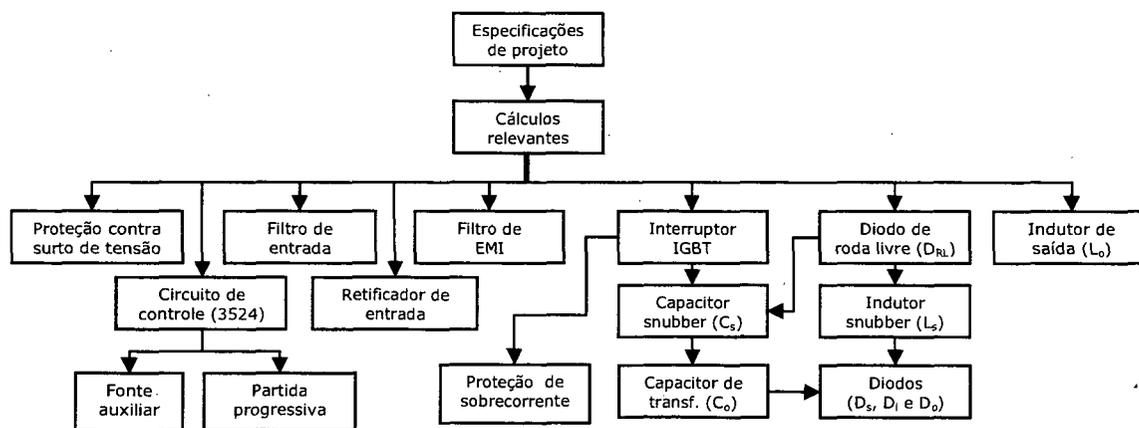


Figura 5.1: Diagrama para seqüência de projeto do sistema.

Na seqüência, é apresentado um exemplo de projeto onde é possível verificar a metodologia utilizada no cálculo de cada bloco apresentado na Figura 5.1.

5.3. Especificações de projeto

5.3.1. Especificação da rede elétrica

Tensão de entrada nominal: $V_{in_{nom}} = 220 \text{ V} \pm 20\%$

Freqüência da rede: $f_r = 60 \text{ Hz}$

5.3.2. Especificação do conversor

Freqüência de comutação: $f_s = 25 \text{ kHz}$

Ondulação da corrente de entrada: $\Delta I_{in} = 10\%$

Ondulação da corrente de saída: $\Delta I_o = 10\%$

Rendimento mínimo: $\eta = 95\%$

5.3.3. Especificação da carga

Potência de saída nominal: $P_o = 5 \text{ kW}$

5.4. Cálculos relevantes

Tensão de entrada nominal de pico: $V_{in_{nompk}} = \sqrt{2} \cdot V_{in_{nom}} = 311,127 \text{ V}$

Tensão de entrada máxima de pico: $V_{in_{maxpk}} = \sqrt{2} \cdot V_{in_{max}} = 373,352 \text{ V}$

Tensão de entrada mínima de pico: $V_{in_{minpk}} = \sqrt{2} \cdot V_{in_{min}} = 248,902 \text{ V}$

Corrente de entrada nominal eficaz: $I_{in_{nomef}} = \frac{P_o}{\eta \cdot V_{in_{nom}}} = 23,923 \text{ A}$

Corrente de entrada nominal de pico: $I_{in_{nompk}} = \sqrt{2} \cdot I_{in_{nomef}} = 33,833 \text{ A}$

$$\text{Corrente de entrada máxima eficaz: } I_{in,max,ef} = \frac{P_o}{\eta \cdot V_{in,min}} = 29,904 \text{ A}$$

$$\text{Corrente de entrada máxima de pico: } I_{in,max,pk} = \sqrt{2} \cdot I_{in,max,ef} = 42,291 \text{ A}$$

$$\text{Ondulação da corrente de entrada: } \Delta I_{in} = \Delta I_{in,\%} \cdot I_{in,max,pk} = 4,291 \text{ A}$$

$$\text{Tensão de saída nominal eficaz: } V_o = 220 \text{ V}$$

$$\text{Corrente de saída nominal eficaz: } I_o = \frac{P_o}{V_o} = 22,727 \text{ A}$$

$$\text{Máxima ondulação da corrente de saída: } \Delta I_o = I_o \cdot \Delta I_o(\%) = 2,272 \text{ A}$$

$$\text{Corrente de saída máxima eficaz: } I_{o,max,ef} = \frac{P_o}{V_{in,min}} = 28,409 \text{ A}$$

$$\text{Resistência de carga nominal: } R_o = \frac{V_o}{I_o} = 9,68 \Omega$$

5.5. Projeto do circuito retificador de entrada

$$\text{Corrente média em cada diodo: } I_{Dr,med} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot I_{in,max,ef} = 13,462 \text{ A}$$

$$\text{Corrente eficaz em cada diodo: } I_{Dr,ef} = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot I_{in,max,ef} = 21,146 \text{ A}$$

$$\text{Tensão reversa máxima: } V_{Dr,max} = V_{in,max,pk} = 373,352 \text{ V}$$

Para a implementação prática da ponte de diodos optou-se por uma ponte de diodos da Semikron, cujos principais dados são apresentados a seguir:

Ponte de diodos da Semikron SKB 30/08

Corrente máxima: 30 A para $T = 98 \text{ }^\circ\text{C}$

Tensão reversa máxima: 800 V

Resistência de condução mínima: 0,5 Ω

Resistência térmica junção-coletor: 0,7 $^\circ\text{C/W}$

Resistência térmica cápsula-dissipador: 0,1 $^\circ\text{C/W}$

Resistência térmica junção-ambiente: 8,5 $^\circ\text{C/W}$

Força eletromotriz: 0,85 V

Resistência: 12 mΩ

Máxima temperatura da junção: 150 °C.

Potência dissipada em cada diodo da ponte:

$$P_{Dr} = V_{(TO)} \cdot I_{Dr_{med}} + r_T \cdot I_{Dr_{ef}}^2 = 16,808 \text{ W}$$

Potência dissipada a cada ciclo de rede na ponte:

$$P_{Ponte} = 2 \cdot P_{Dr} = 33,616 \text{ W}$$

Verificação da necessidade de dissipador:

$$T_{j_{sem\ dissipador}} = T_a + P_{Dr} \cdot (R_{thJA} - R_{thJC}) = 312,205 \text{ °C} \rightarrow \text{é necessário dissipador.}$$

$$\text{Temperatura no dissipador: } T_{D_{Dr}} = T_j - P_{Ponte} \cdot (R_{thJC} + R_{thCD}) = 123,107 \text{ °C}$$

5.6. Célula de comutação

5.6.1. Interruptor IGBT de potência

$$\text{Corrente média para um período de rede: } I_{T_{med}} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_{in_{maxpk}}}{R_o} = 24,554 \text{ A}$$

$$\text{Corrente eficaz para um período de rede: } I_{T_{ef}} = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \frac{V_{in_{nompk}}}{R_o} = 22,727 \text{ A}$$

$$\text{Tensão máxima: } V_{IGBT_{max}} = V_{in_{maxpk}} = 373,352 \text{ V}$$

Pelos esforços de tensão, corrente e pela frequência de comutação escolheu-se o IGBT de 4ª geração da International Rectifier IRG4PSC71U, cujas principais características são:

Tensão coletor-emissor: 600 V

Tensão de saturação coletor-emissor: 1,67 V

Corrente de coletor para $T = 100 \text{ °C}$: 30 A (25 kHz)

Máxima temperatura de junção: 150 °C

Resistência térmica junção-cápsula: 0,36 °C/W

Resistência térmica cápsula-dissipador: 0,24 °C/W

Resistência térmica junção-ambiente: 38 °C/W

Tempo de subida (rise time) @ 150 °C: 49 ns

Tempo de descida (fall time) @ 150 °C: 129 ns

Tensão coletor-emissor de saturação: 1,65 V

$$\text{Energia dissipada no IGBT em condução: } E_{T_{\text{cond}}} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_{\text{in,max,pk}} \cdot V_{\text{CE,sat}}}{R_o \cdot f_s} = 1,621 \text{ mJ}$$

$$\text{Potência total dissipada no IGBT: } P_T = E_{T_{\text{cond}}} \cdot f_s = 40,514 \text{ W}$$

Cálculo da temperatura no dissipador:

$$T_{D_T} = T_j - P_T \cdot (R_{\text{thJC}} + R_{\text{thCD}}) = 125,691 \text{ °C}$$

5.6.2. Diodo de roda livre

$$\text{Corrente média para um período de rede: } I_{D_{\text{RL,med,max}}} = \frac{V_{\text{in,max,pk}}}{2 \cdot \pi \cdot R_o} = 6,139 \text{ A}$$

$$\text{Corrente eficaz para um período de rede: } I_{D_{\text{RL,ef,max}}} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{\text{in,max,pk}}}{8 \cdot R_o} = 6,818 \text{ A}$$

$$\text{Tensão máxima: } V_{D_{\text{RL}}} = V_{\text{in,max,pk}} = 373,352 \text{ V}$$

As principais características do diodo de roda livre escolhido são:

Diodo: International Rectifier HFA25PB60

Corrente contínua direta: 25 A para $T = 100 \text{ °C}$

Tensão reversa máxima: 600 V

Resistência térmica junção-coletor: 0,83 °C/W

Resistência térmica cápsula-dissipador: 0,25 °C/W

Resistência térmica junção-ambiente: 40 °C/W

Máxima temperatura da junção: 150 °C.

Tensão de condução: $v_{(TO)} = 1,3 \text{ V}$

Derivada máxima de corrente máxima: 250 A/ μ s

$$\text{Potência dissipada: } P_{D_{RL}} = v_{(TO)} \cdot I_{D_{RL,med}} = 7,98 \text{ W}$$

Verificação da necessidade de dissipador:

$$T_{J_{sem\ dissipador}} = T_a + P_{D_{RL}} \cdot (R_{thJA} - R_{thJC}) = 55,666 \text{ }^\circ\text{C} \rightarrow \text{não é necessário dissipador.}$$

5.6.3. Indutor de saída

$$\text{Indutância: } L_o = \frac{R_o}{2 \cdot f_s} \cdot \frac{-1}{\ln \left(\frac{V_{in,max} - \Delta I_{o,max} \cdot R_o}{V_{in,max} + \Delta I_{o,max} \cdot R_o} \right)} = 1,159 \text{ mH}$$

$$\text{Corrente eficaz: } I_{L_{oef}} = I_{oef} = 22,7 \text{ A}$$

$$\text{Corrente de pico no } I_{L_{opk}} = I_{oef} + \Delta I_o = 24,97 \text{ A}$$

$$\text{Produto das áreas: } A_e \cdot A_w = \frac{L_o \cdot I_{L_{opk}} \cdot I_{L_{oef}}}{K_w \cdot B_{max} \cdot J_{max}} = 53,983 \text{ cm}^4$$

onde: $B_{max} = 0,4 \text{ T} \rightarrow$ Densidade de fluxo magnético máximo;

$k_w = 0,7 \rightarrow$ Fator de enrolamento;

$J_{max} = 450 \text{ A/cm}^2 \rightarrow$ Densidade de corrente máxima.

Escolhe-se o núcleo do tipo E - NT-76 da Thornton:

$$A_e = 1290 \text{ mm}^2$$

$$A_w = 700 \text{ mm}^2$$

$$A_e A_w = 90,322 \text{ cm}^4$$

$$\text{Número de espiras: } N = \frac{L_o \cdot I_{L_{opk}}}{B_{max} \cdot A_e} = 58 \text{ espiras}$$

$$\text{Entreferro total: } l_g = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{L_o} = 0,455 \text{ cm}$$

$$\text{Área de cobre total: } A_{\text{Cu}} = \frac{I_{\text{L,ef}}}{J_{\text{max}}} = 5,044 \text{ mm}^2$$

$$\text{Diâmetro máximo do condutor: } D_{\text{max}} = 2 \cdot \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} = 0,095 \text{ cm}$$

Pela tabela de fios, observa-se que o diâmetro máximo calculado corresponde ao fio 19 AWG. Para facilitar o enrolamento, escolheu-se o fio 24 AWG cuja seção é $S_{\text{Cu}} = 0,209 \text{ mm}^2$.

$$\text{Número de condutores em paralelo: } n = \frac{A_{\text{Cu}}}{A_{\text{Fio escolhido}}} \cong 25 \text{ condutores}$$

$$\text{Área de cobre total: } A_{\text{Cu total}} = A_{\text{Fio escolhido}} \cdot N \cdot n = 374,97 \text{ mm}^2$$

$$\text{Possibilidade de execução: } P_{\text{exec}} = \frac{A_{\text{Cu total}}}{A_w} = 0,536$$

De acordo com a experiência em indutores com núcleo de ferrite, a possibilidade de execução deve ser menor ou igual a 0,7.

5.7. Projeto do circuito snubber

5.7.1. Indutor Snubber

Adotando-se um valor de di/dt máximo para o diodo de roda livre de 200 A/ μ s, tem-se a indutância:

$$L_s \geq \frac{V_{i_{pk}}}{(di/dt)_{D_{RL}}} = \frac{\sqrt{2} \cdot 220 \text{ V}}{200 \text{ A}/\mu\text{s}} = 1,55 \mu\text{H}$$

$$\text{Corrente eficaz no indutor: } I_{L_{s,ef}} = I_{i_{n,ef}} = 23,923 \text{ A}$$

$$\text{Corrente de pico no indutor: } I_{L_{s,pk}} \cong 3 \cdot I_{L_{s,ef}} \cong 72 \text{ A}$$

$$\text{Produto das áreas: } A_e \cdot A_w = \frac{L_s \cdot I_{Ls_{pk}} \cdot I_{Ls_{ef}}}{K_w \cdot B_{\max} \cdot J_{\max}} = 0,461 \text{ cm}^4$$

onde: $B_{\max} = 0,35 \text{ T}$ → Densidade de fluxo magnético máximo;

$K_w = 0,4$ → Fator de enrolamento;

$J_{\max} = 400 \text{ A/cm}^2$ → Densidade de corrente máxima.

Escolhe-se o núcleo do tipo E - NT-30/07 da Thornton:

$$A_e = 60 \text{ mm}^2$$

$$A_w = 80 \text{ mm}^2$$

$$A_e A_w = 0,48 \text{ cm}^4$$

$$l_e = 67 \text{ mm}$$

Tensão máxima sobre o indutor snubber: $V_s = 400 \text{ V}$

Tempo de queda da tensão no interruptor: $t_{fv} = 129 \text{ ns}$

$$\text{Cálculo do número de espiras: } N = \frac{V_s \cdot t_{fv}}{2 \cdot A_e \cdot B_{\max}} = 1,229 \text{ espiras}$$

Adota-se $N = 2$.

$$\text{Cálculo da indutância antes da saturação: } L_s = A_L \cdot N^2 = 7 \text{ } \mu\text{H}$$

onde: A_L → Fator de indutância do núcleo ($A_L = 1750 \text{ nH}$ para núcleos de ferrite tipo E).

$$\text{Cálculo da indutância após a saturação: } L_{s_{\text{sat}}} = \frac{\mu_0 \cdot A_e}{l_e} \cdot N^2 = 4,5 \text{ nH}$$

Força de magnetização necessária para atingir a saturação (gráfico do material do toróide): $H_s = 1,5 \text{ Oe} = 119,366 \text{ A/m}$

$$\text{Magnitude da corrente magnetizante na saturação: } I_s = \frac{H_s \cdot l_e}{N} = 4 \text{ A}$$

$$\text{Cálculo da área de cobre necessária: } A_{\text{Cu}} = \frac{I_{L_{\text{ef}}}}{J_{\max}} = 5,75 \text{ mm}^2$$

$$\text{Cálculo do diâmetro máximo do fio: } D_{\max} = 2 \cdot \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} = 0,095 \text{ cm}$$

Pela tabela de fios, observa-se que o diâmetro máximo calculado corresponde ao fio 19 AWG. Para facilitar o enrolamento, escolheu-se o fio 24 AWG cuja seção é $S_{\text{Cu}} = 0,209 \text{ mm}^2$.

$$\text{Cálculo do número de condutores em paralelo: } n = \frac{A_{\text{cu}}}{S_{\text{cu}}} = 28$$

Para verificar a possibilidade de construção do indutor com as características calculadas, deve-se observar a relação entre a área de cobre utilizada e a área da janela do núcleo, através do resultado da expressão de P_{exec} .

$$A_{\text{Cu}} = S_{\text{Cu}} \cdot N \cdot n = 11,704 \text{ mm}^2$$

$$P_{\text{exec}} = \frac{A_{\text{cu}}}{A_w} = 0,146$$

A experiência diz que P_{exec} deve ser menor ou igual a 0,7 para núcleos de ferrite.

5.7.2. Capacitor snubber

De acordo com o apresentado no item 4.4, o capacitor C_s é determinado com a intenção de alcançar dois objetivos principais. A expressão (3.78) calcula C_s em função do tempo da corrente de cauda do IGBT escolhido.

Para obtenção do tempo de cauda, utilizou-se o modelo de um IGBT análogo ao dimensionado para este projeto no programa Pspice. O intervalo de tempo da corrente de cauda obtido na simulação para é: $t_{\text{cauda}} = 420 \text{ ns}$.

$$C_s = \frac{t_{\text{cauda}}}{R_o} = 43,3 \text{ nF}$$

O segundo objetivo é caracterizado pela atribuição de um valor máximo para a corrente de pico no interruptor IGBT.

A expressão (3.79) mostra a variação da corrente de pico na entrada em condução do IGBT em função da tensão de pico de entrada e da impedância característica Z . A impedância característica é função da capacitância C_s e da relação entre os capacitores n ($n = C_s/C_o$).

Na Figura 5.2 é apresentado um gráfico tridimensional, permitindo uma visualização espacial da variação da corrente de pico em função do capacitor C_s e da relação n .

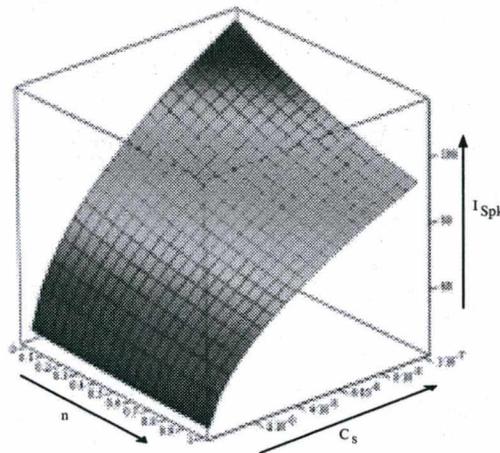


Figura 5.2: Variação da corrente de pico máxima no interruptor em relação a capacitância C_s e a relação entre as capacitâncias n .

Observada a Figura 5.2 pode-se concluir que quanto menor o capacitor C_s e maior a relação n entre os capacitores, menor será a corrente de pico máxima no interruptor e conseqüentemente na fonte de entrada.

O ábaco da Figura 5.3 apresenta a mesma variação da corrente de pico em relação ao fator n , tendo como parâmetro a capacitância C_s . Este ábaco permite a obtenção do valor de C_s para uma determinada corrente de pico no interruptor e relação n entre os capacitores. Os valores de C_s representados nesta figura são valores comerciais da série E-12.

Na prática, costuma-se atribuir uma corrente de pico máxima de aproximadamente três vezes a corrente média no interruptor.

$$I_{pk_{max}} = 3 \cdot I_{T_{med}} = 73,66 \text{ A}$$

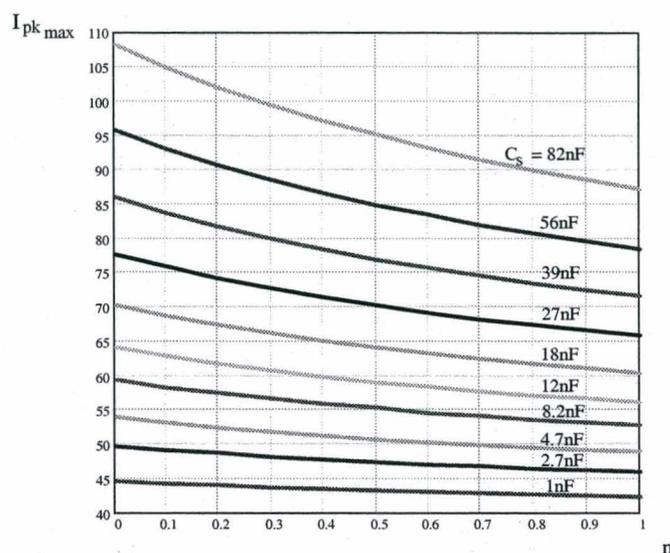


Figura 5.3: Variação da corrente de pico no interruptor em relação a n , tendo como parâmetro à capacitância C_s .

Com o valor de pico calculado, atribui-se um valor para n de aproximadamente 0,9 e através do ábaco da Figura 5.3, obtém-se o valor de C_s e conseqüentemente o valor da capacitância de transferência C_o .

$$C_s = 39 \text{ nF}$$

$$C_o = \frac{C_s}{n} = 43,33 \text{ nF}$$

Adota-se $C_o = 47 \text{ nF}$.

5.7.3. Diodos D_s , D_i e D_o

Os diodos D_s , D_i e D_o foram dimensionados com o auxílio dos seguintes dados obtidos em simulação, considerando a pior condição de operação ($D \cong 1$):

$$I_{D_{i_{max_{pk}}}} = 44 \text{ A} \quad I_{D_{i_{max_{med}}}} = 800 \text{ mA} \quad I_{D_{i_{max_{ef}}}} = 3,5 \text{ A}$$

$$I_{D_{s_{max_{pk}}}} = 26 \text{ A} \quad I_{D_{s_{max_{med}}}} = 800 \text{ mA} \quad I_{D_{s_{max_{ef}}}} = 3 \text{ A}$$

$$I_{D_{o,maxpk}} = 32 \text{ A} \quad I_{D_{o,maxmed}} = 800 \text{ mA} \quad I_{D_{o,maxef}} = 3 \text{ A}$$

De acordo com a corrente, a frequência envolvida e a disponibilidade no laboratório, escolhe-se o seguinte diodo de potência:

Diodo: International Rectifier - HFA15TB60
Corrente contínua direta para $T = 100 \text{ }^\circ\text{C}$: 15 A
Corrente máxima repetitiva: 60 A
Tensão reversa máxima: 600 V
Resistência térmica junção-coletor: 1,7 $^\circ\text{C/W}$
Resistência térmica coletor-dissipador: 0,5 $^\circ\text{C/W}$
Resistência térmica junção-ambiente: 80 $^\circ\text{C/W}$
Temperatura máxima de junção: 150 $^\circ\text{C}$
Tensão de condução: 1,7 V
Derivada máxima de corrente: 188 A/ μs
Tensão de condução: $v_{(TO)} = 1,3 \text{ V}$

Potência dissipada a cada ciclo de rede nos diodos da ponte:

$$P_{Di,s,o} = v_{(TO)} \cdot I_{Di,s,o,med} = 1,36 \text{ W}$$

Verificação da necessidade de dissipador:

$$T_{J_{sem\ dissipador}} = T_a + P_{Di,s,o} \cdot (R_{thJA} - R_{thJC}) = 101,19 \text{ }^\circ\text{C} \rightarrow \text{não é necessário dissipador.}$$

5.8. Projeto do dissipador

Para o projeto do dissipador, observa-se que apenas o IGBT e a ponte retificadora, apresentaram necessidade de utilização deste.

Temperatura do dissipador para o IGBT:

$$T_{d_{IGBT}} = T_j - P_{IGBT} \cdot (R_{thJC} - R_{thCD}) = 75,691 \text{ }^\circ\text{C}$$

Temperatura do dissipador para a ponte de diodos:

$$T_{d_{Ponte}} = T_j - P_{Ponte} \cdot (R_{thJC} - R_{thCD}) = 103,107 \text{ }^\circ\text{C}$$

Resistência térmica dissipador-ambiente:

$$R_{thDA} = \frac{T_{dIGBT} - T_a}{P_{total}} = 0,346 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

O dissipador escolhido, utilizando-se a tabela de dissipadores da Semikron [19], é o modelo SP 0,25.

5.9. Projeto dos circuitos de controle e comando

O sinal dente-de-serra gerado no pino 7 do CI-3524, possui os níveis de tensão e o aspecto conforme apresentado na Figura 5.4. A tensão +V atribuída é de 15 V.

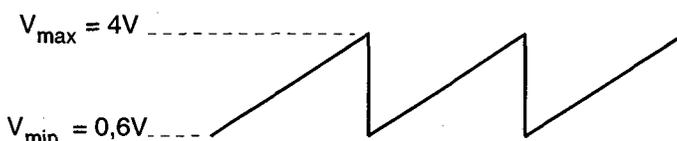


Figura 5.4: Rampa gerada no pino 7 do CI-3524.

Divisor resistivo:

$$R_1 = R_{POT} \cdot \frac{(+V - V_{max}) \cdot (+V - V_{min})}{+V \cdot (V_{max} - V_{min})} = 31,06 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = R_{POT} \cdot \frac{V_{min} \cdot (+V - V_{max})}{+V \cdot (V_{max} - V_{min})} = 1,29 \text{ k}\Omega$$

Na prática, alguns ajustes devido à tolerância dos resistores e principalmente do potenciômetro devem ser realizados para se obter a máxima excursão possível do dial deste componente. Os valores finais adotados para estes resistores são: $R_1 = 39 \text{ k}\Omega$ e $R_2 = 2,2 \text{ k}\Omega$.

Definição da frequência de operação:

Adota-se $C_T = 3,3 \text{ nF}$ e obtém-se o valor de R_T para a frequência de comutação adotada (25 kHz).

$$R_T = \frac{1,18}{C_T \cdot f_s} = 14,3 \text{ k}\Omega$$

Optou-se por utilizar um trimpot de 10 k Ω , em série com um resistor de 10 k Ω , para possibilitar um ajuste preciso da frequência de comutação.

5.10. Projeto dos circuitos de proteção

5.10.1. Fusível de entrada

Normalmente, considera-se a corrente de projeto para o fusível de entrada em 25% acima de $I_{in,max,ef}$.

$$I_{fusivel} = 1,25 \cdot I_{in,max,ef} = 37,38 \text{ A}$$

A tensão mínima do fusível deve ser:

$$V_{fusivel} = V_{in,max} = 264 \text{ V}$$

5.10.2. Circuito de partida progressiva

Baseando-se no circuito apresentado na Figura 4.10 e na expressão (3.87), tem-se:

Por medida de segurança, o circuito deve deixar de atuar quando: $V_C = 10 \text{ V}$ e $t = 1 \text{ s}$.

$$\text{Assim: } R_{pp} \cdot C_{pp} = 0,91$$

$$\text{Adotando-se } C_{pp} = 27 \text{ }\mu\text{H} / 25 \text{ V, tem-se: } R_{pp} = \frac{0,91}{27 \text{ }\mu} = 33,7 \text{ k}\Omega$$

Adota-se $R_{pp} = 33 \text{ k}\Omega$ como valor comercial.

Os diodos D_{pp1} e D_{pp2} são diodos de sinal (1N4148).

5.10.3. Proteção contra surto de tensão

Considerações iniciais:

- Tensão de serviço $V_{in_{nom}} = 220 \text{ V} \pm 20\% = 264 \text{ V}$;
- Amplitude da tensão de choque $U_s = 5 \text{ kV}$;
- Impedância característica da linha de rede $Z_w = 25 \Omega$;
- Duração do impulso $t_r = 100 \mu\text{s}$;
- Número de atuações durante o tempo total de serviço: 100 vezes.

Estima-se como suficiente, 100 vezes durante a vida útil do componente, devido à raridade das falhas consideradas para este projeto.

1º passo de seleção: O varistor mais indicado deve ser escolhido, por meio de uma tabela de varistores, entre os tipos standard. A tabela utilizada neste projeto [20] apresenta entre os varistores com tensão próxima da especificada, os seguintes valores: 250, 275 e 300 V. O mais indicado para a amplitude da tensão de serviço é o de 275 V. Na tabela, existem 5 tipos de varistores com esta característica, conforme apresentado na Tabela 5.1.

Tabela 5.1: Tipos de varistores.

Tipo	Máxima tensão de serviço permitida (V)	
	ACrms	DC
VTR 275K05	275	350
VTR 275K07		
VTR 275K10		
VTR 275K14		
VTR 275K20		

2º passo de seleção:

$$\text{Corrente através do varistor: } I^* = \frac{U_s}{Z_w} = \frac{5 \text{ kV}}{25 \Omega} = 200 \text{ A}$$

Supondo que a onda da corrente de choque tem forma e duração tal que resulta um tempo de fluxo de corrente de 100 μs . Para 200 A, 100 μs , 100 vezes obtém-se a partir das especificações de "derating" da folha de especificação dos componentes.

- VTR 14K275 → $i_{\max} = 120 \text{ A}$
- VTR 20K275 → $i_{\max} = 270 \text{ A}$

Portanto o VTR 20K750 cumpre a condição de seleção de i_{\max} .

5.10.4. Proteção contra sobrecorrente

De acordo com a corrente eficaz nominal e a corrente de pico de trabalho do sensor Hall, escolhe-se um modelo adequado de sensor [23].

Para este projeto, o sensor escolhido tem as seguintes características:

- Fabricante: LEM;
- Código: LAH 50P;
- Corrente nominal eficaz: 50 A;
- Corrente de pico máxima: 110 A;
- Taxa de conversão: $k=1:2000$;

Considera-se que se deseja inibir os pulsos do CI-3524 para correntes de pico maiores do que 90 A (aproximadamente 25% acima da corrente máxima de pico no IGBT). A tensão necessária para inibir os pulsos de comando do integrado deve ser igual a 200 mV no pino 4, considerando que o pino 5 esteja ligado a referência. Portanto, o valor de R_M é dado por:

$$R_M = \frac{k \cdot V_H}{I_{\max}} = \frac{2000 \cdot 200\text{m}}{90} \cong 4,7 \Omega$$

O sensor hall deve ser alimentado com a tensão de +15 V e 0 V, nos terminais "+" e "-", respectivamente.

5.11. Filtros

5.11.1. Filtro de entrada

Posicionando-se o pólo do filtro LC de entrada uma década abaixo da frequência de comutação.

$$f_c = \frac{f_s}{10} = 2,5 \text{ kHz}$$

Adota-se um fator de deslocamento $\xi = 0,8$.

$$\text{Capacitância do filtro: } C_f = \frac{1}{2 \cdot \xi \cdot \omega_c \cdot R_{eq}} = 4,11 \mu\text{F}$$

$$\text{sendo: } \omega_c = 2 \cdot \pi \cdot f_c$$

$$R_{eq} = R_o$$

Adota-se $C_f = 5 \mu\text{F}$.

$$\text{Indutância do filtro: } L_f = \frac{1}{C_f \cdot \omega_c^2} = 811 \mu\text{H}$$

$$\text{Corrente eficaz: } I_{L_{ef}} = I_{in,max_{ef}} = 29,904 \text{ A}$$

$$\text{Corrente de pico no } I_{L_{pk}} = I_{in,max_{ef}} = 42,291 \text{ A}$$

$$\text{Produto das áreas: } A_e \cdot A_w = \frac{L_f \cdot I_{L_{pk}} \cdot I_{L_{ef}}}{K_w \cdot B_{max} \cdot J_{max}} = 53,983 \text{ cm}^4$$

onde: $B_{max} = 0,4 \text{ T} \rightarrow$ Densidade de fluxo magnético máximo;

$k_w = 0,7 \rightarrow$ Fator de enrolamento;

$J_{max} = 450 \text{ A/cm}^2 \rightarrow$ Densidade de corrente máxima.

Escolhe-se o núcleo do tipo E – NT-65/13 da Thornton:

$$A_w = 700 \text{ mm}^2 \quad A_e = 1290 \text{ mm}^2$$

$$A_e A_w = 90,322 \text{ cm}^4$$

$$\text{Número de espiras: } N = \frac{L_f \cdot I_{L_{pk}}}{B_{max} \cdot A_e} = 58 \text{ espiras}$$

$$\text{Entreferro total: } l_g = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{L_f} = 0,871 \text{ cm}$$

$$\text{Área de cobre total: } A_{\text{Cu}} = \frac{I_{L_{\text{ref}}}}{J_{\text{max}}} = 6,645 \text{ mm}^2$$

$$\text{Diâmetro máximo do condutor: } D_{\text{max}} = 2 \cdot \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} = 0,095 \text{ cm}$$

Pela tabela de fios, observa-se que o diâmetro máximo calculado corresponde ao fio 19 AWG. Para facilitar o enrolamento, escolheu-se o fio 24 AWG cuja seção é $S_{\text{Cu}} = 0,209 \text{ mm}^2$.

$$\text{Número de condutores em paralelo: } n = \frac{A_{\text{Cu}}}{A_{\text{Fio escolhido}}} \cong 33 \text{ condutores}$$

$$\text{Área de cobre total: } A_{\text{Cu_total}} = A_{\text{Fio escolhido}} \cdot N \cdot n = 444,312 \text{ mm}^2$$

$$\text{Possibilidade de execução: } P_{\text{exec}} = \frac{A_{\text{Cu_total}}}{A_w} = 0,635$$

De acordo com a experiência em indutores com núcleo de ferrite, a possibilidade de execução deve ser menor ou igual a 0,7.

5.11.2. Filtro de EMI

Considerações iniciais:

- Tensão após o retificador de entrada $E = V_{\text{in,nom}} = 220 \text{ V}$
- Potência na entrada da fonte: $P_{\text{in}} = \frac{P_o}{\eta} = 5,208 \text{ kW}$
- Tempo de subida da tensão do coletor: $\xi = 500 \text{ ns}$
- Capacitância entre o IGBT e a carcaça: $C = 50 \text{ pF}$

Primeiro passo:

$$n = 3 \quad f_n = f_s \cdot n \quad f_n = 150 \text{ kHz}$$

$$V_n = 2 \cdot E \cdot \left[\frac{1}{n^2 \cdot f \cdot \pi^2 \cdot \xi} \cdot \text{sen}^2 \left(n \cdot \frac{\pi}{2} \right) \right] \cdot \text{sen}(n \cdot f \cdot \pi \cdot \xi) = 46,578 \text{ V}$$

Segundo passo: Verificação do nível de interferência de modo comum sem o filtro de rede.

Reatância oferecida pelo capacitor C: $X_{C_3} = \frac{1}{\omega_3 \cdot C} = 42,441 \text{ k}\Omega$

Corrente parasita através de C: $i_{C_3} = \frac{V_3}{X_{C_3}} = 1,097 \text{ mA}$

Terceiro passo: Adota-se o valor de 4,7 nF para C_y para limitar as correntes de fuga para o chassi e para proteger o usuário.

Quarto passo: Escolha do indutor L para filtrar as correntes de modo comum.

$$X_{C_y} = \frac{1}{n \cdot \omega_3 \cdot 2 \cdot C_y} = 75,251 \Omega$$

$$X_{C_3} = 42,441 \text{ k}\Omega$$

Como $X_{C_3} \gg X_{C_y}$, a corrente i_{C_3} torna-se independente do filtro de modo comum.

Para $V_{ob} = 54 \text{ dB}/\mu\text{V}$

$$54 = 20 \log \frac{V_o}{1 \mu\text{V}}$$

Assim: $V_o = 500 \mu\text{V}$

$$i_o = \frac{V_o}{R_o} = \frac{500 \mu\text{V}}{75 \Omega} = 6,667 \mu\text{A}$$

Como $i_o \ll i_{C_3}$, a tensão V_{ob} é dada por:

$$V_{ob} = X_{C_y} \cdot i_{C_3} = 0,083 \text{ V}$$

Seja:

$$\omega_3 L_o \ll R_o \text{ assim}$$

$$\omega_3 L_o = \frac{V_{ob}}{i_o} = 12,388 \text{ k}\Omega$$

Assim:

$$L_o = \frac{\omega_3 \cdot L_o}{2 \cdot \pi \cdot f_3} = 26,287 \text{ mH}$$

A indutância de cada enrolamento do indutor será a metade de L_o . Assim:

$$L_1 = \frac{L_o}{2} = 13,144 \text{ mH}$$

Quinto passo: Seja i_{C_x} , a corrente na frequência da rede de alimentação que circula em C_x . O valor de i_{C_x} é limitado a 1% da corrente de entrada da fonte i .

$$i_{in} = \frac{P_{in}}{V_{in}} = 23,674 \text{ A}$$

$$\text{Assim: } i_{C_x} = 1\% \cdot i_{in} = 0,237 \text{ A}$$

$$C_x = \frac{i_{C_x}}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot V} = 2,854 \text{ } \mu\text{F}$$

O filtro de EMI calculado é apresentado na Figura 5.5.

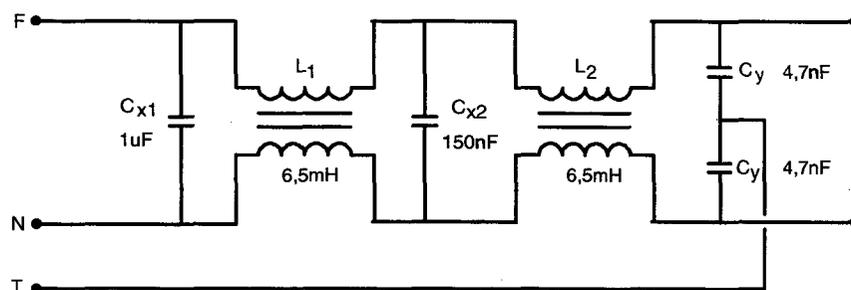


Figura 5.5: Filtro de EMI calculado.

Devido ao elevado valor de L_1 calculado, optou-se por utilizar dois indutores (L_1 e L_2) para a implementação deste, nos toróides existentes no almoxarifado do laboratório. O capacitor C_x teve seu valor alterado, devido a não disponibilidade do capacitor supressor calculado. Os capacitores

empregados devem ser especiais para supressão de interferência assimétricas, que resistam a tensões de 1500 V_{AC} e 3000 V_{DC}.

No projeto dos indutores, utiliza-se um parâmetro específico de cada núcleo toroidal, chamado Fator de Indutância (A_L).

As características do núcleo escolhido são:

- Fabricante: Thornton;
- Modelo: NT 52/32/20;
- Material: IP12E;
- Fator de indutância: $A_L = 4400$ nH.

Para o cálculo do número de espiras de cada indutor, tem-se:

O número de espiras é dado por: $N_{L1} = N_{L2} = \sqrt{\frac{L_1}{A_L}} \cong 38$ espiras

L_1 e L_2 devem suportar a corrente que circula pelo conversor, dada por

$I_{in,maxef}$

5.12. Conclusão

Neste capítulo apresentou-se uma metodologia e um exemplo de projeto para o sistema estudado, empregando os ábacos e as expressões apresentadas nos capítulos anteriores.

O exemplo de projeto apresentado, será primeiramente verificado por simulação e posteriormente realizar-se-á um protótipo no laboratório.

CAPITULO VI

ESTUDO POR SIMULAÇÃO NUMÉRICA

6.1. Introdução

Este capítulo tem por objetivo fazer a análise do sistema apresentado via simulação computacional.

A análise por simulação tem a finalidade de realizar uma verificação preliminar dos estudos teóricos realizados nos capítulos precedentes.

Serão mostradas as principais formas de onda em diversos elementos, onde se pode observar o comportamento do circuito.

Com o auxílio dos dados dos fabricantes, obtidos por meio da internet, são utilizados os próprios modelos dos componentes dimensionados ou similares.

O programa utilizado é o Orcad 9.0.

6.2. Circuito simulado

O circuito simulado está apresentado na Figura 6.1.

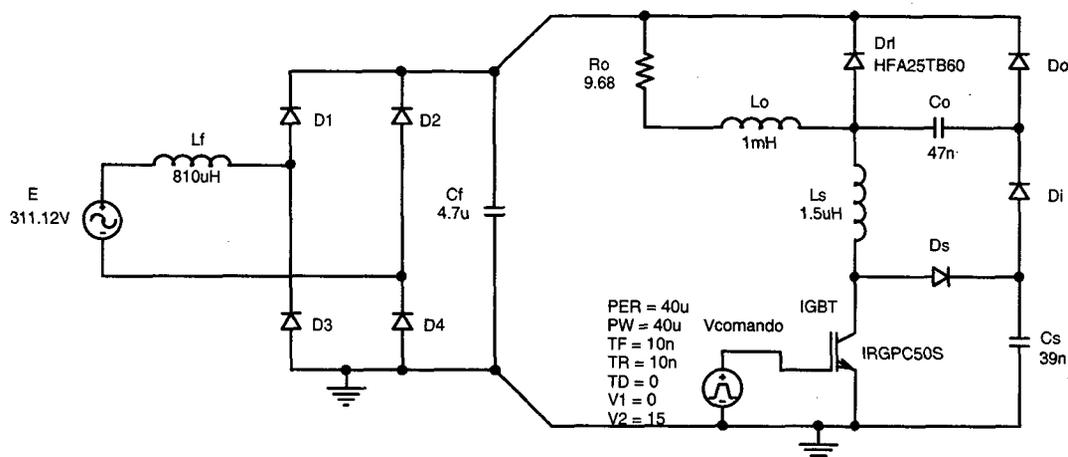


Figura 6.1: Sistema simulado.

Não é necessário fazer uma verificação do circuito de comando estudado, devido à facilidade de implementação já discutida. Por isso, o circuito de comando utilizado na simulação do sistema é composto apenas por

uma fonte de tensão pulsada que fornece o sinal PWM diretamente para o interruptor, denominada de V_{comando} . A variação da razão cíclica é facilmente modificada através de PW (Pulse Width).

6.3. Simulações do sistema

Para a verificação de uma ampla faixa de funcionamento da estrutura, foram realizadas simulações para diferentes valores de razão cíclica.

6.3.1. Operação com condição nominal

Na condição nominal de carga, a razão cíclica é unitária e a tensão sobre a carga é máxima, igual a 220 V.

Nesta condição ocorre a máxima transferência de potência da fonte para a carga.

Na Figura 6.2 são apresentadas as formas de onda da tensão e da corrente na entrada do sistema. Podem ser verificados o formato senoidal desta corrente e a defasagem nula, o que garante um fator de potência praticamente unitário.

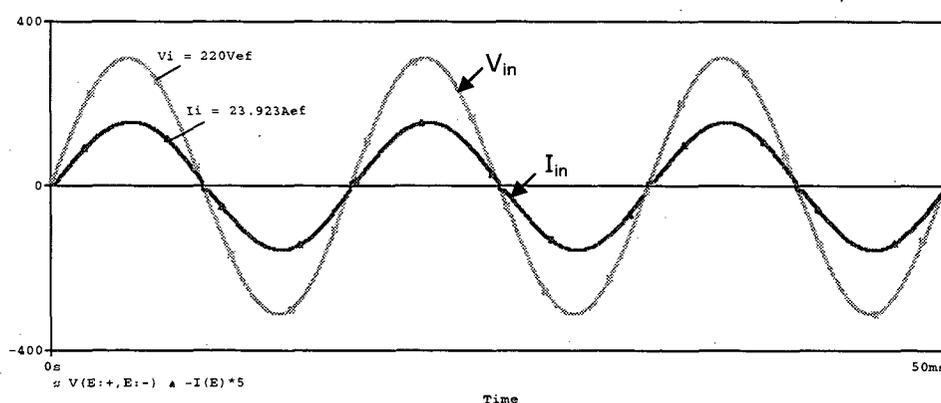


Figura 6.2: Tensão e corrente de entrada.

A baixa distorção harmônica e o alto fator de potência apresentados permitem concluir, à priori, que um dos objetivos principais deste trabalho foi alcançado.

A Figura 6.3 apresenta as formas de onda da tensão e corrente na carga para a potência de 5 kW.

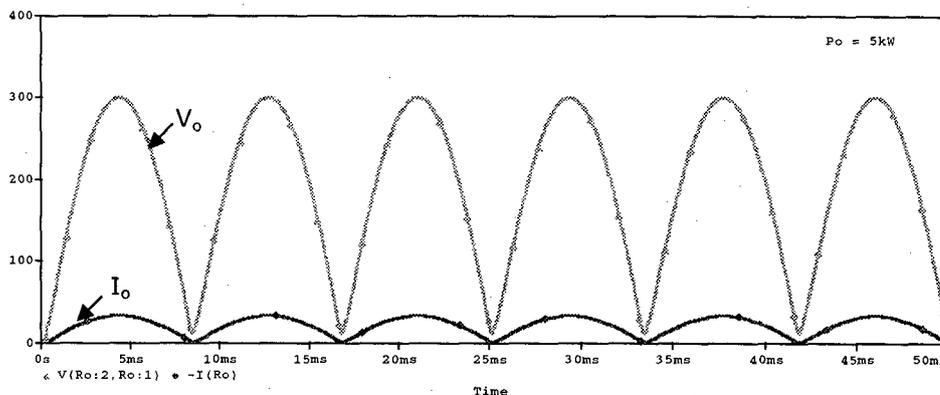


Figura 6.3: Tensão e corrente na carga.

6.3.2. Operação com razão cíclica de 0,1

Para condição de razão cíclica baixa, a Figura 6.4 apresenta a tensão e a corrente no IGBT. Em detalhe, pode-se observar o principal problema do snubber de Williams, que é o elevado tempo de descarga do capacitor C_o , para esta condição de corrente de carga.

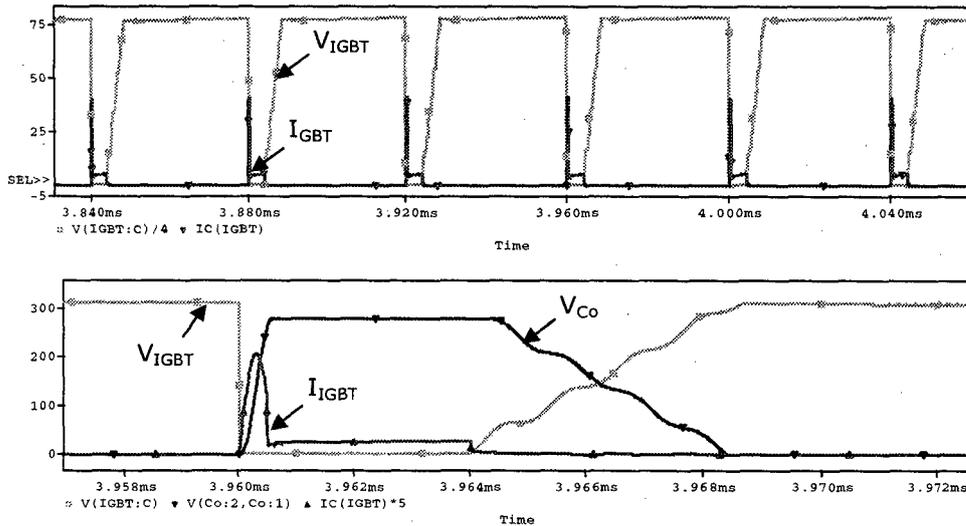


Figura 6.4: Tensão e corrente no IGBT, detalhe da tensão no capacitor C_o .

6.3.3. Operação com razão cíclica de 0,5

Para a razão cíclica de 0,5 a ondulação de corrente no indutor de saída, e conseqüentemente na carga, é máxima. A Figura 6.5 apresenta a forma de onda da corrente na carga e o detalhe da ondulação de corrente na saída, que

mostra um valor de ΔI_o igual a 2,2 A. Este valor está de acordo com o projetado, que é de 2,272 A.

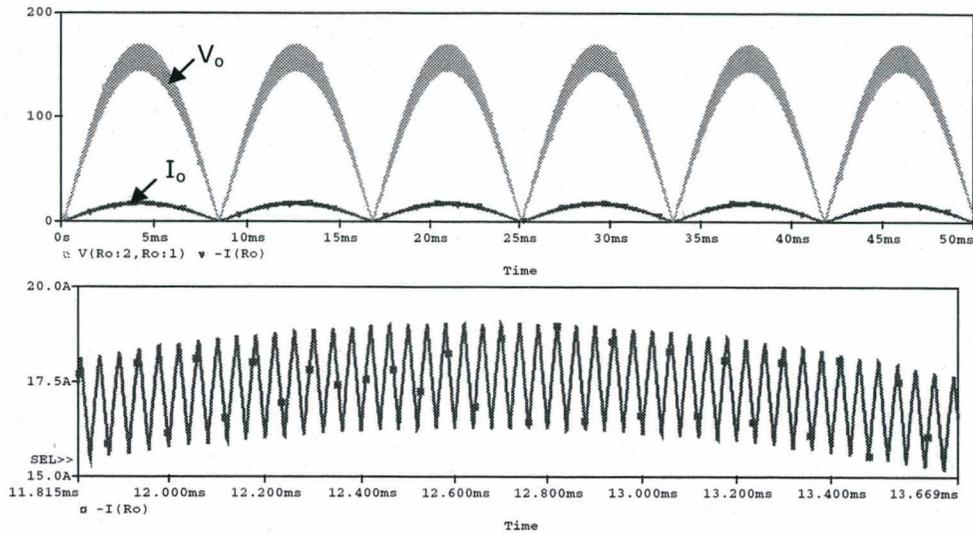


Figura 6.5: Tensão, corrente e detalhe da ondulação de corrente na carga.

A tensão e a corrente no IGBT é apresentada na Figura 6.6. Em detalhe, com a corrente multiplicada por um fator de 4 vezes, pode-se observar a comutação suave tanto no bloqueio quanto na entrada em condução do IGBT.

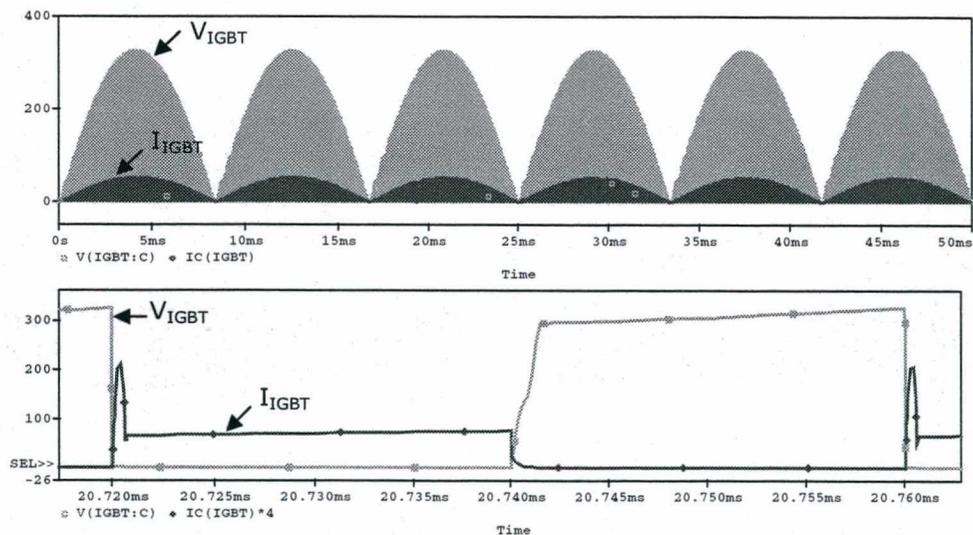


Figura 6.6: Tensão e corrente no interruptor IGBT.

A Figura 6.7 apresenta o detalhe da entrada em condução e do bloqueio no IGBT. Pode-se observar que a máxima corrente de pico para esta situação é de 57 A.

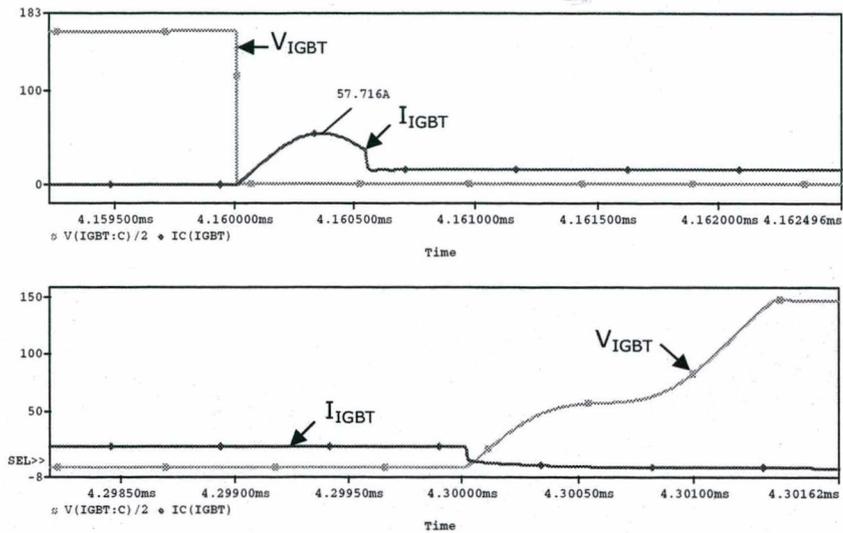


Figura 6.7: Detalhe da entrada em condução e bloqueio no IGBT.

6.3.4. Operação com razão cíclica de 0,9

Os maiores esforços de tensão e corrente na grande maioria dos componentes do sistema, acontecem para a razão cíclica próxima de 1. A Figura 6.8 mostra a tensão e a corrente no IGBT para esta condição.

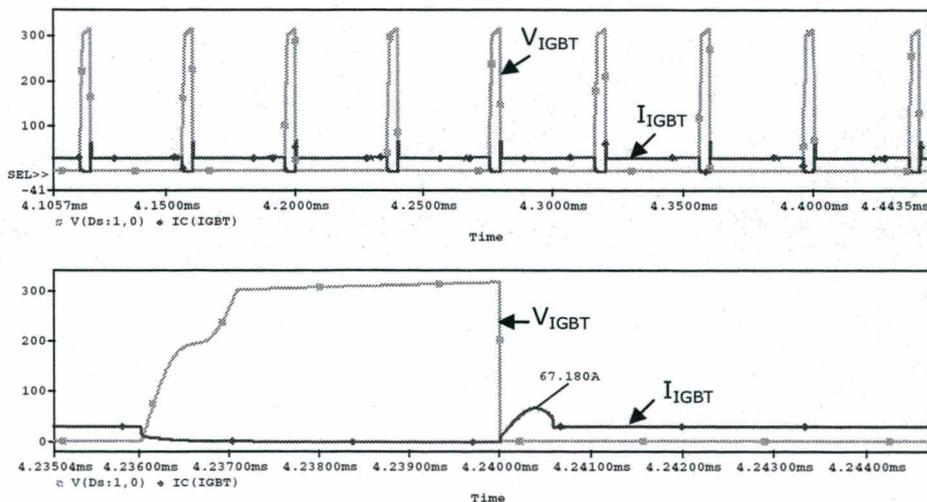


Figura 6.8: Tensão e corrente no interruptor IGBT.

De acordo com o projeto, com a utilização dos capacitores C_s e C_o adotados, a máxima corrente de pico no interruptor não deve ultrapassar 72,5 A. No detalhe pode-se observar que, para a razão cíclica de 0,9, o máximo valor de pico da corrente no IGBT é de 67 A, estando de acordo com o valor projetado.

Comprova-se, então, através da simulação, que o valor de pico no interruptor pode ser limitado com o dimensionamento correto dos elementos do circuito snubber.

6.4. Conclusão

Neste capítulo, foram apresentados os principais resultados de simulação do sistema proposto para uma carga resistiva pura, emulando um conjunto de lâmpadas. Através das formas de onda obtidas, comprovou-se o funcionamento da estrutura.

Verificou-se, também, o comportamento da tensão e da corrente no IGBT para alguns valores de interesse, concluindo que a comutação neste dispositivo é suave na entrada em condução e no bloqueio, para uma ampla faixa de variação da razão cíclica.

CAPITULO VII

IMPLEMENTAÇÃO DE UM PROTÓTIPO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

7.1. Introdução

Neste capítulo, são apresentados os resultados experimentais obtidos a partir da implementação de um protótipo cujo projeto e especificações, foram apresentados no Capítulo V e simulados no Capítulo VI.

São apresentadas as formas de onda nos principais componentes, a fim de verificar e confirmar o funcionamento do sistema.

7.2. Circuito implementado

O circuito implementado é apresentado na Figura 7.1. Este circuito pode ser dividido em cinco blocos principais.

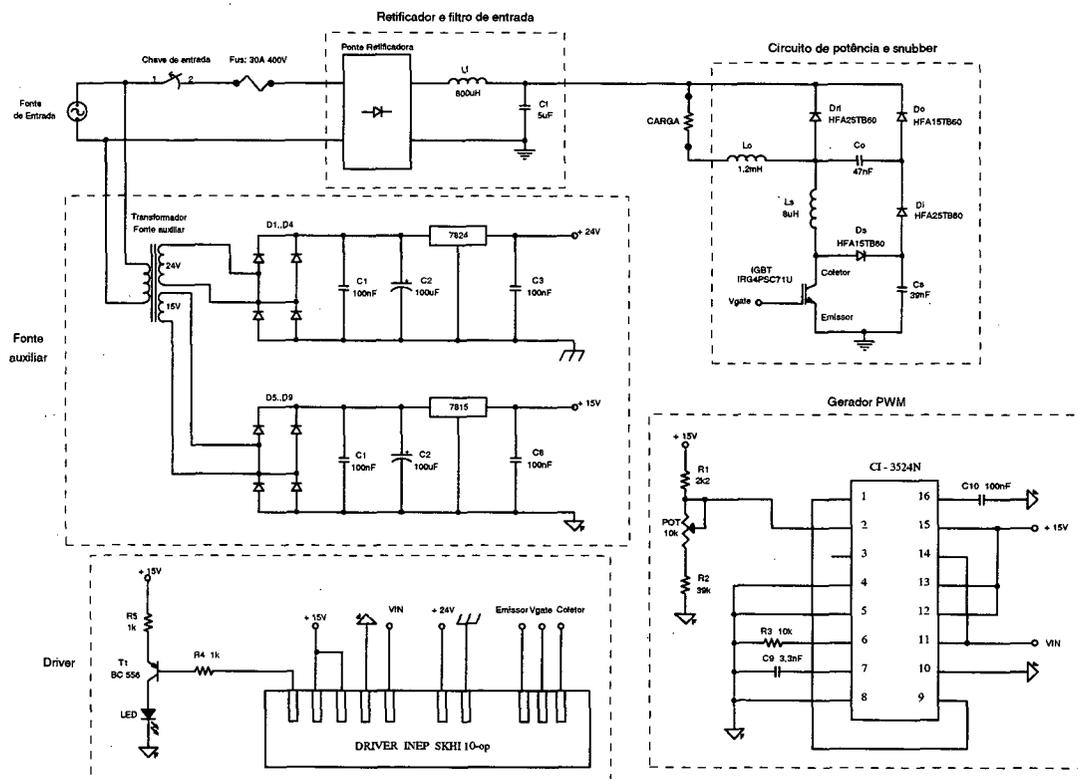


Figura 7.1: Circuito completo do protótipo implementado.

Da Figura 7.1, é importante chamar a atenção para alguns pontos de maior importância, que influenciam no funcionamento da estrutura.

No bloco composto pelo retificador e o filtro de entrada, é importante ressaltar que devido a não disponibilidade da ponte de diodos projetada, foram utilizados componentes discretos para a elaboração desta. Os diodos utilizados são os mesmos dimensionados para o diodo D_{RL} .

No bloco principal, onde se encontram o circuito de potência e o snubber, apesar do cálculo térmico para o diodo D_{RL} atestar que este não necessitaria do uso de dissipador, optou-se por colocá-lo neste, juntamente com o IGBT e a ponte de diodos. Verificou-se também a necessidade de um bom contato térmico entre o IGBT e o dissipador, para garantir a transferência de calor entre estes.

Os demais componentes utilizados na montagem seguem as mesmas especificações apresentadas no Capítulo V.

Devido à falta de alguns componentes no momento da confecção da primeira placa de circuito impresso, não foi possível implementar neste primeiro protótipo os circuitos de proteção de sobrecorrente, surto de tensão e o filtro de EMI. Porém, devido ao fato destes circuitos já serem de uso comum no INEP, onde os funcionamentos destes já foram exaustivamente testados e comprovados, admite-se que estes circuitos ao serem incorporados no circuito não trarão maiores problemas.

7.3. Listagem de componentes

Na Tabela 7.1 apresenta-se a lista de componentes utilizados para implementar o protótipo do sistema projetado.

Tabela 7.1: Lista de componentes do protótipo implementado.

	Descrição	Dispositivo	Valor	Qtd.
Potência	Fusível e porta fusível	Fus	30 A	1
	Interruptor de entrada	S_1	30 A	1
	Ponte de diodos	P_d	SKB 30/08	1
	Indutor de filtragem	L_f	1,2 mH	1
	Capacitor de filtragem	C_f	5 μ F / 400 V	1
	Indutor de saída	L_o	1 mH	1
	Interruptor de potência	IGBT	IRG4PSC71U	1
	Diodo de roda livre	D_{RL}	HFA25TB60	1

Snubber	Indutor snubber	L_s	7 μ H	1
	Diodo snubber	D_s	HFA15TB60	1
	Diodo intermediário	D_i	HFA25TB60	1
	Diodo de saída	D_o	HFA15TB60	1
	Capacitor snubber poliéster	C_s	39 nF	1
	Capacitor de transf. poliéster	C_o	47 nF	1
Controle	Transformador 220V/+24V/+15V	Tr	+24 V, +15 V	1
	Diodos retificadores da fonte auxiliar	D_1 a D_8	1N4002	8
	Capacitores de poliéster	C_1, C_3, C_4, C_6	100 nF	5
	Capacitores eletrolíticos	C_2, C_5	100 μ F	2
	Capacitor cerâmico	C_7	3,3 nF	1
	Regulador de tensão +24V	7824	7824	1
	Regulador de tensão +15V	7815	7815	1
	Circuito integrado PWM	CI	3524N	1
	Resistor	R_1	47 k Ω	1
	Resistor	R_2	1,5 k Ω	1
	Resistor	R_3	10 k Ω	1
	Resistor	R_4, R_5	1 k Ω	2
	Potenciômetro linear	POT ₁	10 k Ω	1
	Trimpot linear	POT ₂	10 k Ω	1
	Transistor PNP	S_2	BC 556	1
	Diodo emissor de luz	LED	LED	1
Driver INEP	Driver	SKHI 10op	1	

Obs.: Os resistores são todos de 1/8 W. O projeto completo dos indutores podem ser obtidos no Capítulo V.

7.4. Principais aquisições

As figuras a seguir mostram as principais formas de onda do conversor implementado.

A Figura 7.2 apresenta a tensão e a corrente na entrada do sistema para condição de operação nominal. Pode-se observar que ambas estão completamente em fase, garantindo assim um fator de potência praticamente unitário.

Na Figura 7.3 pode-se observar a tensão e a corrente na carga, para carga resistiva, operação com carga nominal e razão cíclica unitária. A tensão eficaz na carga é de aproximadamente 215 V, devido principalmente às quedas de tensão nos diodos da ponte retificadora e no interruptor IGBT. A corrente eficaz na carga é da ordem de 23 A, correspondendo à potência nominal de 5 kW.

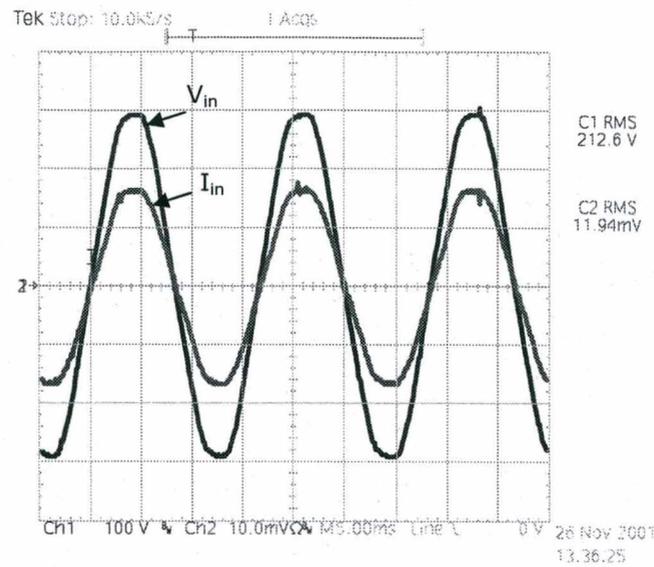


Figura 7.2: Tensão e corrente de entrada para carga nominal ($FP \cong 1$).

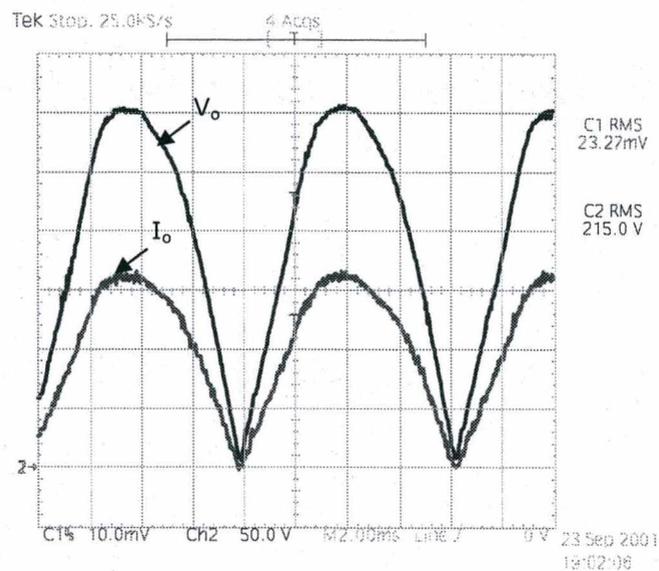


Figura 7.3: Tensão e corrente na carga para carga nominal.

A comutação em alta frequência no interruptor IGBT é apresentada na Figura 7.4, em detalhe é possível verificar a entrada em condução do IGBT. Pode-se verificar que a entrada em condução é suave, comprovando o bom funcionamento do circuito snubber nesta etapa.

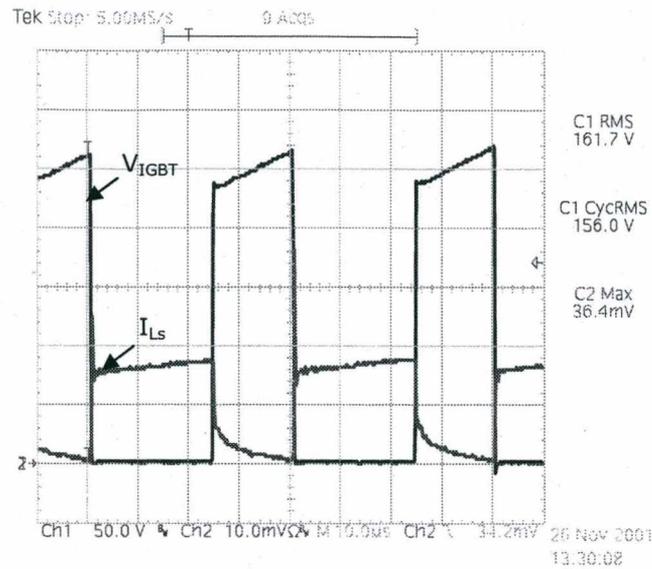


Figura 7.4: Tensão no IGBT e corrente em L_s .

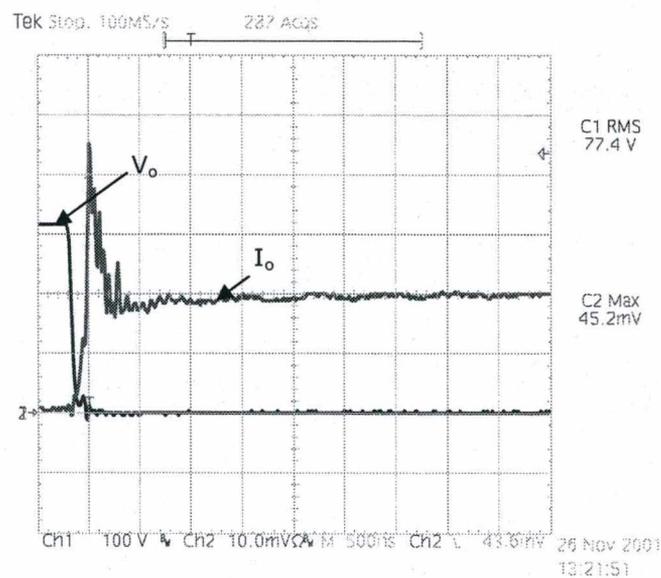


Figura 7.5: Detalhe da entrada em condução do IGBT.

Para a obtenção da curva de rendimento, o sistema foi submetido a variações de razão cíclica, desde 0,1 até a máxima, para carga nominal.

Os valores da potência de entrada e de saída foram obtidos através do uso de dois medidores YOKOGAWA. Na Figura 7.6 é apresentada a curva de rendimento obtida para o protótipo implementado.

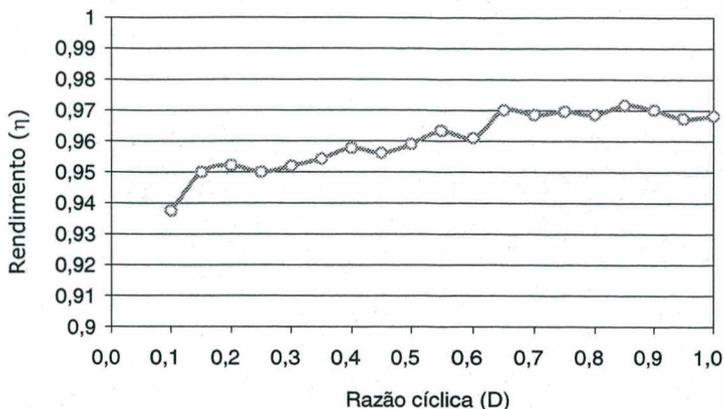


Figura 7.6: Curva de rendimento.

A Tabela 7.2 apresenta a análise da 3ª e 5ª harmônica da corrente de entrada em função da potência de entrada. Pode-se observar que, mesmo sem o filtro de EMI, o protótipo apresentou uma taxa de distorção harmônica menor que 5%, para potências de saída maiores que 20%.

Tabela 7.2: Análise harmônica da corrente de entrada para o protótipo implementado.

% P_o	3ª Harmônica [%]	5ª Harmônica [%]	THD [%]
10	4,35	1,63	7,97
20	0,89	2,20	4,69
30	1,53	1,96	4,06
40	1,19	1,84	4,21
50	1,53	1,91	4,53
60	1,27	0,98	4,32
70	0,54	1,93	3,94
80	0,33	2,23	3,70
90	0,38	2,17	3,29

Na Figura 7.7 apresenta-se a análise harmônica para o pior caso apresentado na Tabela 7.2.

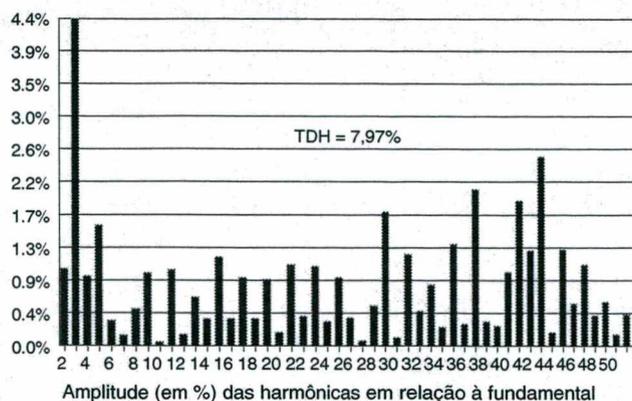


Figura 7.7: Análise harmônica para potência de saída igual a 10%.

A análise harmônica da corrente de entrada para potência de saída nominal é apresentada na Figura 7.8. É importante ressaltar que a tensão de entrada da rede já possuía uma taxa de distorção harmônica total de 2,49%, influenciando diretamente na distorção da corrente.

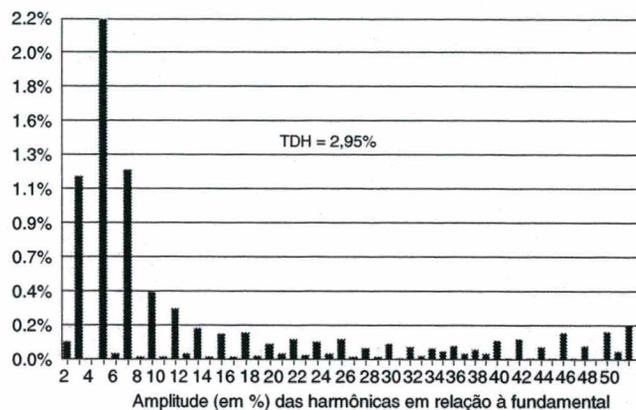


Figura 7.8: Análise harmônica para potência nominal.

Nas Figs. 7.9 e 7.10, pode-se observar a aparência física do protótipo implementado.

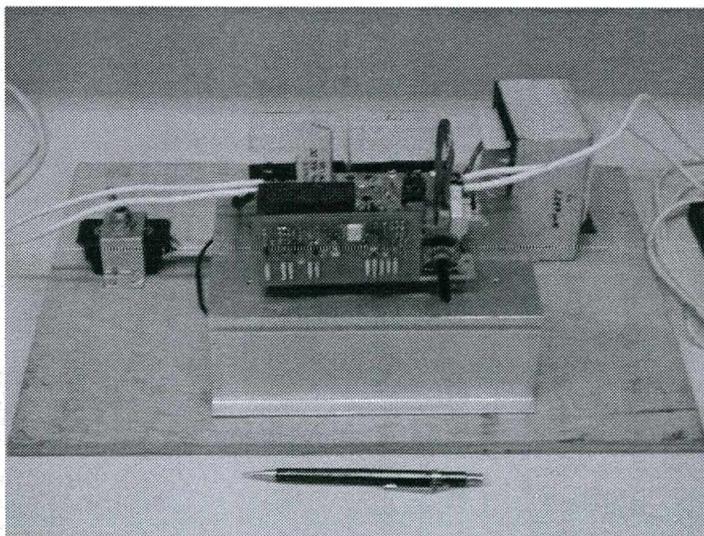


Figura 7.9: Vista frontal do protótipo implementado.

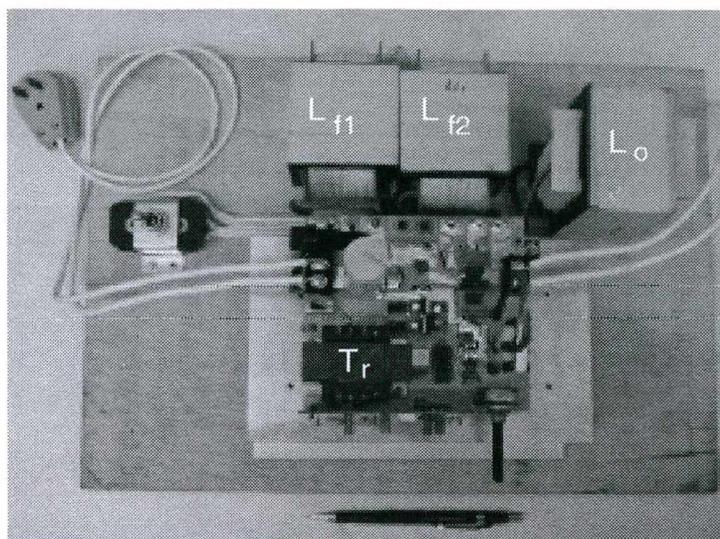


Figura 7.10: Vista superior do protótipo implementado.

A necessidade de utilização de dois indutores em série para o filtro de entrada (L_{f1} e L_{f2}), deu-se devido a não disponibilidade do núcleo dimensionado inicialmente. É importante ressaltar que não houve uma maior preocupação com a otimização desses componentes, podendo-se, para um projeto futuro, realizar este estudo de modo a diminuir o volume desses elementos.

7.5. Esquema completo

O esquema completo do sistema com todos os circuitos de proteção e filtros, está apresentado na Figura 7.11.

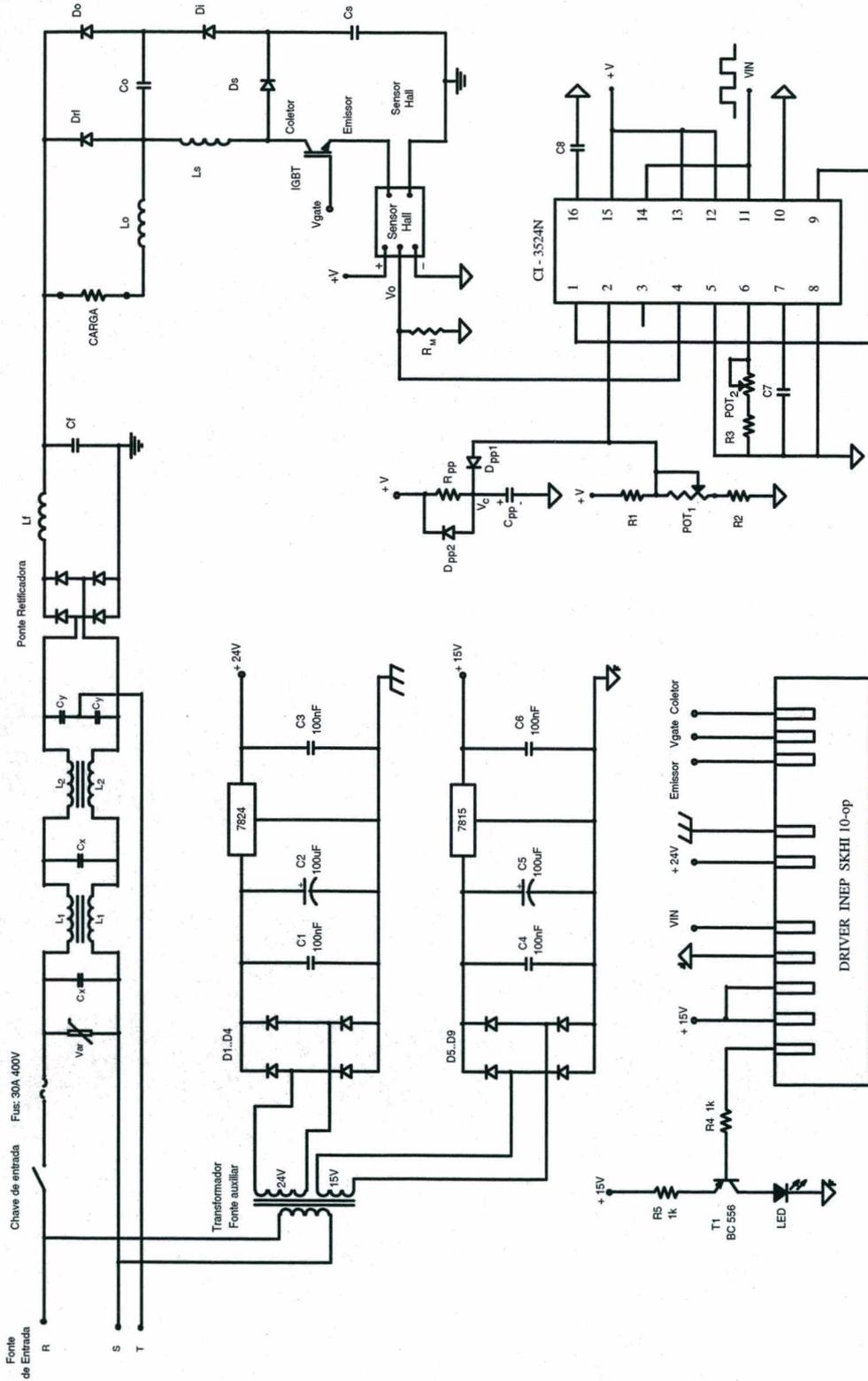


Figura 7.11: Esquema completo do sistema proposto.

7.6. Conclusão

Através dos resultados experimentais observa-se a validade do estudo analítico e do projeto feitos nos Capítulos III, IV e V.

Do protótipo realizado verifica-se a necessidade de uma otimização nos elementos magnéticos, devido a seu elevado volume.

A implementação teve como principal problema a medição de algumas grandezas, por exemplo: a tensão e a corrente no bloqueio do IGBT. O fato de haver a necessidade de se colocar um condutor de comprimento significativo em série com o coletor ou com o emissor do IGBT, para possível medição com a ponteira de corrente, causava problemas de sobretensões no interruptor devido à indutância própria deste condutor.

Esta medida comprovaria a comutação suave também no bloqueio deste interruptor. Porém, devido ao elevado rendimento da estrutura, pode-se concluir que as perdas no IGBT são muito pequenas.

CONCLUSÃO GERAL

Na etapa inicial deste trabalho, apresentou-se as principais características da carga a ser utilizada. Pôde-se, com isso, tomar conhecimento de algumas peculiaridades importantes a respeito das lâmpadas incandescentes de alta potência. A principal preocupação é com respeito a sua partida, onde a corrente inicial pode ser até 30 vezes maior do que a corrente em regime. Porém, devido a não disponibilidade de lâmpadas incandescentes de potência no laboratório, as cargas utilizadas para os testes do protótipo implementado foram cargas resistivas. Devido a isso, não foi possível testar algumas teorias para um circuito indispensável de pré-aquecimento. Entre estas, pode-se citar o uso do próprio circuito de partida progressiva, para um tempo pré-determinado, de acordo com as características de pré-aquecimento da lâmpada ou um transformador de baixa frequência ligado diretamente na lâmpada, garantindo uma determinada tensão de manutenção e que seja desconectado, através de um diodo, no momento que o conversor entre em funcionamento.

Na seqüência, tem-se o circuito snubber, que foi objeto de atenção especial no decorrer deste trabalho. Buscou-se, para este, uma metodologia de projeto que permitisse a sua implementação de maneira simples e concisa, o que não foi encontrado na revisão bibliográfica realizada. Aponta-se aí uma contribuição original para o projeto do snubber de Williams. A utilização de um indutor saturável ajudou a diminuir as perdas no circuito snubber, aumentando o rendimento do sistema. As características de entrada em condução e bloqueio do interruptor IGBT de forma não dissipativa, a possibilidade de regeneração da energia para a carga e a utilização apenas de componentes passivos, evidenciam as excelentes qualidades deste circuito snubber.

A própria natureza do circuito em trabalhar com controle em malha aberta, facilitou a implementação do circuito de controle da estrutura, podendo-se trabalhar com um circuito integrado de fácil utilização, aquisição e possibilitando ainda a implementação, sem maiores problemas, de proteções como: partida progressiva e sobrecorrente.

A utilização do driver do INEP, proporcionou uma maior confiabilidade ao circuito de comando, oferecendo também proteção contra curto-circuito na carga.

Os resultados de simulação e experimentais apresentados no Capítulo VI e VII consecutivamente, comprovaram a eficácia do sistema apresentado. O principal problema dos sistemas convencionais, a distorção harmônica, ficou bastante reduzida com a utilização da estrutura proposta. Com a implementação do filtro projetado e alguns possíveis ajustes, deve-se obter resultados ainda melhores.

Outras características positivas, apresentadas pelo protótipo implementado, foram o alto fator de potência e o rendimento apresentado.

Os circuitos de proteção propostos têm a finalidade de promover uma maior segurança a um projeto final. Estima-se que não haverá maiores problemas na implementação futura destes, citados e projetados neste trabalho, devido a exaustivos testes já realizados no INEP com circuitos de natureza semelhante.

Alguns elementos, como é o caso dos indutores, foram construídos com o material disponível no almoxarifado do INEP. Para a comercialização deste sistema, haveria a necessidade de realizar uma "engenharia de produto", ou seja, uma otimização dos componentes de maior volume, visando diminuir o máximo possível a dimensão destes.

Finalmente, conclui-se que o objetivo principal, a comprovação do estudo realizado com relação à metodologia e definições apresentadas nos capítulos anteriores, foi alcançado.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] REA, S. Rea. *The IESNA Lighting Handbook Reference and Application*. 9^a ed. New York, NY: IES - Illumination Engineering Society of North America, 2000.
- [2] CAVALIN, Geraldo & CERVELIN, Severino. *Instalações Elétricas Prediais*. 3^a ed. São Paulo, SP: Editora Érica, 2000.
- [3] DATA, Samir. Power Pollution Caused by Lighting Control Systems. *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, vol. 2, p. 1842-1852, Oct. 1991.
- [4] WILLIAMS, B. W. *Power electronics: Devices, drivers, applications and passive components*. 2^a ed. New York, NY: McGraw Hill, 1992.
- [5] WILLIAMS, B. W. High-voltage High-frequency Power-switching Transistor Module with Switching-aid-circuit Energy Recovery. *IEE Proceedings*, London, vol. 131, Pt. B, N^o 1, p. 7-12, Jan. 1984.
- [6] XIANGNING, He et al. An Improved Passive Lossless Turn-on and Turn-off Snubber. *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC*, Piscataway, NJ, USA, p. 385-392, 1993.
- [7] TARDIFF, D. & BASTON, T.H. A summary of resonant snubber circuits. *IEEE Industry Applications Society - IAS*, Dallas, TX, USA, p. 1176-1180, 1989.
- [8] FADDOUL, R. Y. & WHITING, J. M. W. GTO Traction Chopper with Snubber Energy Recovery. *European power electronics association, EPE*, Brighton, p. 276-281, Set. 1993.
- [9] TSENG, Ching-Jung & CHEN, Chern-Lin. Passive Lossless Snubber for DC-DC Converters. *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC*, Piscataway, NJ, USA, v. 2, p. 1049-1054, 1998.
- [10] MCMURRAY, William. Selection of snubbers and clamps to optimize the design of transistors switching converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA-16, No. 4, p. 513-523, July/August 1980.
- [11] WANG, K. et al. A comparative study of switching losses of IGBTs under hard-switching, zero-voltage-switching and zero-current-switching. *IEEE Power Electronics Specialist Conference - PESC*, p. 1196-1204, 1994.
- [12] SMITH, K. M. & SMEDLEY K. M. Engineering Design of Lossless Passive Soft Switching Methods for PWM Converters. *IEEE Applied Power Electronics Conference – APEC*, p. 1-9, 1998.
- [13] BARBI, Ivo & MARTINS, Denizar Cruz. *Eletrônica de Potência – Conversores CC-CC Básicos Não Isolados*. Edição do Autor. Florianópolis, SC, 2000.

- [14] BASCOPE, René P. Torrico & PERIN, Arnaldo José. *O transistor IGBT Aplicado em Eletrônica de Potência*. 1ª Edição. Sagra Luzzato Editores – Porto Alegre, RS, 1997.
- [15] BARBI, Ivo. *Eletrônica de Potência – Projeto de fontes chaveadas*. Ed. do Autor. Florianópolis, SC, 2001.
- [16] BARBI, Ivo. *Eletrônica de Potência*. Ed. do Autor. Florianópolis, SC, 2000.
- [17] WUERGES, Sandro Alex. Estudo e Implementação dos Drivers SKHi 20op e SKHi 10op. Relatório interno, INEP. Florianópolis, SC, Jul. 2001.
- [18] SCHLICHTING, Luiz Carlos Martinhago. *Estudo e Implementação de uma Fonte Chaveada Off-the-Line de Alta Tensão com Múltiplas Saídas Utilizando a Técnica dos “QRC-ZCS”*. Florianópolis, SC, 1990. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [19] Semikron Semicondutores de Potência – Dissipadores. <http://www.semikron.com>.
- [20] Voltts – Componentes Eletrônicos – Tabela de Varistores <http://www.voltts.com.br>.
- [21] Application Note Epcos - SIOV Metal Oxide Varistors. <http://www.epcos.com>.
- [22] Linha de Produtos Thornton – Ferrites. <http://www.thornton.com.br>.
- [23] Application Note LEM – Current transducer. <http://www.lem.com>.
- [24] Application Note National – LM3524 Regulating pulse width modulator. <http://www.national.com>
- [25] MARTIGNONI, Alfonso. *Transformadores*. 8ª Edição. São Paulo: Editora Globo, 1991.
- [26] LIZ, Muriel Bittencourt. *Introdução à Compatibilidade Eletromagnética em Conversores Estáticos*. Florianópolis, SC, 1999. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [27] BARBI, Ivo & SOUZA, Alexandre Ferrari. *Retificadores de Alto Fator de Potência*. Curso – UFSC. Florianópolis, 1996.