

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**Sistemas Eletrônicos de Iluminação Baseados
nos Conversores CA/CA**

TESE DE DOUTORADO

Fabio Luis Tomm

Santa Maria, RS, Brasil

2011

PPGEE/UFSM,RS

TOMM, FABIO LUIS

DOCTOR

2011

**SISTEMAS ELETRÔNICOS DE ILUMINAÇÃO BASEADOS NOS
CONVERSORES CA/CA**

Fabio Luis Tomm

Tese apresentada ao Curso de Doutorado do Programa de
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em
Processamento de Energia: Sistemas de Iluminação, da Universidade Federal de
Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de
Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Ricardo Nederson do Prado

Santa Maria, RS, Brasil

2011

T661s Tomm, Fabio Luis

Sistemas eletrônicos de iluminação baseados nos conversores ca/ca /
Fabio Luis Tomm. – 2011.
149 p. : il. ; 31 cm.

Orientador: Ricardo Nederson do Prado.

Coorientador: Alexandre Campos.

Tese (doutorado) – Universidade Federal de Santa Maria, Centro de
Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, RS, 2011.

1. Engenharia elétrica 2. Conversores 3. Conversor CA/CA 4. Reator
eletrônico 5. Lâmpadas HID 6. Fenômeno da ressonância acústica I.
Prado, Ricardo Nederson do II. Campos, Alexandre III. Título.

CDU 621.318.43

Ficha catalográfica elaborada por Simone G. Maisonave – CRB 10/1733
Biblioteca Central da UFSM

© 2011

Todos os direitos autorais reservados a Fábio Luis Tomm. A reprodução de partes ou do todo
deste trabalho só poderá ser com autorização por escrito do autor.

Endereço: Av. Getúlio Vargas 2600, Bairro Centro, Santo Ângelo, RS, 98802-540

Fone +55 (0xx)53 9972 4528; End. Eletr.: tomm@mail.ufsm.br

**Universidade Federal de Santa Maria
Centro de Tecnologia
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica**

A Comissão Examinadora, abaixo assinada,
aprova a Tese de Doutorado

**SISTEMAS ELETRÔNICOS DE ILUMINAÇÃO BASEADOS NOS
CONVERSORES CA/CA**

elaborada por

Fabio Luis Tomm

como requisito parcial para obtenção do grau de

Doutor em Engenharia Elétrica

COMISSÃO EXAMINADORA:

Ricardo Nederson do Prado, Dr. (UFSM)
(Presidente/Orientador)

Alexandre Campos, Dr. (UFSM)
(Co-Orientador)

Walter Kaiser, Dr. (USP)

Lenin Martins Ferreira Morais, Dr. (UFMG)

José Marcos Alonso Álvarez, Dr. (Universidade de Oviedo)

Tiago Bandeira Marchezan, Dr. (UFSM)

Marco Antônio Dalla Costa, Dr. (UFSM)

Santa Maria, 23 de Agosto de 2011.

Aos meus pais,

Jacinta e Sérgio,

pelo amor incondicional e

exemplo de vida.

*A minha família, por fornecer a base
para o meu crescimento pessoal e
profissional.*

*A Ediléia, pelo apoio nas horas difíceis e
pelo companheirismo nas horas boas.*

*Aos meus filhos que me incentivam todos
os dias a desenvolver tudo da melhor
forma possível.*

*Ser livre é sempre buscado por pessoas
sábias e só alcançado pelos fortes de
espírito.*

Mas não basta pra ser livre

Ser forte, aguerrido e bravo

Povo que não tem virtude

Acaba por ser escravo.

(Francisco Pinto da Fontoura)

AGRADECIMENTOS

Ao Professor Ricardo Nederson do Prado pelo incentivo, orientação e grande amizade que dele recebi durante o transcorrer destes anos Pelos valiosos conselhos e por elevar minha auto-estima sempre que necessário, e fazer acreditar em mim mesmo.

Ao Professor Alexandre Campos pela dedicação na co-orientação neste trabalho e pela amizade desenvolvida no transcorrer desse período.

Ao professor Mauro C. Moreira, e aos demais amigos dos Institutos Federais de Ciência e Tecnologia, pelo apoio nestes mais de 2 anos de trabalho como professor na instituição, e pela amizade que construímos.

Aos professores Marco Antônio Dalla Costa, Álysson Raniere Seidel, Marcelo Freitas, aos demais professores de graduação e pós-graduação em Engenharia Elétrica da UFSM, pelas valiosas contribuições prestadas na minha formação profissional.

Ao colega Jocemar Biasi Parizzi, pela forte amizade que construímos no decorrer desses anos de convivência, pelo apoio prestado tanto no quesito pessoal quanto no profissional, e pela participação e contribuições a esta tese de doutorado.

Aos colegas do GEDRE Gustavo Weber Denardin, Carlos Henrique Barriquello, André Luis Kirsten, Fábio Ecke Bisogno, Rafael Adaime Pinto, Rafael Eduardo da Costa, Juliano de Pelegrini Lopes, Murilo Cervi, Alessandro de Oliveira, Jacson Hansen, Diogo Ribeiro Vargas e a todos os demais colegas e amigos que fizeram ou fazem parte deste grupo, pelo companheirismo, amizade e troca de conhecimentos.

Aos professores membros da banca de meu exame de qualificação e da banca de minha defesa final, que prestarem valiosas contribuições a este trabalho.

À Universidade Federal de Santa Maria, CAPES e ao CNPq, por proporcionarem excelentes condições de trabalho e pelo suporte financeiro no decorrer desse período.

Ao NUPEDDEE, nas pessoas de Fernando, Anacleto e Zulmar, peças fundamentais no sucesso da parte prática deste trabalho. Também pelo convívio amigável e excelente apoio técnico.

Aos secretários do PPGEE Cleonice, Arthur e Carlo, sempre dispostos a auxiliar na documentação necessária para a publicação deste trabalho.

Ao Índio Sepé Tiarajú, Bento Gonçalves, Romualdo Negreiro e outros que lutam pela liberdade.

RESUMO

Tese de Doutorado

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Universidade Federal de Santa Maria

SISTEMAS ELETRÔNICOS DE ILUMINAÇÃO BASEADOS NOS CONVERSORES CA/CA

AUTOR: FABIO LUIS TOMM

ORIENTADOR: RICARDO NEDERSON DO PRADO

Data e Local da Defesa: Santa Maria, 23 de Agosto de 2011.

Este trabalho visa aprimorar os sistemas de iluminação pública aplicando reatores eletrônicos baseados em conversores CA/CA. Apresenta-se um comparativo entre conversores tradicionais CC/CC, aplicando a eles interruptores bidirecionais em tensão e corrente, de modo a alimentar a lâmpada de alta pressão de sódio na frequência da rede de alimentação, formando um conversor estático CA/CA com alto rendimento. Apresenta uma metodologia de projeto para fonte de alimentação de lâmpadas de descarga em alta pressão baseada em reatores eletrônicos com alto rendimento e elevado fator de potência, que não excitam de forma destrutiva a ressonância acústica (AR). O reator consiste dos conversores Buck-Boost, Ćuk, SEPIC e ZETA bipolares operando por modulação de largura de pulso (PWM) em modo de condução de corrente contínua (CCM), com ou sem filtro de entrada acoplado e com um circuito de ignição. O conversor opera em 33 kHz e alimenta a lâmpada na frequência da rede. O circuito de ignição fornece a alta tensão para a formação inicial do arco elétrico e neste trabalho de doutoramento foi equacionado e otimizado quando comparado ao modelo tradicional. O controle do reator é implementado em um microcontrolador de 32 bits, o que contribui com a redução do número de componentes e do custo final do sistema, sem prejudicar a confiabilidade do mesmo. As formas de onda de saída de reatores eletromagnéticos e as normas vigentes servem de base para o dimensionamento dos componentes e a obtenção de uma nova metodologia de controle. Resultados experimentais para uma lâmpada HPS de 70 W alimentada a partir de uma rede de 220 V $\pm 20\%$ e 60 Hz são apresentados para validar os reatores propostos.

Palavras-chave: conversor CA/CA; reator eletrônico; lâmpadas HID; fenômeno da ressonância acústica.

ABSTRACT

Doctoral Thesis

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Universidade Federal de Santa Maria, RS, Brasil

SISTEMAS ELETRÔNICOS DE ILUMINAÇÃO BASEADOS NOS CONVERSORES CA/CA

**(LIGHTING SYSTEMS ELECTRONIC BALLASTS BASED ON AC
CHOPPERS)**

AUTHOR: FABIO LUIS TOMM

ADVISOR: RICARDO NEDERSON DO PRADO

Place and Date: Santa Maria, August 23, 2011.

This thesis proposes to improve the efficiency of public illumination systems by means of AC chopper based power converters. A comparative study of high performance AC/AC converters feeding high pressure sodium lamps on mains frequency is presented. These converters are obtained using standard DC/DC topologies with bi-directional switches (four quadrants). A high pressure lamp ballast design methodology is also presented, based on the suppositions of high input power factor and without exciting acoustic resonances at destructive levels. The topologies used are the Buck-Boost, *Ćuk*, SEPIC and *ZETA* operating on continuous current mode, with or without input filter, and an ignition circuit. The converters' switching frequencies are 33 kHz feeding the lamp at low frequency (mains frequency). The ignition circuit providing the high voltage required to guarantee the initial arc to start-up the lamp, is presented, analyzed and optimized in the thesis. To control the ballast a 32 bits microcontroller is used, contributing to reduce the component count and the overall system cost. The base to propose a new control design methodology and power circuit parts specification is the Brazilian standards and a comparison with the electromagnetic ballasts output waveforms. Experimental results supplying a 70 W HPS lamp, connected to the mains (220 V \pm 20% e 60 Hz) through the proposed ballasts, are presented in order to validate the thesis.

Keywords: Acoustic resonance phenomenon; AC/AC converter; electronic ballasts; HID lamps.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Lâmpada com ocorrência de ressonância acústica.	15
Figura 2 - Lâmpada com ocorrência de cataforese.....	17
Figura 3 - Resistência equivalente normalizada em função do tempo de funcionamento (Garcia, 2004).....	19
Figura 4 - Esquema típico de reator eletrônico (Philips, 1998).....	20
Figura 5 - Esquema básico de reatores eletrônicos utilizando o princípio de conversão direta CA/CA.....	22
Figura 6 - Circuito do conversor $\acute{C}uk$	23
Figura 1.1 – Visão geral do Sistema.....	26
Figura 1.2 - Conversor CA/CA originado com o princípio do conversor Buck-Boost.....	27
Figura 1.3 – Circuito básico Buck-Boost CA/CA para o interruptor S_1 conduzindo.....	28
Figura 1.4 – Circuito básico Buck-Boost CA/CA para o interruptor S_2 conduzindo.....	29
Figura 1.5 - Formas de corrente e tensão ideais para o conversor Buck-Boost CA/CA.....	32
Figura 1.6 - Conversor CA/CA originado com o princípio do conversor $\acute{C}uk$	36
Figura 1.7 - Circuito básico $\acute{C}uk$ CA/CA para o interruptor S_1 conduzindo.....	37
Figura 1.8 - Circuito básico $\acute{C}uk$ CA/CA para o interruptor S_2 conduzindo.....	38
Figura 1.9 - Formas de corrente e tensão ideais para o conversor $\acute{C}uk$ CA/CA.....	40
Figura 1.10 – Conversor CA/CA originada com o princípio do conversor SEPIC.....	44
Figura 1.11 – Circuito básico do SEPIC CA/CA para o interruptor S_1 conduzindo.....	45
Figura 1.12 – Circuito básico do conversor SEPIC CA/CA para o interruptor S_2 conduzindo.....	45
Figura 1.13 - Formas de corrente e tensão ideais para o conversor SEPIC CA/CA.....	48
Figura 1.14 - Conversor CA/CA originado com o princípio do conversor <i>ZETA</i>	52
Figura 1.15 - Circuito básico <i>ZETA</i> CA/CA para o interruptor S_1 conduzindo.....	53
Figura 1.16 - Circuito básico <i>ZETA</i> CA/CA para o interruptor S_2 conduzindo.....	54
Figura 1.17 - Formas de corrente e tensão ideais para o conversor <i>ZETA</i>	56
Figura 2.1 - Trapézio de limites de tensão e potência para Lâmpada de 70 W em Vapor de Sódio de Alta Pressão (ABNT, 1997).....	62
Figura 2.2 – Circuito de ignição ressonante (Da Costa, 2008).....	65
Figura 2.3 - Circuito básico para pulso de tensão sobreposta para ignição.....	66
Figura 2.4 - Forma da tensão e corrente do dispositivo SIDAC (Correa, 2000).....	67
Figura 2.5 – Resultado Prático do ignitor proposto - Tensão na lâmpada (500 V/div.).....	71
Figura 2.6 – Resultado Prático do ignitor proposto - Tensão no suporte sem lâmpada (500 V/div.).....	71
Figura 2.7 - Tensão (50 V/div.) e corrente (1A/div.) da lâmpada em reator eletromagnético... ..	72

Figura 2.8 - Tensão (50 V/div.) e corrente (1A/div.) da lâmpada em reator eletrônico.....	73
Figura 2.9 - Etapas para acionamento de HID.	74
Figura 2.10 – Tempo morto obtido com o sistema de centralização do PWM.	75
Figura 2.11 - Estratégia de controle por microcontrolador.	76
Figura 2.12 - Modelo clássico de controle LTI.	78
Figura 2.13 - Modelo do sistema de controle da planta medindo a corrente com resistor.....	78
Figura 2.14 - Modelo do sistema de controle da planta medindo a corrente por efeito Hall.	79
Figura 2.15 – Diagrama de blocos do microcontrolador <i>ColdFire V1</i> (Freescale, 2007).....	82
Figura 2.16 – Tensão de entrada (V_{in}) entregue ao conversor A/D.....	83
Figura 2.17 – Curva de sensibilidade característica do Sensor Hall.	83
Figura 2.18 – Tensão na Saída do sensor Hall (traço superior – 0,5 V/div.) e Corrente de Saída (traço inferior – 0,5 A/div., 20 μ s/div.).	84
Figura 2.19 – Detalhe da Tensão com filtro CC na Saída do sensor Hall (traço superior – 0,1 V/div.) e Corrente de Saída (traço inferior – 0,5 A/div., 40 μ s/div.).	84
Figura 2.20 – Resposta Experimental do Tempo morto obtido com o sistema de controle PWM centralizado – Tensão de Gatilho de S_1 (traço superior – 1 V/div.) e S_2 (traço inferior – 1 V/div., 4 μ s/div.) na saída do Microcontrolador.	85
Figura 2.21 – Circuito auxiliar de alimentação do sistema.	86
Figura 2.22 – Protótipo da fonte auxiliar de alimentação do sistema.	89
Figura 2.23 – Filtro de EMI.....	91
Figura 3.1 – Variação da corrente eficaz em L_2 em função da razão cíclica média.	97
Figura 3.2 – Distribuição das perdas no sistema projetado.	100
Figura 3.3 - Resposta simulada do sistema ao degrau unitário.	102
Figura 3.4 - Circuito completo para confecção da placa de circuito impresso.	103
Figura 3.5 - Protótipo do sistema com o conversor Buck-Boost.....	105
Figura 3.6 - Distribuição do custo dos componentes da topologia proposta.....	106
Figura 3.7 - Tensão (traço superior - 100 V/div) e Corrente (traço inferior - 1 A/div. , 5 ms) no MOSFET S_1 durante a partida do sistema.....	107
Figura 3.8 - Tensão (traço superior - 200 V/div.) e Corrente (traço inferior - 500 mA/div., 40 μ s) no interr. S_1	107
Figura 3.9 - Tensão (traço superior - 200 V/div.) e Corrente (traço inferior - 500 mA/div., 100 μ s) no interr. S_2	107
Figura 3.10 - Tensão (traço superior - 100 V/div.) e corrente (traço inferior - 1 A/div., 10 ms) na lâmpada durante a partida do sistema.....	108
Figura 3.11 - Tensão (traço superior - 200 V/div.) e Corrente (traço inferior - 500 mA/div., 20 μ s) no interruptor S_1 no intervalo de reignição.	108

Figura 3.13 - Tensão (traço superior - 200 V/div.) e Corrente (traço sobre o superior - 500 mA/div.) na entrada; Tensão (traço inferior - 100 V/div.) e Corrente (traço sobre o superior - 1 A/div., 4 ms) na saída do sistema.	109
Figura 3.14 – Espectro harmônico da potência normalizada na lâmpada.	109
Figura 3.15 – Espectro harmônico em Hz da Corrente de entrada normalizada.	110
Figura 3.16 – Espectro harmônico da Corrente de entrada normalizada em detalhe.	110
Figura 3.17 - Resposta simulada do sistema ao degrau unitário.	117
Figura 3.18 - Resposta simulada do sistema.	117
Figura 3.19 - FFT da potência entregue a lâmpada da simulação.	118
Figura 3.20 - Protótipo do sistema com o conversor Ćuk.	118
Figura 3.21 – Partida: (a) Tensão (250 V/div.) em S_1 com lâmpada; (b) Tensão (250 V/div.) em S_1 sem lâmpada.	119
Figura 3.22 - Tensão (traço superior - 200 V/div.) e Corrente (traço sobre o superior - 500 mA/div.) na entrada do sistema; Tensão (traço inferior - 100 V/div.) e Corrente (traço sobre o superior - 1 A/div., 4 ms) na saída do sistema.	119
Figura 3.23 - Tensão (traço superior - 200 V/div) e Corrente (traço inferior - 1 A/div. , 2 ms) no indutor L_1	120
Figura 3.24 - Tensão (traço superior - 100 V/div) e Corrente (traço inferior - 1 A/div. , 20 μ s) no indutor L_2	120
Figura 3.25 - Tensão (100 V/div) no capacitor de acoplamento C_2	120
Figura 3.26 - Tensão (traço superior - 50 V/div) e Corrente (traço inferior - 1 A/div. , 4 ms) na lâmpada.	121
Figura 3.27 - Resposta simulada do sistema ao degrau unitário.	126
Figura 3.28 - Fotografia parcial do protótipo (etapa de potência) do conversor SEPIC e ao lado o Ignitor.	127
Figura 3.29 - Resposta do sistema, tensão de entrada (traço superior - 200 V/div.) e corrente (traço ciano - 0,5 A/div.); Tensão de saída (traço azul - 40 V/div.) e corrente (traço verde - 1 A/div., 2 ms) na lâmpada.	127
Figura 3.30 – Espectro harmônico da Corrente de entrada normalizada em detalhe.	128
Figura 3.31 – Espectro harmônico da potência na lâmpada.	128
Figura 3.32 - Resposta do sistema a variação da tensão de entrada, tensão de entrada (traço inferior - 200 V/div.) e corrente (traço superior - 1 A/div., 100 ms) na lâmpada.	129
Figura 3.33 – Localização dos pólos do controlador obtida pela Ferramenta (<i>Toolbox</i>) do Matlab.	134
Figura 3.34 – Resposta de ganho e fase do sistema.	135
Figura 3.35 - Resposta simulada do sistema ao degrau unitário (15,2 μ s/Amostra).	135
Figura 3.36 – Imagem da etapa de potência do protótipo para o conversor <i>ZETA CA/CA</i>	136
Figura 3.37 – Resposta da Tensão (traço superior - 100 V/div.) e corrente (traço inferior - 1 A/div., 10 ms) na lâmpada com o sistema do conversor <i>ZETA CA/CA</i>	137

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 - Parâmetros de Projeto.....	64
Tabela 2.2 - Propriedades do SIDAC MKP1V240	66
Tabela 2.3 – Comparativo de diversas formas construtivas de Núcleos de Ferrite.....	69
Tabela 2.4 - Corrente máxima do Cobre para pulso.....	70
Tabela 2.5 - Função de transferência média.....	59
Tabela 2.6 – Dados de Projeto do circuito auxiliar e da folha de dados do NCP.....	87
Tabela 2.7 - Lista de componentes do circuito auxiliar.....	90
Tabela 2.8 - Limites para os harmônicos de corrente da Classe C.....	93
Tabela 3.1 - Comparação Entre as Topologias Propostas	59
Tabela 3.2 - Componentes Especificados para o Conversor Buck-Boost.....	101
Tabela 3.3 - Lista de Componentes	104
Tabela 3.4 – Amplitude das componentes harmônicas da corrente de entrada.....	111
Tabela 3.5 - Componentes Especificados para o Conversor Ćuk.....	115
Tabela 3.6 - Componentes Especificados para o Conversor SEPIC	125
Tabela 3.7 - Componentes Especificados para o Conversor ZETA	133

SUMÁRIO

INTRODUÇÃO	13
CAPÍTULO 1 - SISTEMAS ELETRÔNICOS BASEADOS NOS CONVERSORES CA/CA PARA LÂMPADAS DE DESCARGA	25
1.1 INTRODUÇÃO	25
1.2 IMPLEMENTAÇÃO DO CONVERSOR CA/CA UTILIZANDO O CONVERSOR BUCK-BOOST	27
1.3 IMPLEMENTAÇÃO DO CONVERSOR CA/CA UTILIZANDO O CONVERSOR ĆUK	35
1.4 IMPLEMENTAÇÃO DO CONVERSOR CA/CA UTILIZANDO O CONVERSOR SEPIC	43
1.5 IMPLEMENTAÇÃO DO CONVERSOR CA/CA UTILIZANDO O CONVERSOR ZETA	52
1.6 CONCLUSÃO	58
CAPÍTULO 2 - PROJETO DO SISTEMA ELETRÔNICO	61
2.1 INTRODUÇÃO	61
2.2 PARÂMETROS DE PROJETO	61
2.3 IGNITOR	64
2.4 SISTEMA DE CONTROLE PARA LÂMPADA HID	71
2.4.1 Definição dos Requisitos de Controle do Sistema para Lâmpada HID	71
2.4.2 Modelamento do Controle do Sistema para Lâmpada HID	75
2.4.3 Implementação do Sistema de Controle para Lâmpada HID	80
2.5 FONTE AUXILIAR DE ALIMENTAÇÃO	85
2.5.1 Cálculo das indutâncias	87
2.5.2 Capacitor de Barramento	87
2.5.3 Cálculo dos capacitores dos filtros de saída	88
2.5.4 Capacitores dos enrolamentos de saída (V_{ch1} e V_{ch2})	88
2.5.5 Cálculo dos diâmetros dos fios	88
2.5.6 Cálculo do <i>Snubber</i> de tensão para o enrolamento primário	88
2.5.7 Escolha do núcleo magnético	89
2.6 ESTÁGIO DE ENTRADA	90
2.7 CONCLUSÃO	93
CAPÍTULO 3 - CONTROLADOR PARA OS SISTEMAS ELETRÔNICOS E IMPLEMENTAÇÃO	95
3.1 PROJETO DO CONVERSOR BUCK-BOOST CA/CA PARA LÂMPADA HPS DE 70 W	95
3.1.1 Controlador para o conversor Buck-Boost CA/CA	101
3.1.2 Resultados Experimentais	102
3.2 PROJETO DO CONVERSOR ĆUK CA/CA PARA LÂMPADA HPS DE 70 W	111
3.2.1 Controlador para o conversor Ćuk CA/CA	115
3.2.2 Resultados Experimentais	118
3.3 PROJETO DO CONVERSOR SEPIC CA/CA PARA LÂMPADA HPS DE 70 W	121
3.3.1 Controlador para o Conversor SEPIC CA/CA	125
3.3.2 Resultados Experimentais	126
3.4 PROJETO DO CONVERSOR ZETA CA/CA PARA LÂMPADA HPS DE 70 W	129
3.4.1 Controlador para o conversor ZETA CA/CA	133
3.4.2 Resultados Experimentais	136
3.5 CONCLUSÃO	137
CONCLUSÃO	139
BIBLIOGRAFIA	143
PUBLICAÇÕES DO AUTOR	149

INTRODUÇÃO

Cerca de 25% da energia elétrica consumida mundialmente é na forma de iluminação artificial. Portanto, há a constante necessidade de desenvolvimento de sistemas para iluminação mais eficientes.

O presente trabalho pretende fornecer à lâmpada de descarga elétrica em alta pressão os níveis de tensão e corrente necessários para que ela mantenha constante no valor nominal o seu brilho e cor. Com a flutuação da tensão de alimentação dos reatores eletromagnéticos a lâmpada apresenta grandes flutuações de potência trazendo perda da vida útil e aumento de consumo.

Esse problema no setor energético faz que com que os órgãos governamentais venham a fomentar pesquisas, tanto na regulação da energia elétrica como na efficientização do consumo desta, incentivando, principalmente, o desenvolvimento de equipamentos mais eficientes, a fim de melhorar o aproveitamento da energia.

O impacto da iluminação pública no país é de aproximadamente 4,5% da demanda e a 3% da energia. Isto corresponde a uma demanda de 2,2 GW e a um consumo de 9,7 bilhões de kWh/ano (Eletrobrás, 2011).

As lâmpadas de vapor de mercúrio alta pressão (HPM) que no Brasil, são comumente empregadas na iluminação pública são altamente poluentes, embora tenham uma elevada vida útil e baixo custo, possuem uma eficácia luminosa bem inferior às lâmpadas HPS existentes (Marchezan, 2007).

O programa nacional de iluminação pública eficiente (RELUZ) lançado em junho de 2000 pelo Governo Federal Brasileiro teve término em 2010 e até o momento não gerou um relatório final. Almejou alcançar uma redução de até 292 MW da carga instalada em iluminação pública, no horário de ponta do consumo pela substituição de 5 milhões de pontos de iluminação dos 15 milhões de pontos apurados (Eletrobrás, 2011).

A lâmpada HPS é menos poluente que a lâmpada HPM, pois possuem em média 60% menos mercúrio. Há também modelos de lâmpada HPS sem mercúrio com eficiência

luminosa em média 4% menor, mas com vida útil maior e melhor índice de reprodução de cores (Geens, 1993).

O programa RELUZ foca-se na substituição dos reatores e lâmpadas HPM por novos reatores eletromagnéticos e lâmpadas HPS. É dentro deste contexto que o projeto e desenvolvimento de sistemas inteligentes, mais eficientes, confiáveis, de baixo custo e que atendam os requisitos de operação das lâmpadas HPS vem ao encontro das necessidades do sistema de iluminação como um todo.

Na Europa existem fabricantes que afirmam ter obtido rendimento acima de 90% com reatores eletrônicos para HPS (VENTURE, 2010). A Sonlight (2008) declara que até 40% a mais de luminosidade da lâmpada acionando-a com controle fino da potência e em alta frequência, mas não citam nada sobre a ressonância acústica e mesmo após várias tentativas de contato com o fabricante para adquirir o produto não houve retorno deste fabricante.

Lâmpadas de descarga elétrica de alta pressão (HID - *High Intense Discharge*) possuem grande eficiência luminosa (até 150 lm/W) e alta densidade de potência, mas a ressonância acústica (AR) é um fenômeno intrínseco da mesma operando com frequência acima de 1 kHz. O estado de ionização em altas frequências é afetado fazendo com que as características de funcionamento da lâmpada mudem.

A flutuação periódica na potência da lâmpada resulta em uma ondulação na pressão do gás de mesma frequência. Se esta frequência for igual à frequência de ressonância acústica particular do tubo de descarga, ondas estacionárias são geradas (Soares, 2004). Estas ondas estacionárias, que podem levar a destruição do tubo de descarga, dependem das dimensões e da geometria do tubo, bem como da pressão e velocidade de movimentação do gás de descarga, além de outros fatores.

Caso tal deformação seja suficientemente pronunciada, o arco pode curvar-se até tocar o tubo de descarga, provocando a sua quebra e consequente destruição da lâmpada. A maior diferença entre os vários tipos de lâmpadas é que estas áreas (bandas) de ressonância podem ser deslocadas devido às diferenças nas dimensões do tubo de descarga bem como a quantidade de faixas onde elas podem ocorrer. Isto pode ser explicado pela dependência do amortecimento das ondas acústicas da composição e da pressão do gás (Ruscassié, 2005). Além da possível destruição da lâmpada a ressonância acústica também pode trazer como consequência o surgimento de instabilidades indesejáveis com flutuações na luz, aumento da tensão da lâmpada e extinção do arco.

Para reatores eletrônicos a operação da lâmpada em alta frequência reduziria custos, mas a ressonância acústica (RA) é um grande problema e não há um consenso sobre como evitá-la. Outras razões importantes para o interesse neste tipo de reator é que estes são geralmente menores, mais leves e mais eficientes que os reatores eletromagnéticos, além de permitirem o controle da potência da lâmpada independentemente das variações que possam ocorrer com a fonte de alimentação ou com variações paramétricas em decorrência do envelhecimento da lâmpada. A Figura 1 apresenta uma lâmpada operando com o pronunciamento de RA.

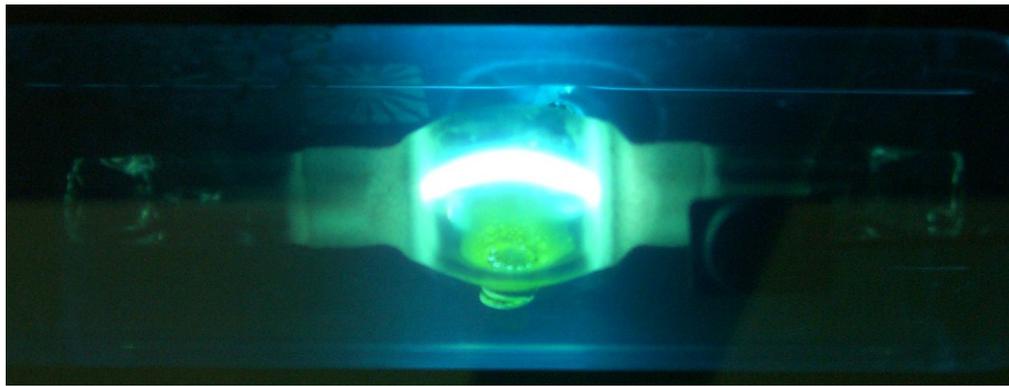


Figura 1 - Lâmpada com ocorrência de ressonância acústica.

A intensidade da ressonância acústica e as frequências em que elas ocorrem dentro da faixa supracitada variam de lâmpada para lâmpada e com o envelhecimento da mesma.

A ocorrência da ressonância acústica está condicionada principalmente a dois fatores: Frequências harmônicas da saída do reator coincidirem com a frequência de ressonância acústica e a amplitude da potência da lâmpada deve atingir o limiar de ressonância acústica.

Além disso, o surgimento da ressonância acústica provoca como reflexo o aparecimento no barramento CC destes conversores de perturbações de baixa frequência, normalmente situada entre 5 Hz e 10 Hz (Zhou, 1999).

A ressonância acústica pode, então, ser apontada como a principal causa do adiamento na utilização de reatores eletrônicos na operação da lâmpada de alta pressão, diferentemente do que ocorre já há algum tempo com as lâmpadas fluorescentes. Isto justifica o grande interesse existente atualmente sobre o fenômeno.

Deve-se, porém, lembrar que a ressonância acústica pode não estar combinada com instabilidades visíveis de luz. Nestes casos, a sua ocorrência pode ser detectada através de alterações no perfil de temperatura do arco e do som emitido (Shäfer, 1982).

Vários métodos já foram utilizados a fim de tentar evitar a ocorrência da ressonância acústica. Em (Yan, 2001) é feita uma revisão sobre os principais métodos atualmente conhecidos para evitar a ressonância acústica;

- Operação das lâmpadas em faixas de frequência onde não se registra a ocorrência da ressonância;

São os que operam sintonizados em faixas de frequências onde teoricamente não se registra grande manifestação de ressonâncias, os que operam a lâmpada em baixa frequência e os que operam com frequência muito alta, acima do limite máximo observável de registros da ocorrência de ressonâncias destrutivas (Holtslag, 1996) e (Zhou, 1999). Os que em frequências acima da ressonância emitem interferências eletromagnéticas através da lâmpada que podem interferir em outros equipamentos e por isto não são recomendados para iluminação pública. Na alimentação pulsada por baixas razões cíclicas, a lâmpada tem uma redução da sua eficácia luminosa em virtude do aumento de irradiação no espectro da região do azul (Kaiser, 2007).

- Operação das lâmpadas sob densidades de potência minimizadas de harmônicas individuais, ou seja, promovendo o espalhamento do espectro de potência (Peng, 1997), (Laskai, 1998) e (Morais, 2007);

Estes possuem grandes problemas com o dimensionamento do filtro de saída, pois devem operar em uma gama muito grande de frequências para que se consiga mudar todas as harmônicas de potência entregues a lâmpada.

- Operação em corrente contínua;

A operação em corrente contínua produz um fenômeno chamado cataforese (Allen, 1993). A cataforese é a concentração de íons positivos em um eletrodo e negativo em outro devido ao campo elétrico, assim o arco irá se concentrar de um lado em poucos minutos reduzindo grandemente a vida útil devido à distribuição irregular da temperatura do tubo (Figura 2). A cataforese facilita a separação do sódio de outros gases no tubo e modifica as características de cor (Osteen, 1989).



Figura 2 - Lâmpada com ocorrência de cataforese.

- Operação das lâmpadas em frequências determinadas por um sistema de controle em tempo real;

Através da detecção da ocorrência da ressonância acústica e consequente mudança da frequência de operação (André, 2003), (Yan, 2001) e (Zhou, 1999).

Um dos métodos já estudado por alguns autores propõe a identificação da ocorrência de ressonâncias através da observação da tensão e da corrente na lâmpada. Tais valores, com o auxílio de recursos de eletrônica digital, permitem o cálculo do valor da resistência ou condutância equivalente da lâmpada, que será utilizado a fim de controlar o inversor do reator, já que uma das consequências da ocorrência da ressonância acústica é alteração dos parâmetros elétricos da lâmpada (Holtslag, 1996), (Peng, 1997), (Laskai, 1998), (Caldeira, 1997) e (Zhou, 1999). Dessa forma, caso a ressonância acústica se manifeste, o controle do reator deve mudar automaticamente a frequência de comutação do inversor. Uma varredura em frequência durante a partida ou logo após a estabilização do arco da lâmpada também pode ser utilizada a fim de determinar a banda em que não ocorre ressonância e escolher a frequência de comutação mais apropriada para o inversor (Kaiser, 2002) e (Caldeira, 1997). Entretanto, como a ressonância acústica é relativamente lenta (5 Hz a 10 Hz) e algumas vezes podem gerar variações sutis dos parâmetros elétricos da lâmpada, a utilização desta técnica é relativamente complexa e demanda a utilização de sensores de boa precisão.

Também se encontra na literatura a possibilidade de aplicação de uma modulação especial, desenvolvida para lâmpadas de vapor metálico, em que se faz a inversão rápida e periódica da fase da corrente senoidal de alta frequência que alimenta a lâmpada. Esta modulação especial é capaz de excitar a ressonância se a variação de fase gerar sub-harmônicas periódicas nas frequências naturais do bulbo de descarga acima dos patamares

mínimos. Preferencialmente, a inversão de fase da corrente que alimenta a lâmpada deve ser realizada em intervalos de tempo entre meio período e vinte períodos da frequência de comutação do inversor, com ângulos entre 50° e 130°. A consequência direta da utilização desta técnica não seria a eliminação total das chances de aparecimento da ressonância acústica (Coato, 1990).

Outra técnica de modulação especial, cujo objetivo é evitar a ocorrência de ressonância acústica na lâmpada, consiste em operar a lâmpada com uma forma de onda de corrente quadrada de baixa frequência (Olsen, 2000), (Kramer, 2001) e (Alonso, 2005). Como a corrente é modulada em alta frequência, basta que se mantenha a ondulação de corrente dentro de certos patamares (normalmente abaixo de 5%) considerados seguros para que a ressonância não seja excitada.

Uma variação desta técnica consiste no uso do inversor de baixa frequência com corrente quadrada e modulação em alta frequência, que varia de modo aleatório dentro de uma faixa estipulada de frequência para assegurar que não ocorra a ressonância acústica na presença de uma corrente com ondulação importante (Garcia, 2004). Dessa forma, é possível tolerar uma maior ondulação da corrente na lâmpada, o que reduz o tamanho do filtro de saída do inversor. Registra-se ainda a afirmação de que com este método consegue-se melhorar a cor da lâmpada, sua eficiência e sua longevidade, permitindo operar a lâmpada em qualquer posição, sem alteração de suas características elétricas ou de luminosidade. Observa-se, porém, que esta técnica foi utilizada para lâmpadas de baixa potência.

Vários autores tratam do entendimento do aumento da tensão da lâmpada com o envelhecimento (Groot, 1986), (Nerone, 1995) e (Garcia, 2004), e este fenômeno eleva sua resistência equivalente com o tempo de uso (Figura 3), o que é um fator limitante para a vida útil da lâmpada. Este aumento é causado, por diversos fatores como o enegrecimento das extremidades do tubo de descarga pelo material arrancado dos eletrodos e pela mudança da pressão do gás. Entretanto a principal causa desta mudança paramétrica é a redução na pressão parcial do sódio, que ocorre principalmente pela migração do sódio pelos eletrodos e por processo de perda eletrolítica pela parede do tubo. Como esta lâmpada também contém mercúrio, a concentração de mercúrio sobe e leva à elevação da tensão de arco. Observa-se ainda que o material do eletrodo retirado na fase anódica, retorna na fase catódica quando se usa corrente alternada, mas altera o comportamento da temperatura do eletrodo em cada período da corrente da lâmpada, uma vez que a temperatura da fase anódica difere da temperatura da fase catódica.

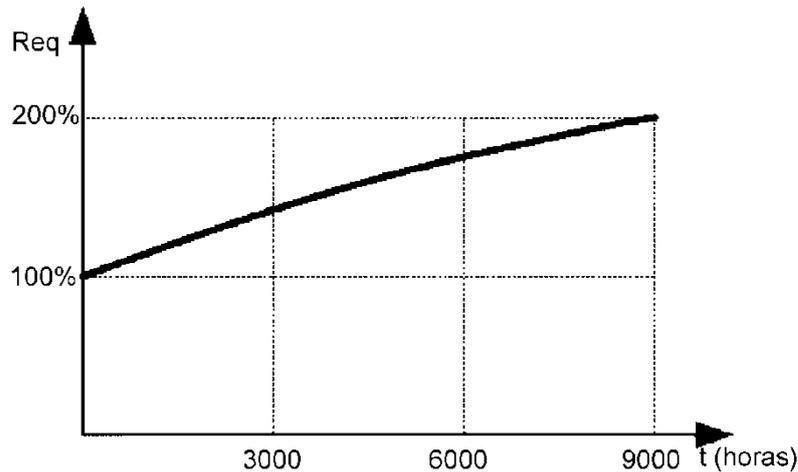


Figura 3 - Resistência equivalente normalizada em função do tempo de funcionamento (Garcia, 2004).

Para a lâmpada entrar em operação é necessário um pulso de ignição. O circuito de ignição fornece a alta tensão para a formação inicial do arco elétrico com tensões em torno de 2 kV para a partida da lâmpada a frio. Após a ignição e a estabilização do arco, a impedância efetiva da lâmpada é aproximadamente equivalente a um resistor com 10% da resistência equivalente para a operação normal acrescentado de uma não linearidade dependente da temperatura e de pequena indutância série. Quando operada em 50/60 Hz, a impedância da lâmpada muda continuamente através de um ciclo, o que leva a formas de onda de tensão não senoidais, gerando harmônicas de alta ordem em tensão, mas a forma da corrente deve ser senoidal para garantir que haverá somente uma harmônica de potência instantânea e na frequência da rede. Quando uma lâmpada de descarga é alimentada a partir de uma fonte alternada em baixa frequência, as propriedades elétricas da descarga elétrica do gás mudam muito entre a lâmpada fria, ou seja, em quanto o gás auxiliar é o predominante na descarga, e quando a lâmpada está quente, ou seja, quando o sódio ou misturas metálicas predominam na descarga.

Quando a corrente na lâmpada é próxima de zero o arco de descarga é extinto e para ele ser retomado, em um curto espaço de tempo, é necessário um nível de tensão um pouco acima da tensão nominal de trabalho. Chama-se este processo de reignição. A tensão de reignição tem sua amplitude em função da temperatura dos gases de descarga, portanto, durante a partida a tensão de reignição é superior a de disparo do ignitor e se tem a cada semiciclo um pulso de alta tensão aplicado a lâmpada pelo circuito de ignição, até que a lâmpada aqueça.

Para evitar a reignição muitos reatores alimentam a lâmpada com formas de onda quadrada de corrente. A maioria dos reatores que fornecem corrente em baixa frequência para a lâmpada utiliza um conversor CC/CC de alta frequência. Na Figura 4 é apresentado o diagrama de bloco típico destes reatores eletrônicos.

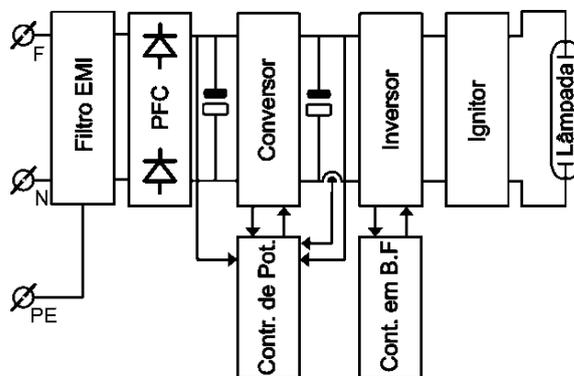


Figura 4 - Esquema típico de reator eletrônico (Philips, 1998).

Para controlar a potência na lâmpada tipicamente tem-se no bloco “Conversor” da Figura 4 um circuito do tipo *Buck* ou do tipo *Boost*, dependendo da tensão de alimentação. Na saída é acrescentado um inversor funcionando em baixa frequência para gerar uma forma de onda quadrada. Neste caso, o circuito de correção do fator de potência (PFC) regula a tensão do barramento e o controle de potência fica a cargo do conversor CC/CC. Os sensores de tensão e de corrente são colocados entre o conversor CC/CC e o inversor. O sensor de tensão, que neste caso mostra a imagem retificada da tensão instantânea da lâmpada, pode também servir para informar ao sistema se a lâmpada está presente, o valor desta durante a etapa de ignição, se já partiu ou se tem defeito, contudo sem sofrer a influência da tensão elevada usada durante o intervalo de ignição (Nerone, 1995). A grande vantagem reside na possibilidade de se utilizar um simples sensor resistivo, não isolado, referenciado a um potencial comum aos circuitos de controle e proteção do reator eletrônico. O uso do conversor CC/CC e do inversor, na maioria destes trabalhos onera ainda no uso de mais um conversor para fazer a correção do fator de potência (PFC) tornando o sistema de alto custo. A utilização de capacitores eletrolítico no barramento CC é indispensável destes conversores, o que reduz a expectativa de tempo de funcionamento do reator (Yan, 2009).

Em Dalla Costa (2008) é integrado os estágios do reator, mas o capacitor eletrolítico no estágio de entrada deve possuir alta capacitância e as tecnologias comerciais atuais para este capacitor apresentam durabilidade inferior a da lâmpada nas condições previstas por norma (Yan, 2009).

O reator eletrônico frente ao magnético tem diversas vantagens como:

- Manutenção da potência entregue à lâmpada no valor nominal, independentemente da variação da rede elétrica e da impedância da lâmpada;
- A possibilidade de redução da potência entregue à lâmpada “*dimming*” de maneira relativamente simples do sistema diretamente por parâmetros definidos (horário, movimento, luminosidade ambiente) e/ou através de comunicação em rede;
- Fator de potência praticamente unitário nesta configuração sem necessidade de componentes adicionais;
- Capacidade de sensoriamento dos valores de tensão da rede elétrica e envio destas informações via rede e se necessário o desligamento da lâmpada frente à sobretensões e ou flutuações de grande ordem (Denardin, 2009);
- Possibilidade de sensoriamento da luminosidade externa e de presença com envio destas informações via rede para cálculo da potência consumida no período (Denardin, 2009);
- Estimar a vida útil da lâmpada e informar via rede à necessidade de troca de lâmpada;
- Redução significativa do peso e possível redução dos custos em energia através da melhor eficiência do sistema e com a dimerização (Da Costa, 2008);
- Menores quantidades de cobre e ferro e com isto reduzindo o interesse em furto de reatores da rede pública, e ainda a possibilidade de que o reator só entre de funcionamento através de comunicação em rede.

Neste trabalho propõem-se o desenvolvimento de um estudo com o intuito maior de possibilitar a operação de lâmpadas de alta pressão com conversores em alta frequência, sem que se excite a ressonância acústica mesmo com níveis de potência reduzidos (*dimming*) a fim de tornar os sistemas aplicáveis para toda a gama de lâmpadas de alta pressão existentes no mercado. Com o intuito de não utilizar capacitores eletrolíticos, se procurou topologias onde não é necessário barramento(s) CC, pois possuem uma baixa durabilidade e prejudicam o meio ambiente (Yan, 2009).

Tendo em vista estes argumentos, desenvolveu-se um estudo com o intuito maior de possibilitar a operação de lâmpadas de alta pressão sem que se excite a ressonância acústica a níveis prejudiciais (Dalla Costa, 2007), mas com um conversor de alto rendimento em alta frequência. Assim, propõem-se como contribuição deste trabalho alimentar na frequência da rede, onde nunca se constatou o pronunciamento da RA, lâmpadas de alta pressão com conversores de alta eficiência que diretamente da rede alternada alimentem a carga. Desta forma dirigiu-se o estudo aos conversores CA/CA com a escolha do melhor filtro e etapa de potência sempre visando o cumprimento da norma, da melhor relação custo benefício e a não agressão ao meio ambiente (Yan, 2009). O diagrama de blocos básico de um conversor CA/CA é mostrado na Figura 5.

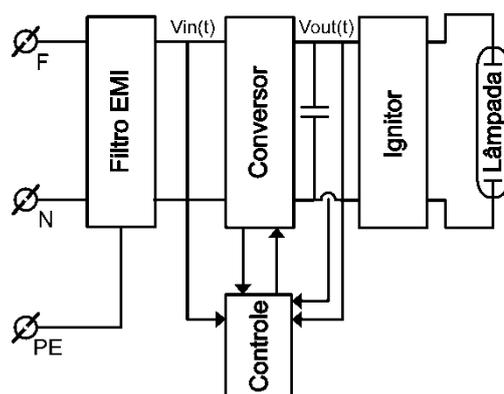


Figura 5 - Esquema básico de reatores eletrônicos utilizando o princípio de conversão direta CA/CA.

Várias configurações de conversores CA/CA são exploradas na literatura há muitos anos, mas para HID devido ao alto esforço de controle do sistema para transformar fontes de tensão em fontes de corrente impossibilitava sua utilização comercial. Há poucos anos atrás a implementação analógica de leis de controle para sistemas de quarta ordem envolviam altos custos e pouca robustez, hoje há disponibilidade de microcontroladores de baixo custo capazes de implementar controles complexos com alta confiabilidade e repetibilidade.

Qualquer conversor CC/CC (*chopper*) pode ser transformado em conversor CA/CA substituindo-se os semicondutores por interruptores em modo bidirecional em tensão (Oliveira, 1990 e Fedyczak, 2002). Consultando a literatura localizou-se três formas que os conversores CA/CA foram implementados para alimentação de HID:

- A sugerida por Sincero (2007) a partir do reator criado por Nerone (2000) com um capacitor em série com a carga filtrando o nível CC e injetando alta frequência na lâmpada podendo assim surgir ressonância acústica.

- Chopper CA a partir do conversor *Buck* implementado com controle discreto por microcontrolador de baixo custo (Tomm, 2007).
- Quem explorou também uma forma de acionar a lâmpada com a frequência da rede utilizando um conversor *Ćuk* CA/CA foi Cheng (2003). Com o circuito da Figura 4 os autores obtiveram um rendimento em torno de 84% utilizando uma malha de controle por potência medindo somente a tensão da rede e multiplicando por uma corrente de referência sincronizada com a rede gerando um sinal senoidal de controle necessário ao controle da razão cíclica. A tensão em C_2 é a soma da tensão da rede com a de saída resultando em um capacitor grande e com um estresse de tensão e corrente. O autor injetou altas ondulações de alta frequência na lâmpada e não se ateuve que a impedância da lâmpada é muito dinâmica e varia muito entre fabricantes, com o envelhecimento, desgaste de eletrodos, aumento da pressão do Xenônio (*Xenon*), e outros (Groot, 1986), o que causa mudança de desempenho chegando ao extremo de não funcionar.

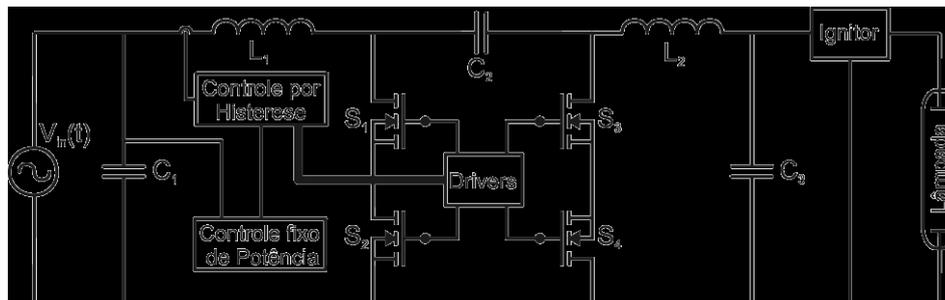


Figura 6 - Circuito do conversor *Ćuk*.

A topologia chopper *Buck* possui uma característica de fonte de tensão e as lâmpadas HID necessitam visualizar uma fonte de corrente em sua alimentação principalmente durante a partida, portanto é importante que o controle seja capaz de controlar a corrente da carga com precisão (Oliveira, 1990). A estrutura do conversor *Buck* empregando interruptores bidirecionais em corrente e tensão, conforme apresentado em (Tomm, 2007), apresenta altos fatores de crista criando níveis maiores de cintilação luminosa (*flicker*) devido ao grande tempo que a corrente é zero na lâmpada quando a tensão de entrada é inferior a mínima necessária a reigitação

Foi tendo em mente a redução da amplitude do *flicker* é que se tornou necessária a aplicação de conversores que sejam capazes de ampliar a tensão de entrada em relação à saída, na estrutura CA/CA da Figura 5 no bloco “Conversor”. O conversor Boost tem a

característica de somente ser possível controlar tensões superiores à entrada na saída. Devido à lâmpada requisitar tensões inferiores e superiores a tensão de entrada este conversor não será utilizado, mas sim seus derivados. Nesta produção será estendida a análise para os conversores Buck-Boost, *Ćuk*, SEPIC e *ZETA* a fim de reduzir os tempos de corrente zero.

Os conversores que serão abordados serão o Buck-Boost, *Ćuk*, SEPIC e *ZETA* não isolados e implementados com interruptores bidirecionais modulados por largura de pulso (PWM) operando em modo contínuo (CCM), com filtro de entrada acoplado no caso do Buck-Boost acrescentados ainda de um circuito de ignição. Os conversores foram calculados para operar em 33 kHz e alimentar a lâmpada com a frequência de rede utilizando somente 2 interruptores de potência dentro de pontes de diodos.

Resultados experimentais serão apresentados para uma lâmpada HPS de 70 W alimentada a partir de uma rede de 220 V $\pm 20\%$ e 60 Hz. Protótipos foram montados e dimensionados para atender às normas vigentes e possuir características que favoreçam a popularização deste tipo de dispositivo no mercado de iluminação pública, podendo também ser aproveitado em outras aplicações. Alta eficiência, alto fator de potência e custo compatível com o mercado são algumas dessas características.

O capítulo primeiro apresenta os conversores e as principais equações de projeto com as formas de onda ideais.

No segundo capítulo os elementos auxiliares são abordados e o controle em malha fechada desenvolvido. É discutido o estágio de entrada com avaliação do fator de potência e a normatização pertinente.

Com base no projeto das topologias propostas realizado no capítulo 1, é realizada a aplicação dos conversores estudados e resultados experimentais são obtidos no capítulo 3. Os resultados são apresentados de forma a validar as informações do capítulo 1 utilizando como exemplo de cálculo a HPS potência de 70 W com a apresentação das matrizes de estado dos modelos dos conversores, equação de controle com respostas simuladas e práticas.

O sistema inteligente de iluminação proposto vem ao encontro das necessidades mundiais de eficiência dos sistemas de iluminação, principalmente Pública. Isso devido à grande representatividade destes sistemas no consumo de energia mundial.

CAPÍTULO 1

SISTEMAS ELETRÔNICOS BASEADOS NOS CONVERSORES CA/CA PARA LÂMPADAS DE DESCARGA

1.1 Introdução

Projetos para reatores eletrônicos com apenas dois interruptores ativos no circuito de potência e que não provoquem os efeitos danosos da ressonância acústica não foram encontrados na literatura. As lâmpadas de alta pressão possuem coeficiente negativo de resistividade e são altamente não lineares quando alimentadas em baixa frequência. Os conversores que serão apresentados têm características de saída como fontes de tensão, mas a lâmpada para estabilizar seu arco precisa que a fonte apresente características de saída de fonte de corrente. Assim, pelo sistema de controle pretende-se modificar a característica destes conversores para que eles apresentem em sua saída características de fonte de corrente em uma determinada faixa de operação.

Neste capítulo é apresentada a análise detalhada dos conversores, a metodologia do projeto para o correto dimensionamento dos principais componentes e as suas limitações.

Pretende-se abordar neste capítulo os conversores Buck-Boost, Ćuk, SEPIC e ZETA implementados com interruptores em quatro quadrantes onde o projeto e controle para estes conversores serão realizados visando contemplar a dinâmica da lâmpada trazendo contribuições tecnológicas a comunidade científica. A não necessidade de um barramento CC no circuito de potência faz com que a vida útil do reator seja consideravelmente aumentada (Yan, 2006) reduzindo o impacto ambiental. O *ripple* de alta frequência na lâmpada deve ficar abaixo de 5% e com isto não excitar de forma perceptível visivelmente a ressonância acústica (Dalla Costa, 2007) o que não ocorre em várias outras topologias propostas de reatores de baixo custo (Sincero, 2005).

Interruptores para operar em quatro quadrantes, ou seja, capazes de controlar tensão e corrente em ambos os sentidos, podem ser obtidos com dois interruptores com capacidade de operação em dois quadrantes em série ou introduzindo o interruptor dentro de pontes retificadoras. Neste trabalho foi optado pela configuração de interruptores de dois quadrantes inseridos no centro de pontes de diodo por apresentarem principalmente menor custo. Na configuração com interruptores de dois quadrantes em série se houver pequena diferença sincronização entre os sinais de controle e a tensão de entrada pode surgir sobretensões e

sobrecorrentes no conversor. O protótipo construído por Cheng (2003) da Figura 6 utiliza esta configuração de interruptores em série na obtenção do conversor Ćuk CA/CA.

Neste capítulo é apresentada a análise detalhada dos conversores, a metodologia do projeto para o correto dimensionamento dos principais componentes e as suas limitações.

Para projetar os conversores CA/CA parte-se pelo estudo dos conversores CC/CC com ou sem filtro de entrada. Envolve-se no projeto 8 das 9 áreas de conhecimento da grande área Eletrônica de Potência (Mohan, 2007). A primeira área que se destaca no iniciar o projeto é a da teoria de circuitos trazendo os fundamentos de funcionamento dos conversores com suas etapas de operação e as equações para dimensionamento dos componentes passivos.

Definir os parâmetros de projeto e localizar o pior caso de operação do conversor é uma tarefa penosa e depende muito da experiência do projetista em visualizar todas as etapas de funcionamento. Esta análise é realizada no capítulo 2 juntamente com os circuitos auxiliares indispensáveis ao protótipo cujo visor geral é apresentado na Figura 1.1.

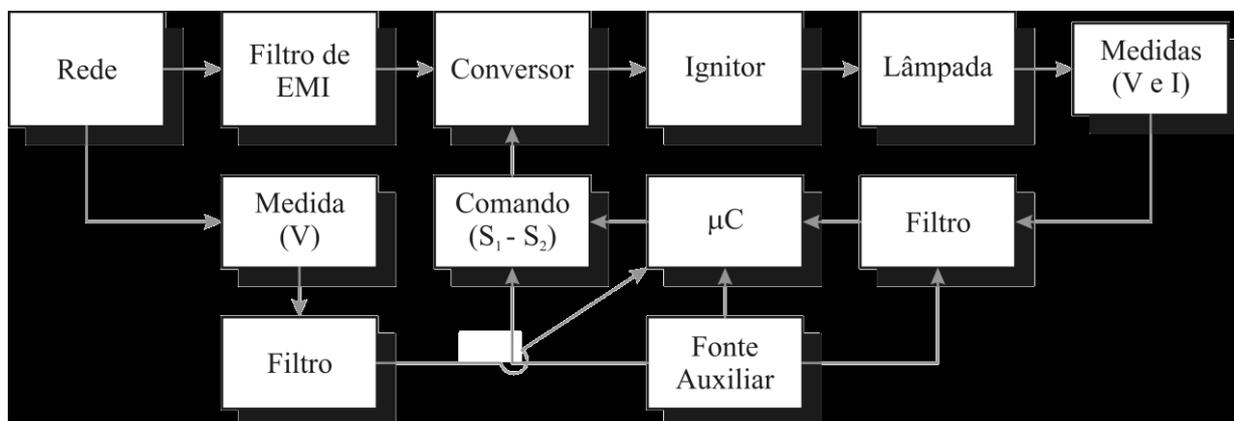


Figura 1.1 – Visão geral do Sistema.

Ferramentas de simulação como o PSpice e o PSim® fornecem uma segurança pela validação das grandezas de tensão, corrente e potência calculadas. O próximo passo é o projeto dos dispositivos físicos interruptores de estado sólido onde se deve primar pela relação custo benefício. Tendo a lista de componentes da topologia que se deseja projetar parte-se para a simulação computacional para verificação dos dados obtidos nestas etapas ainda com a carga sendo uma resistência e a razão cíclica sendo fixa no valor médio apurado. Realiza-se então o projeto do sistema de controle e esquematiza-se um esquema de funcionamento e para processamento dos sinais definindo aí o conjunto eletrônico necessário ao correto funcionamento do reator. Obtendo bons resultados de simulação do conversor se agregam a ele elementos adicionais como filtros de entrada, sistemas de medição e controle e

simula-se o sistema completo. Por fim deve-se dimensionar os elementos magnéticos e o *layout* da placa sempre tendo-se em mente a redução dos níveis de interferência eletromagnética.

1.2 Implementação do Conversor CA/CA utilizando o Conversor Buck-Boost

Aplicando a estrutura de inserção dos interruptores controlados dentro de pontes de diodos para o conversor Buck-Boost obtém-se o circuito apresentado na Figura 1.2 com o filtro de entrada acoplado. Os interruptores não controlados nesta configuração em ponte com o interruptor no centro são necessários devido à fonte de entrada ser senoidal e na lâmpada a corrente ser senoidal com fase próxima a 180° em relação a tensão de entrada. O filtro de entrada formado pelo indutor L_1 e C_2 é imprescindível neste conversor devido à corrente de pico que seria apresentada na entrada ser a soma das correntes de pico da entrada e da saída.

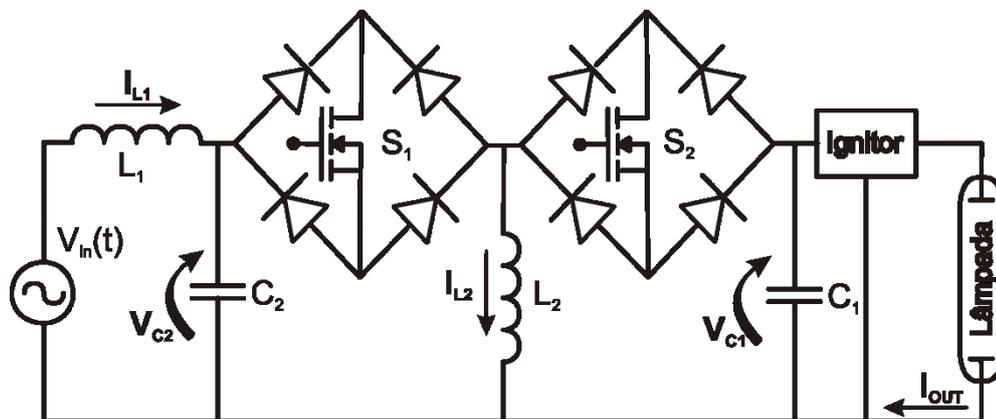


Figura 1.2 - Conversor CA/CA originado com o princípio do conversor Buck-Boost.

Este conversor apresenta como característica principal a inversão de polaridade da tensão de entrada utilizando uma mesma referência. Sua vantagem característica está na utilização de apenas um núcleo magnético na etapa de redução ou ampliação da tensão de saída e assim reduzindo a complexidade no controle dinâmico. Uma característica desvantajosa é que tanto a corrente de entrada quanto a corrente de saída são descontínuas exigindo capacitores maiores que outras topologias nas mesmas condições.

Como a tensão de entrada é senoidal com média zero, os capacitores devem possuir característica de suportar em seus terminais dupla polaridade, onde se aconselha a utilização de capacitores cerâmicos, pois possuem elevada vida útil.

A frequência de comutação é muitas vezes a frequência da rede de alimentação, e assim é possível de se considerar que em um período de chaveamento as tensões e correntes fiquem em torno do valor médio e o dimensionamento dos componentes seja pelo valor de pico da onda senoidal. A indutância L_1 e a capacitância C_2 operam com pequenas ondulações na frequência de comutação.

Após o pulso de ignição a influência do circuito ignitor é desprezível, como mostrado no capítulo 2.3, assim a tensão V_{C1} torna-se a própria tensão aplicada a lâmpada (V_{out}).

O projeto do conversor para que opere em condução contínua nos indutores (CCM) é importante para que não seja necessária a detecção da passagem da corrente por zero no interruptor S_2 e para que os capacitores não possuam grandes dimensões e esforços.

São duas as etapas de operação distintas do conversor dentro de cada semi-ciclo da rede. A primeira é quando o interruptor S_1 entra em condução (D.Ts) o indutor L_2 é submetido à tensão V_{C2} que possui valor médio em um período de comutação igual a tensão $V_{in}(t)$. A corrente em L_2 é positiva quando a tensão de entrada $V_{in}(t)$ é positiva, como apresentado na Figura 1.3 e negativa quando a tensão de alimentação é negativa. A lâmpada é alimentada pelo capacitor de saída C_1 . A polaridade da tensão V_{C1} é inversa a V_{C2} e possui a mesma amplitude da tensão da lâmpada após o pulso de ignição e a saturação do indutor do ignitor.

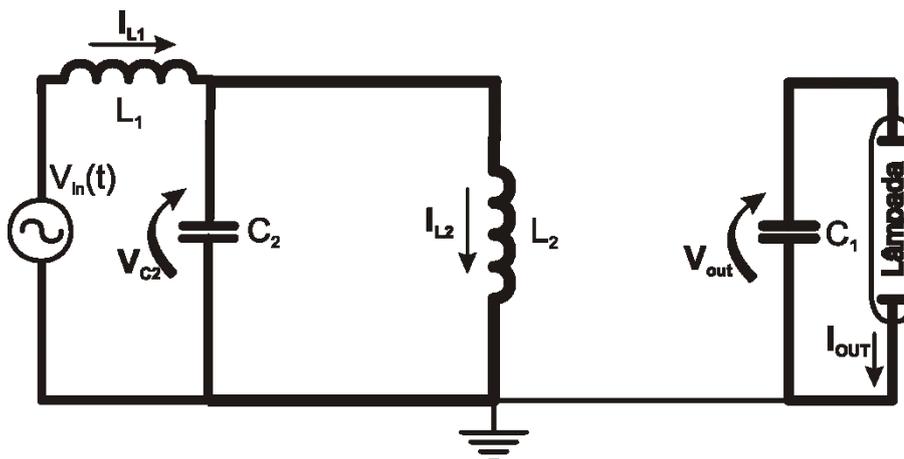


Figura 1.3 – Circuito básico Buck-Boost CA/CA para o interruptor S_1 conduzindo.

As equações válidas para o circuito da Figura 1.3 são:

$$\frac{dI_{L1}}{dt} = \frac{V_{in}(t) - V_{C2}}{L_1} \quad (1.1)$$

$$\frac{dI_{L2}}{dt} = \frac{V_{C2}}{L_2} \quad (1.2)$$

$$\frac{dV_{out}}{dt} = \frac{-I_{out}}{C_1} \quad (1.3)$$

$$\frac{dV_{C2}}{dt} = \frac{I_{L1} - I_{L2}}{C_2} \quad (1.4)$$

Após o período de condução de S_1 aguarda-se o tempo de recuperação reversa dos diodos antes de comandar a entrada em condução do interruptor S_2 , chamado Tempo Morto que é apresentado com detalhes no capítulo 2.4.

A segunda é quando o controlador PWM comanda a retirada de condução do interruptor S_1 $((1-D).T_s)$ ocorre que imediatamente após o tempo morto é acionado o interruptor S_2 e com isto é descarregada a energia de L_2 em C_1 e na lâmpada. O sentido das correntes indicadas na Figura 1.4 é o real quando a tensão da fonte é positiva e quando negativa é o reverso.

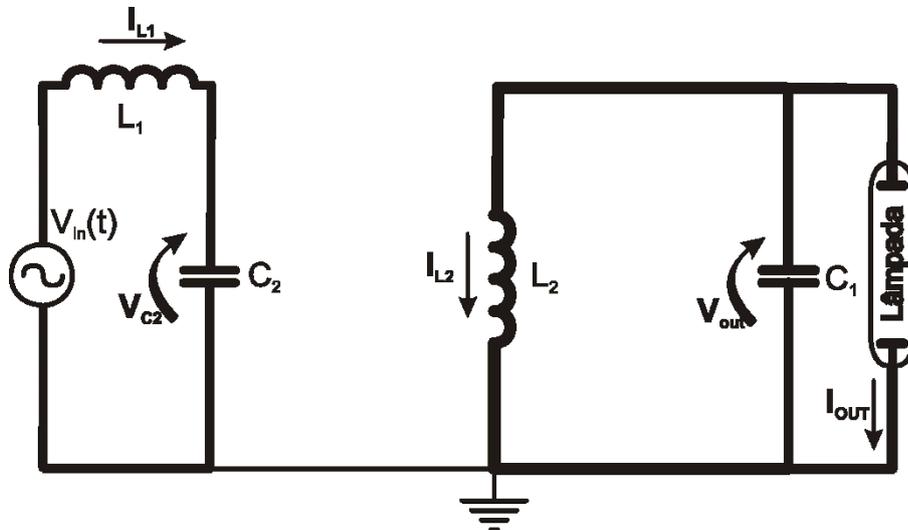


Figura 1.4 – Circuito básico Buck-Boost CA/CA para o interruptor S_2 conduzindo.

As equações instantâneas válidas para o circuito da Figura 1.4 são:

$$\frac{dI_{L1}}{dt} = \frac{V_{in}(t) - V_{C2}}{L_1} \quad (1.5)$$

$$\frac{dI_{L2}}{dt} = \frac{V_{out}}{L_2} \quad (1.6)$$

$$\frac{dV_{out}}{dt} = \frac{I_{L2} - I_{out}}{C_1} \quad (1.7)$$

$$\frac{dV_{C_2}}{dt} = \frac{I_{L_1}}{C_2} \quad (1.8)$$

Após o levantamento das equações de cada etapa de funcionamento do conversor Buck-Boost CA/CA monta-se a matriz em espaço de estados conforme equação 2.21 que é apresentada na equação 1.9.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L_1} \\ \dot{i}_{L_2} \\ \dot{v}_{C_2} \\ \dot{v}_{out} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{D}{L_2} & \frac{1-D}{L_2} \\ \frac{1}{C_2} & -\frac{D}{C_2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{D-1}{C_1} & 0 & -\frac{1}{C_1 \cdot Z_{Lamp}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ i_{L_2} \\ v_{C_2} \\ v_{out} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_{in} \quad (1.9)$$

$$i_{out} = \frac{v_{out}}{Z_{Lamp}}$$

Utilizando o Matlab verifica-se que a matriz 1.9 é linearmente independente. Resolve-se pela série de Taylor da equação 1.10 a equação matricial de 1.9, de modo a obter como entrada a razão cíclica que é a variável de controle (Verghese, 1996).

$$\begin{aligned} f(x_1, x_2, \dots, x_n) &= f(\bar{x}_1, \bar{x}_2, \dots, \bar{x}_n) + \left. \frac{\partial f}{\partial x_1} \right|_{\bar{x}_1} (x_1 - \bar{x}_1) + \\ &+ \left. \frac{\partial f}{\partial x_2} \right|_{\bar{x}_2} (x_2 - \bar{x}_2) + \dots + \left. \frac{\partial f}{\partial x_n} \right|_{\bar{x}_n} (x_n - \bar{x}_n) \end{aligned} \quad (1.10)$$

Anulam-se os termos que representam a velocidade de fase do sistema no ponto de equilíbrio, pois verifica-se que esta é nula por definição (Verghese, 1996). Definindo como $\Delta d = u$ a variação da razão cíclica da planta, ela se torna a matriz da equação 1.11 para pequenas perturbações em torno do ponto de equilíbrio. A equação 1.11 então não é mais discreta e sim linear, linearizada pelos valores médios no período onde o sistema em regime esta operando no modo contínuo, e é expressa como G_{Pla} na Figura 2.13 e Figura 2.14.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L_1} \\ \dot{i}_{L_2} \\ v_{C_2} \\ v_{out} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{D}{L_2} & \frac{1-D}{L_2} \\ \frac{1}{C_2} & -\frac{D}{C_2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{D-1}{C_1} & 0 & -\frac{1}{C_1 Z_{Lamp}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ i_{L_2} \\ v_{C_2} \\ v_{out} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{V_{in}}{L_2} \\ \frac{-D V_{in}}{C_2 Z_{Lamp} (1-D)^2} \\ \frac{D V_{in}}{C_1 Z_{Lamp} (1-D)^2} \end{bmatrix} u \quad (1.11)$$

$$i_{out} = \frac{v_{out}}{Z_{Lamp}}$$

A tensão de saída instantânea possui média dentro de um período de comutação para operação com condução contínua nos indutores (CCM) idealmente regida pela equação 1.12 quando do conversor operando em regime permanente (Mohan, 2007):

$$V_{out} = -\frac{D \cdot V_{in}}{1-D} \quad (1.12)$$

Como a frequência de comutação da saída PWM (f_s) é muito superior a da rede de alimentação considera-se, desta forma que em um período de chaveamento as tensões e correntes fiquem razoavelmente estáveis. A razão de ciclo de trabalho instantânea deste conversor deve ser tal que:

$$D = \frac{-V_{out}}{V_{in} - V_{out}} \quad (1.13)$$

No instante em que a tensão de saída possui amplitude várias vezes inferior a tensão de entrada este conversor possui grande dificuldade de controle. Esta dificuldade para obtenção de tensões baixas bem reguladas na saída durante a fase de aquecimento da lâmpada será abordado no capítulo 2 devido à precisão que se deve ter na regulação do valor da razão cíclica.

Na Figura 1.5 têm-se as principais formas de onda ideais que são encontradas no conversor Buck-Boost CA/CA da Figura 1.2.

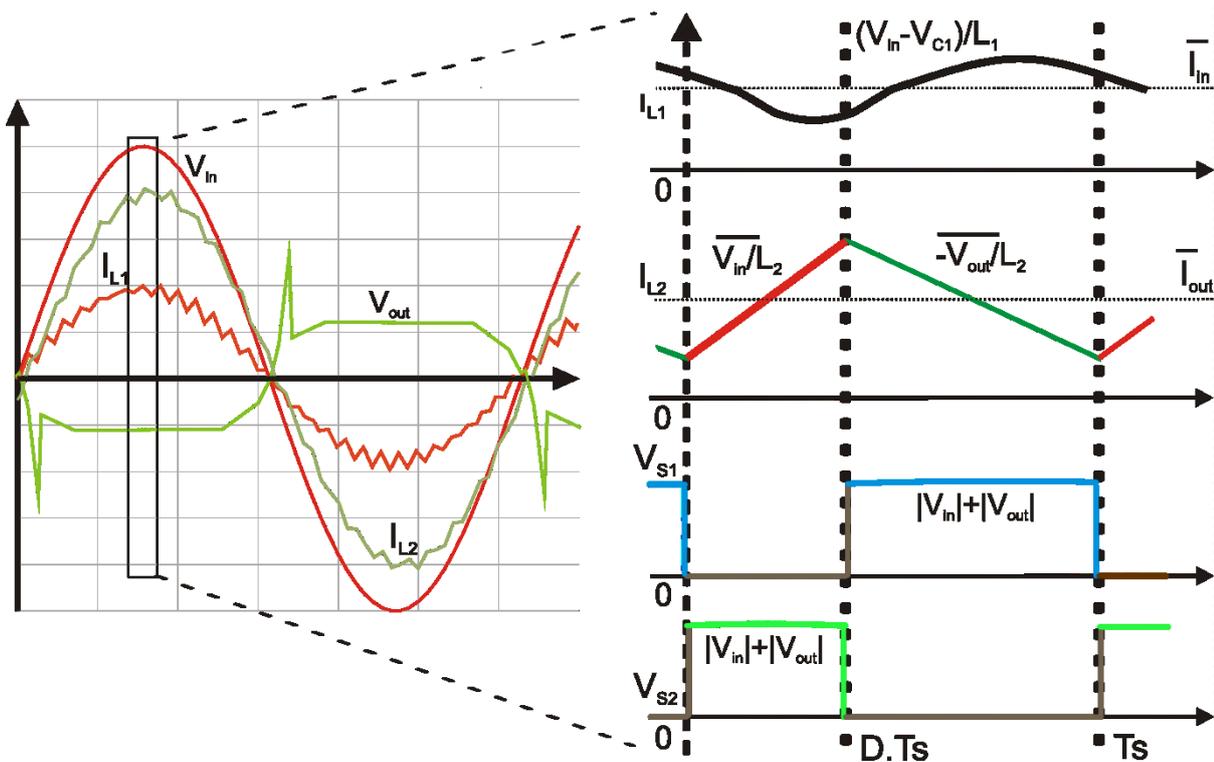


Figura 1.5 - Formas de corrente e tensão ideais para o conversor Buck-Boost CA/CA.

As principais equações para projeto do conversor Buck-Boost CA/CA para lâmpada HID são (Mohan, 2007):

$$C_1 \geq \frac{i_{out} \cdot D_{Méd}}{\alpha \cdot V_{Lamp(Máx)} \cdot f_s} \quad (1.14)$$

$$C_2 \geq \frac{I_{out(RMS)}}{\alpha \cdot V_{in(Min)(pico)} \cdot f_s} \quad (1.15)$$

$$L_1 \geq \frac{V_{in(Min)(pico)} \cdot D_{Méd}}{I_{out(Pico)} \cdot f_s} \quad (1.16)$$

$$L_{2(crit)} = \frac{V_{in(Min)(pico)} \cdot D_{Méd} \cdot (1 - D_{Méd})}{2 \cdot I_{out(Min)(Pico)} \cdot f_s} \quad (1.17)$$

A definição dos termos é realizada na Tabela 2.1. A capacitância C_2 e a indutância L_1 em alguns casos podem necessitar alterações a fim que se obtenha o fator de potência mínimo exigido por norma que será descrita no capítulo 2. As ondulações de corrente nos indutores devem ser minimizadas para assim reduzir os esforços nos capacitores, mas sem onerar o custo do reator. Após o cálculo dos valores mínimos de indutância e das correntes de pico e eficaz obtém-se o volume do núcleo magnético. Após adequar o valor do volume calculado ao valor comercial superior mais próximo, deve-se recalcular a indutância procurando maximizá-

la sem que se pronuncie a saturação. A corrente de pico no indutor L_2 que é igual à corrente de pico nos interruptores tem módulo apresentado por:

$$I_{L2(pico)} = \Delta I_{L2} + I_{out(pico)} = \frac{V_{in(pico)} \cdot D_{Méd}}{2 \cdot L_2 \cdot f_s} + I_{out(pico)} \quad (1.18)$$

O desenvolvimento da equação da corrente eficaz (RMS) no indutor L_2 do conversor Buck-Boost CA/CA é apresentada na equação 1.19 até 1.22:

$$I_{L2(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} I_{out}^2 dt} \quad (1.19)$$

$$I_{L2(RMS)} = \sqrt{\frac{\int_0^{T_s} \Delta I_{L2}^2 dt}{T_s} + I_{L2}^{-2}} \quad (1.20)$$

$$I_{L2(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left(\int_0^{D \cdot T_s} \left(\frac{V_{in} \cdot t}{L_2} \right)^2 dt + \int_{D \cdot T_s}^{T_s} \left(\frac{\left(\frac{-D}{1-D} V_{in} \right) t}{L_2} \right)^2 dt \right) + \left(\frac{P_{out}}{\left(\frac{-D}{1-D} V_{in} \right) \eta} \right)^2} \quad (1.21)$$

$$I_{L2(RMS)} = \sqrt{\frac{D^2 \cdot V_{in}^2}{3L_2^2 \cdot f_s} \left(D + \frac{D^2 + D + 1}{1-D} \right) + \frac{P_{out}^2 (D-1)^2}{D^2 \cdot V_{in}^2 \cdot \eta}} \quad (1.22)$$

No interruptor S_1 a corrente eficaz é representada por:

$$I_{S1(RMS)} = I_{L2(RMS)} \cdot \sqrt{D_{Méd}} \quad (1.23)$$

E complementarmente para S_2 tem-se:

$$I_{S2(RMS)} = I_{L2(RMS)} \cdot \sqrt{1 - D_{Méd}} \quad (1.24)$$

Para o cálculo da potência a ser dissipada nos interruptores S_1 e S_2 no caso da utilização da tecnologia MOSFET a equação simplificada 1.25 foi desenvolvida (Ahmed, 1999):

$$P_{S_} = P_{rDS(on)} + P_{Comut} + P_{Gatilho} \quad (1.25)$$

$$P_{S_} = I_{S1(RMS)}^2 \cdot r_{DS(on)} + (V_{in(pico)} + V_{Lamp(Máx)}) I_{S_ (pico)} \frac{Q_{GD}}{I_{Gatilho}} f_s + V_{Gatilho} \cdot Q_G \cdot f_s$$

Nota-se que a escolha de MOSFETs com resistência de condução baixa pode aumentar significativamente o rendimento do reator. Por este motivo, o uso de MOSFETs com tecnologia CoolMOS® torna-se atrativo. Estes interruptores possuem resistência de condução muito menor que os MOSFETs tradicionais, porém, sua capacitância de entrada é elevada.

A dissipação nos diodos ($P_{D_}$) é calculada considerando que o tempo morto entre a comutação dos interruptores é igual ao tempo de recuperação reversa (t_{rr}), que para as tecnologias atuais de diodos é o maior tempo a ser considerado. Para cada interruptor tem-se 2 diodos conduzindo com corrente igual a este, assim, foi desenvolvido em 1.26 as equações para avaliação destas perdas de rendimento por dissipação (Ahmed, 1999). O período que cada um dos diodos conduz é a metade do ciclo da senóide da rede de alimentação justificando a divisão por 2 na equação 1.26. Deste modo, recomenda-se a escolha de diodos com baixa tensão de condução e com tempos de recuperação reversa reduzidas.

$$P_{D_} = P_{Cond} + P_{Comut} = \frac{V_{D_} \cdot I_{D_}(RMS) + \frac{V_{D_}(Máx) \cdot I_{D_}(pico) \cdot f_s}{6} (t_f + t_{rr})}{2} \quad (1.26)$$

Onde: $V_{D_}$: Queda de tensão em condução do diodo;

$I_{D_}(Máx)$: Corrente eficaz;

$I_{D_}(pico)$: Corrente de pico;

t_f : Tempo de entrada em condução;

t_{rr} : Tempo de recuperação reversa,

Os tempos de comutação dos interruptores não são fixos e dependem de diversos fatores que devem ser previstos e no projeto do conversor devem ser levados em conta. O Tempo Morto entre a entrada em condução de um interruptor e outro pode acarretar em tensões prejudiciais ao circuito e assim, se deve introduzir em paralelo com o interruptor um circuito grampeador de tensão a fim de compensar as mudanças nos tempos de comutação dos interruptores.

A corrente eficaz no indutor L_1 do filtro de entrada do conversor Buck-Boost CA/CA é descrita por:

$$I_{L1(RMS)} = \frac{P_{out}}{V_{in(Min)} \cdot \eta} \quad (1.27)$$

Para a obtenção da corrente de pico no indutor L_1 é apresentada a seguinte equação, com a finalidade de obter todas as incógnitas necessárias ao dimensionamento do volume no núcleo magnético:

$$I_{L1(pico)} = \frac{P_{out(pico)}}{V_{in(Min)} \cdot \eta} \quad (1.28)$$

Obtidos estes valores de corrente, o núcleo necessário para os indutores L_1 e L_2 é dado pela equação 1.29 onde K_u é o índice de utilização da área de bobinamento e normalmente fica em torno de 0,8. A densidade de corrente (J) depende do tipo de material condutor aplicado no bobinamento, onde para o cobre deve ser menor de 450 A/cm^2 , surgindo o fator 10^4 para converter esta constante para m^2 . B_{\max} é a densidade de campo máximo no núcleo magnético sem os efeitos da saturação que é especificado por fabricantes, mas para ferrites comerciais é de 0,25 T. Nos fabricantes de núcleos magnéticos são encontrados tabelados os A_e e A_w que são respectivamente a área de corte transversal do núcleo magnético e a área da janela disponível.

$$A_e \cdot A_w = \frac{L \cdot i_{L(pico)} \cdot i_{L(RMS)} \cdot 10^4}{K_u \cdot J \cdot B_{\max}} \quad (1.29)$$

A seleção da forma construtiva do núcleo deve levar em conta, além da disponibilidade no mercado, diversos fatores listados na Tabela 2.3. Para os núcleos planares do modelo PQ e IPQ o fluxo disperso é baixo e vibrações nas espiras ou por Magnetoestrição que provocam ruído audível são menores.

1.3 Implementação do Conversor CA/CA utilizando o Conversor Ćuk

Com o conversor Ćuk aplicando-se a estrutura de inserção dos interruptores controlados dentro de pontes de diodos obtém-se o circuito apresentado na Figura 1.6. O conversor Ćuk é composto de um conversor Boost na entrada em série com um conversor Buck na saída, sendo uma fusão de dois conversores em série. A união em série destes dois conversores permite que a entrada e a saída possam operar em CCM e que o ganho estático deste conversor seja o mesmo do conversor Buck-Boost. O conversor Buck na saída permite que se obtenha uma baixa ondulação de corrente na lâmpada para um valor reduzido das capacitâncias quando comparado com o Buck-Boost e SEPIC.

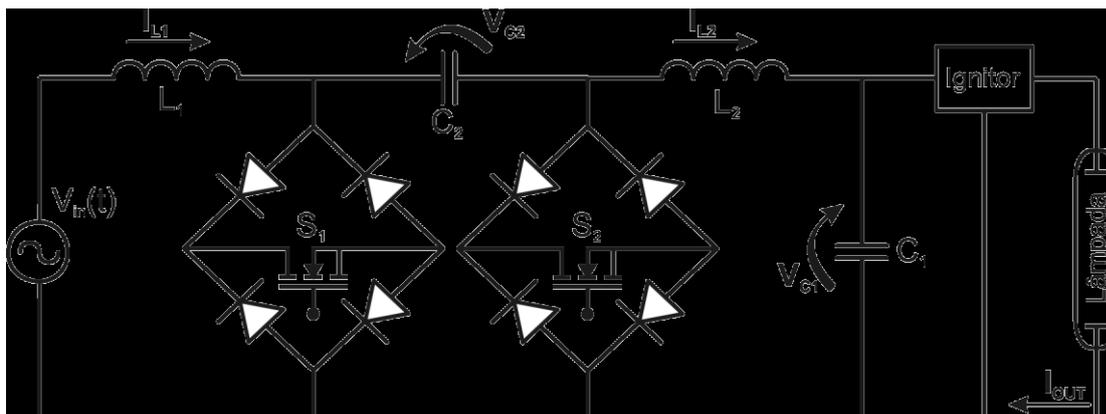


Figura 1.6 - Conversor CA/CA originado com o princípio do conversor Ćuk.

Este conversor já foi abordado na literatura Cheng (2003) onde o conversor Ćuk CA/CA foi implementado fechando a malha de controle da potência na lâmpada pelo controle da razão cíclica D medindo-se apenas a corrente de entrada. Neste trabalho será realizado o controle da potência medindo-se a tensão e corrente de saída e calculando-se o seu valor eficaz a fim de obter regulação de potência da ordem de 1%. Cheng (2003) apresentou esta topologia sem os cuidados com as ondulações de alta frequência (*ripple*) e com um sistema de controle que pode se tornar instável com lâmpadas no fim de sua vida útil.

A característica que torna mais atrativa esta topologia é a redução do capacitor de saída. A indutância de saída L_2 pode ser dimensionada de forma a minimizar a capacitância C_1 possibilitando a partida da lâmpada pela ressonância de C_1 e L_2 em uma frequência particular de comutação. A partida ressonante não foi abordada neste documento devido à padronização na análise para todos os conversores.

A grande desvantagem característica desta topologia reside em que a tensão em C_2 é a soma da tensão da rede com a de saída resultando em um capacitor de elevada tensão, com estresse de tensão e corrente elevados. Outra característica que torna menos atrativa esta configuração de circuito é que os interruptores devem suportar a corrente de saída somada a corrente de entrada. Os dispositivos interruptores ainda devem suportar a tensão de entrada somada a tensão de saída.

As indutâncias devem ser as maiores possíveis a fim de reduzir os esforços nos capacitores, e são passíveis de serem integradas em um mesmo núcleo, o que gera sobretensões e por este motivo não será utilizada esta técnica neste trabalho.

As considerações feitas para o Buck-Boost CA/CA da necessidade de CCM e que a tensão V_{C1} após a ignição torna-se a mesma que V_{out} são válidas nesta topologia.

Durante a condução de S_1 o conversor proposto aplica a tensão de entrada a L_1 , como mostra a Figura 1.7 durante o período $D.T_s$, e a corrente cresce por ambas as indutâncias armazenando energia em seus circuitos magnéticos.

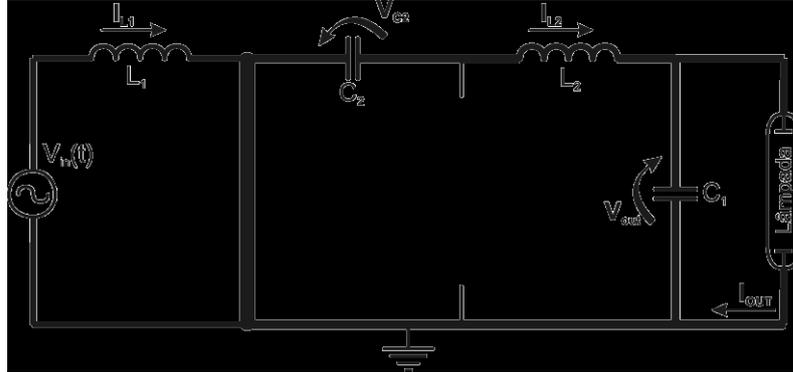


Figura 1.7 - Circuito básico Ćuk CA/CA para o interruptor S_1 conduzindo.

As principais equações válidas para esta etapa de funcionamento do circuito estão nas equações 1.30 a 1.33:

$$\frac{dI_{L1}}{dt} = \frac{V_{in}(t)}{L_1} \quad (1.30)$$

$$\frac{dI_{L2}}{dt} = \frac{-V_{C2} - V_{out}}{L_2} \quad (1.31)$$

$$\frac{dV_{out}}{dt} = \frac{I_{L2} - I_{out}}{C_1} \quad (1.32)$$

$$\frac{dV_{C2}}{dt} = \frac{-I_{L2}}{C_2} \quad (1.33)$$

A segunda é quando o controlador comanda a retirada de condução do interruptor S_1 $((1-D).T_s)$ ocorre que imediatamente após o tempo morto é acionado o interruptor S_2 e com isto o circuito idealizado é o mostrado na Figura 1.8. Nesta etapa a energia de L_1 é descarregada no capacitor C_2 em quanto que a energia de L_2 alimenta o capacitor de filtro de saída C_1 e a lâmpada.

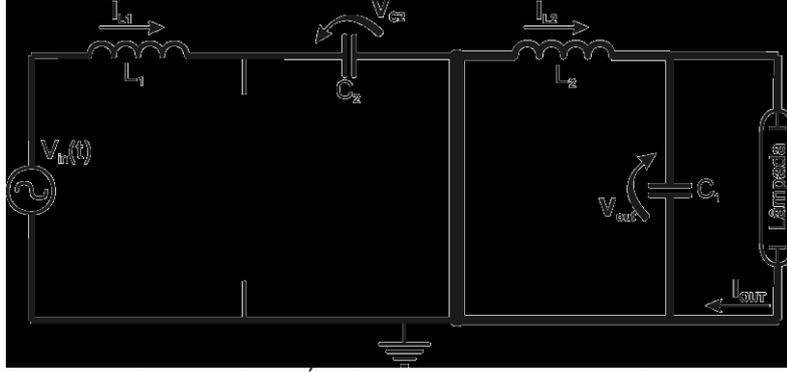


Figura 1.8 - Circuito básico Ćuk CA/CA para o interruptor S_2 conduzindo.

As equações válidas para este circuito estão nas equações 1.34 a 1.37:

$$\frac{dI_{L1}}{dt} = \frac{V_{in}(t) - V_{C2}}{L_1} \quad (1.34)$$

$$\frac{dI_{L2}}{dt} = \frac{-V_{out}}{L_2} \quad (1.35)$$

$$\frac{dV_{out}}{dt} = \frac{I_{L2} - I_{out}}{C_1} \quad (1.36)$$

$$\frac{dV_{C2}}{dt} = \frac{I_{L1}}{C_2} \quad (1.37)$$

Após o levantamento das equações de cada etapa de funcionamento do conversor Ćuk CA/CA monta-se a função de transferência em espaço de estados que é apresentada em equação 1.38.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L1} \\ \dot{i}_{L2} \\ \dot{v}_{out} \\ \dot{v}_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{D-1}{L_1} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} & -\frac{D}{L_2} \\ 0 & \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{C_1 Z_{Lamp}} & 0 \\ \frac{1-D}{C_2} & \frac{D}{C_2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{out} \\ v_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_{in} \quad (1.38)$$

$$i_{out} = \frac{v_{out}}{Z_{Lamp}}$$

Resolvendo pela série de Taylor da equação 1.39 de modo a obter como entrada a razão cíclica que é a variável de controle e como saída a corrente na lâmpada a matriz da equação 1.40 foi obtida (Verghese, 1996).

$$f(x_1, x_2, \dots, x_n) = f(\bar{x}_1, \bar{x}_2, \dots, \bar{x}_n) + \left. \frac{\partial f}{\partial x_1} \right|_{\bar{x}_1} (x_1 - \bar{x}_1) + \left. \frac{\partial f}{\partial x_2} \right|_{\bar{x}_2} (x_2 - \bar{x}_2) + \dots + \left. \frac{\partial f}{\partial x_n} \right|_{\bar{x}_n} (x_n - \bar{x}_n) \quad (1.39)$$

E anulando-se os termos que representam a velocidade de fase do sistema no ponto de equilíbrio, que é nula por definição define-se $\Delta d = u$ e a planta torna-se a matriz da equação 1.40 para pequenas perturbações em torno do ponto de equilíbrio (Verghese, 1996).

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L_1} \\ \dot{i}_{L_2} \\ v_{out} \\ v_{C_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{D-1}{L_1} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} & \frac{-D}{L_2} \\ 0 & \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{C_1 \cdot Z_{Lamp}} & 0 \\ \frac{1-D}{C_2} & \frac{D}{C_2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ i_{L_2} \\ v_{out} \\ v_{C_2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{in}}{L_1(1-D)} \\ \frac{V_{in}}{L_2(D-1)} \\ 0 \\ \frac{V_{in} \cdot D}{C_2 Z_{Lamp} (D-1)^2} \end{bmatrix} u \quad (1.40)$$

A tensão de saída média para CCM idealmente é a mesma do conversor Buck-Boost regida pela equação 1.12 quando do conversor operando em regime permanente. A razão de ciclo de trabalho instantânea deste conversor deve ser tal que:

$$D = \frac{|V_{out}|}{V_{in} + |V_{out}|} \quad (1.41)$$

Em regime permanente o capacitor C_2 é submetido à soma da tensão de saída com a tensão de entrada conforme equação 1.42. As ondulações de corrente nos indutores devem ser minimizadas para assim reduzir os esforços nos capacitores, mas sem onerar o custo do reator.

$$V_{C_2} = |V_{out(Máx)}| + |V_{in(pico)}| \quad (1.42)$$

A tensão máxima em C_2 é:

$$V_{C_2} = -V_{out} - \Delta V_{C_2} \quad (1.43)$$

Na Figura 1.9 têm-se as principais formas de onda ideais que são encontradas no conversor Ćuk CA/CA para lâmpada HID da Figura 1.6 em regime contínuo.

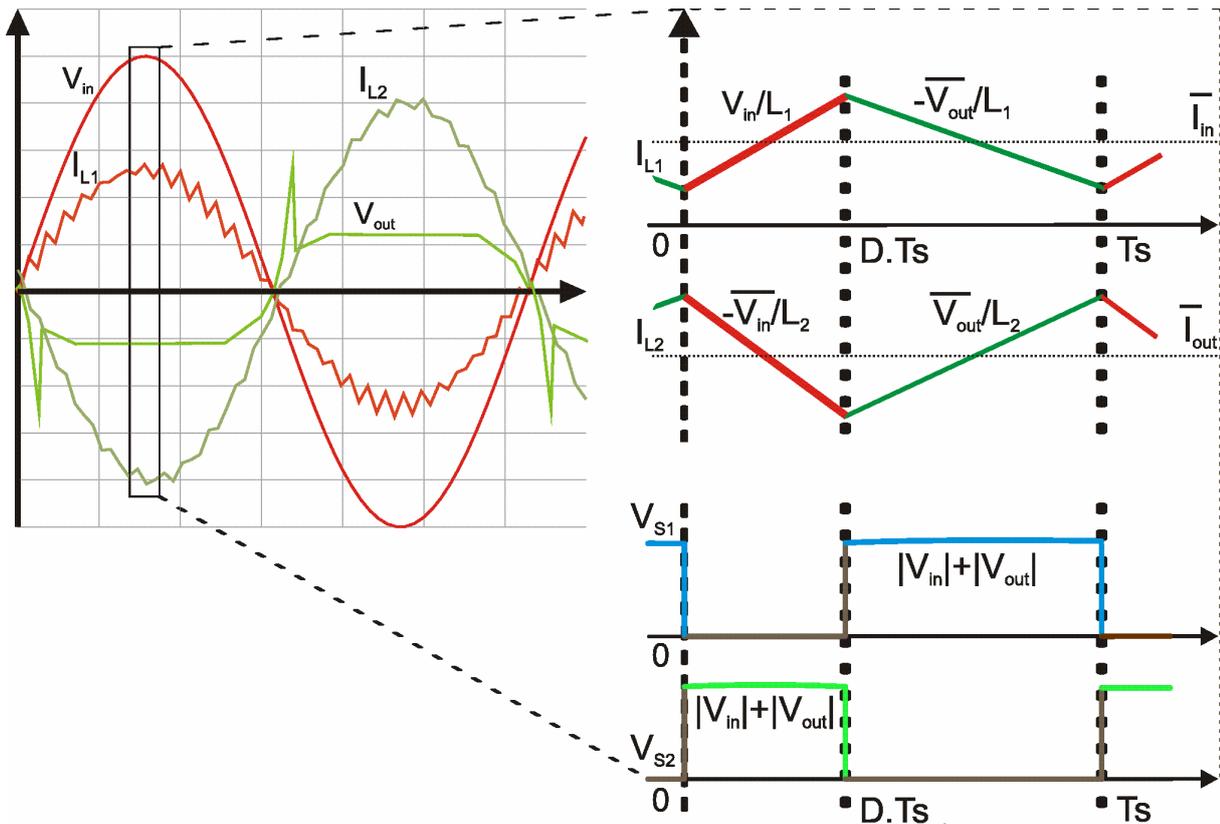


Figura 1.9 - Formas de corrente e tensão ideais para o conversor Ćuk CA/CA.

As principais equações para projeto do conversor Ćuk CA/CA são apresentadas iniciando pelo dimensionamento dos seus elementos passivos. A capacitância dos capacitores é obtida pelo cálculo das equações 1.44 e 1.45 e os indutores por 1.46 e 1.47 (Mohan, 2007):

$$C_1 \geq \frac{1}{8 \cdot \alpha \cdot f_s^2 \cdot L_2} \quad (1.44)$$

$$C_2 \geq \frac{I_{out(pico)} \cdot D_{Méd} (1 - D_{Méd})}{V_{in(pico)} \cdot \alpha \cdot f_s} \quad (1.45)$$

A menor indutância para haver condução contínua em L_1 é:

$$L_1 \geq \frac{V_{in(Min)(pico)}^2 \cdot D_{Méd} \cdot \eta}{2 \cdot f_s \cdot P_{out}} \quad (1.46)$$

A menor indutância para haver condução contínua em L_2 é (Rashid, 2001):

$$L_2 \geq \frac{D_{Méd} \cdot V_{in(pico)}}{2 \cdot f_s \cdot I_{out(Min)(pico)}} \quad (1.47)$$

Para a obtenção da corrente de pico no indutor L_1 é apresentada a equação 1.48, com a finalidade de obter todas as incógnitas necessárias ao dimensionamento do volume no núcleo magnético (Rashid, 2001):

$$I_{L1(pico)} = \frac{V_{in(Min)} \cdot D_{Méd}}{2 \cdot L_1 \cdot f_s} + \frac{P_{out}}{V_{in(Min)} \cdot \eta} \quad (1.48)$$

O desenvolvimento da equação da corrente eficaz (RMS) no indutor L_1 do conversor Ćuk CA/CA é apresentada na equação 1.49 até 1.51. Na equação 1.50 é considerado que a tensão no capacitor de acoplamento (V_{C2}) possui baixa ondulação e com a tensão de regime permanente que é a tensão de entrada (V_{in}) somada a de saída (V_{out}).

$$I_{L1(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left(\int_0^{D \cdot T_s} \left(\frac{V_{in} \cdot t}{L_1} \right)^2 dt + \int_{D \cdot T_s}^{T_s} \left(\frac{(V_{in} - V_{C2}) \cdot t}{L_1} \right)^2 dt \right) + \left(\frac{\sqrt{2} \cdot P_{out}}{V_{in(Min)} \cdot \eta} \right)^2} \quad (1.49)$$

$$I_{L1(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left(\int_0^{D \cdot T_s} \left(\frac{V_{in} \cdot t}{L_1} \right)^2 dt + \int_{D \cdot T_s}^{T_s} \left(\frac{\left(\frac{-D}{1-D} V_{in} \right) t}{L_1} \right)^2 dt \right) + \left(\frac{P_{out}}{V_{in(Min)} \cdot \eta} \right)^2} \quad (1.50)$$

$$I_{L1(RMS)} = \sqrt{\frac{V_{in}^4 \cdot T_s^2 \cdot \eta^2 \cdot D^2 \cdot (2D+1)^2 + 3 \cdot L_1^2 \cdot P_{out}^2 \cdot (1-D)}{3 \cdot L_1^2 \cdot V_{in}^2 \cdot \eta^2 \cdot (1-D)}} \quad (1.51)$$

O desenvolvimento da equação da corrente eficaz (RMS) no indutor L_2 do conversor CA/CA é apresentada na equação 1.49 até 1.51:

$$I_{L2(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left(\int_0^{D \cdot T_s} \left(\frac{(-V_{C2} - V_{out}) \cdot t}{L_2} \right)^2 dt + \int_{D \cdot T_s}^{T_s} \left(\frac{-V_{out} \cdot t}{L_2} \right)^2 dt \right) + I_{out(RMS)}^2} \quad (1.52)$$

$$I_{L2(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left(\int_0^{D \cdot T_s} \left(\frac{(-V_{in} - 2 \cdot V_{out}) t}{L_2} \right)^2 dt + \int_{D \cdot T_s}^{T_s} \left(\frac{-V_{out} \cdot t}{L_2} \right)^2 dt \right) + I_{out(RMS)}^2} \quad (1.53)$$

$$I_{L2(RMS)} = \sqrt{\frac{D^3 \cdot (V_{in}^2 + 4 \cdot V_{in} \cdot V_{out} + 3 \cdot V_{out}^2) + V_{out}^2}{3 L_2^2 \cdot f_s^2} + I_{out}^2} \quad (1.54)$$

Obtidos estes valores de corrente o núcleo magnético é obtido pela equação 1.29. Após adequar o valor do volume calculado ao valor comercial superior mais próximo, deve-se recalculer a indutância procurando maximizá-la sem que se pronuncie a saturação do núcleo

magnético. Assim, o projetista deve optar por selecionar os indutores com um valor superior aos calculados anteriormente para que em hipótese alguma haja condução descontínua e energia do capacitor de saída retorne a entrada.

Após o cálculo dos valores mínimos de indutância e das correntes de pico e eficaz obtém-se o volume do núcleo magnético pela equação 1.29. A corrente de pico no indutor L_2 que é igual à corrente de pico nos interruptores tem módulo apresentado por:

$$I_{L2(pico)} = \Delta I_{L2} + I_{out(pico)} = \frac{V_{Lamp(Min)} \cdot (1-D)}{2 \cdot L_2 \cdot f_s} + I_{out(pico)} \quad (1.55)$$

No projeto dos interruptores a corrente de pico, eficaz e potência a ser dissipada é fator importante. Os interruptores devem suportar capacidade de condução de corrente superior a:

$$I_{S1(pico)} = I_{S2(pico)} = I_{L1(pico)} + I_{L2(pico)} \quad (1.56)$$

No interruptor S_1 a corrente eficaz é representada por:

$$I_{S1(RMS)} = I_{L2(RMS)} \cdot \sqrt{D_{Méd}} \quad (1.57)$$

E complementarmente para S_2 tem-se:

$$I_{S2(RMS)} = I_{L2(RMS)} \cdot \sqrt{1-D_{Méd}} \quad (1.58)$$

Para o cálculo da potência a ser dissipada nos interruptores S_1 e S_2 no caso da utilização da tecnologia MOSFET a equação simplificada de 1.25 foi desenvolvida:

$$P_{S_} = P_{rDS(on)} + P_{Comut} + P_{Gatilho} \quad (1.59)$$

$$P_{S_} = I_{S1(RMS)}^2 \cdot r_{DS(on)} + (V_{in(pico)} + V_{Lamp(Máx)}) I_{S_}(pico) \frac{Q_{GD}}{I_{Gatilho}} f_s + V_{Gatilho} \cdot Q_G \cdot f_s$$

Nota-se que a escolha de MOSFETs com resistência de condução baixa pode aumentar significativamente o rendimento do reator. Por este motivo, o uso de MOSFETs com tecnologia CoolMOS® torna-se atrativo. Estes interruptores possuem resistência de condução muito menor que os MOSFETs tradicionais, porém, sua capacitância de entrada é elevada.

A dissipação nos diodos ($P_{D_}$) é calculada considerando que o tempo morto entre a comutação dos interruptores é igual ao tempo de recuperação reversa (t_{rr}), que para as tecnologias atuais de diodos é o maior tempo a ser considerado. Assim como para o Buck-Boost tem-se 2 diodos conduzindo em série com o interruptor com corrente igual a este,

assim, foi desenvolvido em 1.26 as equações de avaliação (Ahmed, 1999). O período que cada um dos diodos conduz é a metade do ciclo da senóide da rede de alimentação justificando a divisão por 2 na equação 1.26. Deste modo, recomenda-se a escolha de diodos com baixa tensão de condução e com tempos de recuperação reversa reduzidos.

$$P_{D_} = P_{Cond} + P_{Comut} = \frac{V_{D_} \cdot I_{D_}(RMS) + \frac{V_{D_}(Máx) \cdot I_{D_}(pico) \cdot f_s}{6} (t_f + t_{rr})}{2} \quad (1.60)$$

Onde: $V_{D_}$: Queda de tensão em condução do diodo;

$I_{D_}(Máx)$: Corrente eficaz;

$I_{D_}(pico)$: Corrente de pico;

t_f : Tempo de entrada em condução;

t_{rr} : Tempo de recuperação reversa,

Os tempos de comutação dos interruptores não são fixos e dependem de diversos fatores que devem ser previstos e no projeto do conversor devem ser levados em conta. O Tempo Morto entre o comando da entrada em condução de um interruptor e de outro pode acarretar em tensões prejudiciais ao circuito. Esta diferença de tempos exige a introdução em paralelo com o interruptor de um circuito grampeador de tensão a fim de limitar a tensão quando das mudanças nos tempos de comutação dos interruptores.

1.4 Implementação do Conversor CA/CA utilizando o Conversor SEPIC

Com o conversor SEPIC (*Single Ended Primary Inductance Converter*) aplicando-se a estrutura de inserção dos interruptores controlados dentro de pontes de diodos obtém-se o circuito apresentado na Figura 1.10. O conversor SEPIC é composto por um conversor Boost na entrada em série com um conversor Buck-Boost na saída. No conversor SEPIC da Figura 1.10 tem-se como característica vantajosa que o capacitor C_2 deve suportar a tensão de pico da entrada mais ondulações (Tomm, 2010). Como a tensão de entrada é senoidal com média zero os capacitores devem ser de dupla polaridade onde se aconselha a utilização de capacitores cerâmicos, pois possuem elevada vida útil.

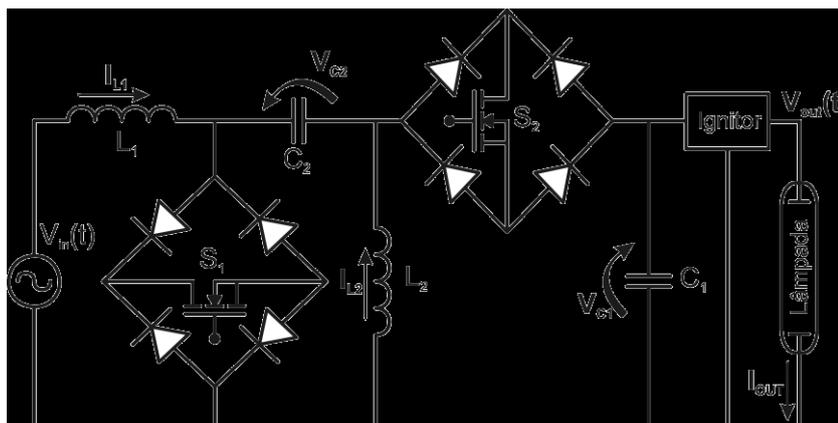


Figura 1.10 – Conversor CA/CA originada com o princípio do conversor SEPIC.

O conversor SEPIC para circuitos CC possuem a vantagem de ter o interruptor controlado referenciado ao ponto comum, mas para o circuito CA o interruptor está dentro de uma ponte de diodos e esta vantagem não pode ser utilizada.

Neste conversor a corrente de saída é recortada o que exige um capacitor de maior capacidade de armazenamento de energia que o de Tomm, (2007). Em contrapartida não é necessário um filtro na entrada para se atender a norma de emissão de interferências elétricas conduzidas para a rede elétrica, pois a corrente de entrada é contínua e praticamente em fase com a tensão.

As indutâncias são passíveis de serem integradas em um mesmo núcleo, o que gera sobretensões e por este motivo não será utilizada esta técnica neste trabalho.

As considerações feitas para o Buck-Boost da necessidade de CCM e que a tensão V_{C1} após a ignição torna-se a mesma que V_{out} são válidas nesta topologia.

A razão D é a parcela de tempo em que estará conduzindo o interruptor S_1 do período T_s que é a inversa da frequência de trabalho. Durante este período é aplicado no indutor L_1 a tensão da fonte $V_{in}(t)$ como mostrado na Figura 1.11, que pode ser positiva ou negativa dependendo do semiciclo da rede. A corrente de L_2 é também conduzida por S_1 carregando o capacitor C_2 cuja tensão média em regime permanente é a própria tensão de entrada.

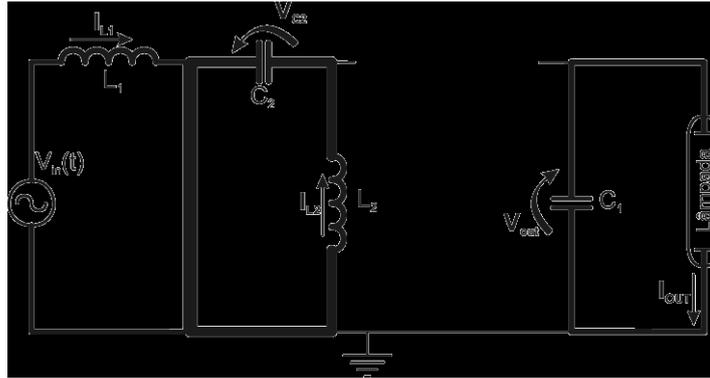


Figura 1.11 – Circuito básico do SEPIC CA/CA para o interruptor S_1 conduzindo.

As principais equações válidas para esta etapa de funcionamento do circuito estão nas equações 1.61 a 1.64:

$$\frac{dI_{L1}}{dt} = \frac{V_{in}(t)}{L_1} \quad (1.61)$$

$$\frac{dI_{L2}}{dt} = \frac{V_{C2}}{L_2} \quad (1.62)$$

$$\frac{dV_{out}}{dt} = \frac{-I_{out}}{C_1} \quad (1.63)$$

$$\frac{dV_{C2}}{dt} = \frac{-I_{L2}}{C_2} \quad (1.64)$$

No período $(1-D)T_s$ que pode ser vista na Figura 1.12 tem-se a descarga de L_1 pelo circuito série composto pelo capacitor C_2 e a carga com o seu capacitor C_1 em paralelo com o paralelo ainda do indutor L_2 que fica submetido à tensão de saída.

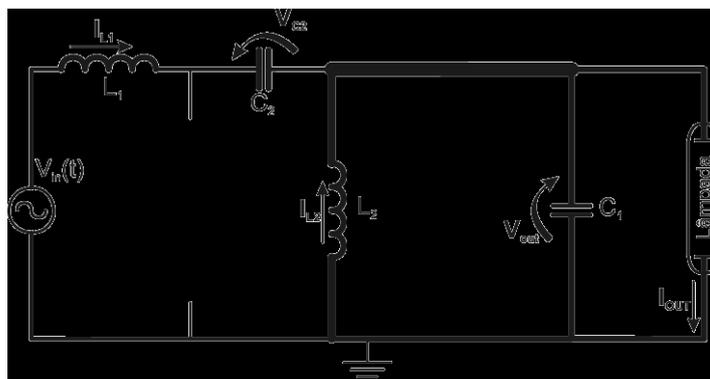


Figura 1.12 – Circuito básico do conversor SEPIC CA/CA para o interruptor S_2 conduzindo.

As equações válidas para esta etapa de funcionamento do circuito estão nas expressões 1.65 a 1.68:

$$\frac{dI_{L1}}{dt} = \frac{V_{in}(t) - V_{C2}}{L_1} \quad (1.65)$$

$$\frac{dI_{L2}}{dt} = \frac{-V_{out}}{L_2} \quad (1.66)$$

$$\frac{dV_{out}}{dt} = \frac{I_{L2} - I_{out}}{C_1} \quad (1.67)$$

$$\frac{dV_{C2}}{dt} = \frac{I_{L1}}{C_2} \quad (1.68)$$

Após o levantamento das equações de cada etapa de funcionamento do conversor SEPIC CA/CA monta-se a função de transferência em espaço de estados que é apresentada na equação 1.69.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L1} \\ \dot{i}_{L2} \\ \dot{v}_{out} \\ \dot{v}_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{D-1}{L_1} & \frac{D-1}{L_1} \\ 0 & 0 & \frac{1-D}{L_2} & \frac{-D}{L_2} \\ \frac{1-D}{C_1} & \frac{D-1}{C_1} & -\frac{1}{C_1 Z_{Lamp}} & 0 \\ \frac{1-D}{C_2} & \frac{D}{C_2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{out} \\ v_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_{in} \quad (1.69)$$

$$i_{out} = \frac{v_{out}}{Z_{Lamp}}$$

Resolvendo pela série de Taylor aplicada ao conversor SEPIC CA/CA vista na equação 1.70, a matriz da equação 1.69 de modo a obter como entrada a razão cíclica, que é a variável de controle, tem-se como saída a corrente na lâmpada na matriz da equação 14 (Verghese, 1996).

$$\begin{aligned} f(i_{L1}, i_{L2}, v_{out}, v_{C2}) &= f(\bar{i}_{L1}, \bar{i}_{L2}, \bar{v}_{out}, \bar{v}_{C2}) + \left. \frac{\partial f}{\partial i_{L1}} \right|_{\bar{i}_{L1}} (i_{L1} - \bar{i}_{L1}) + \\ &+ \left. \frac{\partial f}{\partial i_{L2}} \right|_{\bar{i}_{L2}} (i_{L2} - \bar{i}_{L2}) + \left. \frac{\partial f}{\partial v_{out}} \right|_{\bar{v}_{out}} (v_{out} - \bar{v}_{out}) + \left. \frac{\partial f}{\partial v_{C2}} \right|_{\bar{v}_{C2}} (v_{C2} - \bar{v}_{C2}) \end{aligned} \quad (1.70)$$

Anulando-se os termos que representam à velocidade de fase do sistema no ponto de equilíbrio, que é nula por definição, define-se $\Delta d = u$ e a planta torna-se a matriz dinâmica da equação 1.71, para pequenas perturbações em torno do ponto de equilíbrio (Verghese, 1996).

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L_1} \\ \dot{i}_{L_2} \\ \dot{v}_{out} \\ \dot{v}_{C_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{D-1}{L_1} & \frac{D-1}{L_1} \\ 0 & 0 & \frac{1-D}{L_2} & \frac{-D}{L_2} \\ \frac{1-D}{C_1} & \frac{D-1}{C_1} & -\frac{1}{C_1 \cdot Z_{Lamp}} & 0 \\ \frac{1-D}{C_2} & \frac{D}{C_2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ i_{L_2} \\ v_{out} \\ v_{C_2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{in} D}{L_1(1-D)} \\ \frac{V_{in} D}{L_2(1-D)} \\ 0 \\ \frac{V_{in}(D-2D^2)}{C_2 Z_{Lamp}(D-1)^2} \end{bmatrix} u \quad (1.71)$$

A tensão de saída instantânea deste conversor idealmente possui a mesma dificuldade de controle dos casos anteriores, que é a dificuldade para obtenção de tensões baixas bem reguladas na saída durante a fase de aquecimento da lâmpada, devido à precisão que se deve ter no valor da razão cíclica:

$$V_{out} = \frac{D \cdot V_{in}}{1-D} \quad (1.72)$$

A equação 1.73 é o ganho estático do conversor empregado neste trabalho quando deles operando em CCM.

$$D = \frac{V_{out}}{V_{in} + V_{out}} \quad (1.73)$$

Na Figura 1.13 têm-se as principais formas de onda que podem ser encontradas no conversor SEPIC CA/CA em modo contínuo.

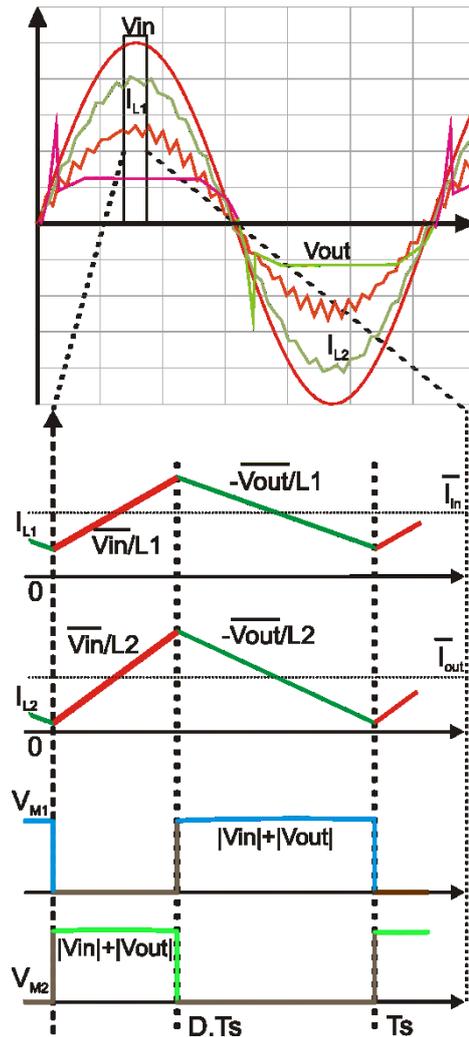


Figura 1.13 - Formas de corrente e tensão ideais para o conversor SEPIC CA/CA.

As principais equações para projeto do conversor SEPIC CA/CA são apresentadas iniciando pelo dimensionamento dos seus elementos passivos. A capacitância dos capacitores é obtida pelo cálculo das equações 1.74 e 1.75 e os indutores por 1.76 (Mohan, 2007) (Rashid, 2001):

$$C_1 \geq \frac{I_{out(pico)} \cdot D_{Min}}{V_{Lamp(Máx)} \cdot \alpha \cdot f_s} \quad (1.74)$$

$$C_2 \geq \frac{I_{out(pico)} \cdot D_{Méd} (1 - D_{Méd})}{V_{in(pico)} \cdot \alpha \cdot f_s} \quad (1.75)$$

$$L_{1cr} = L_{2cr} = \frac{D \cdot V_{in(pico)}^2}{I_{out(Min)(pico)} \cdot V_{out(pico)} \cdot f_s} \quad (1.76)$$

Para a obtenção da corrente de pico no indutor L_1 é apresentada a equação 1.77, com a finalidade de obter todas as incógnitas necessárias ao dimensionamento do volume no núcleo magnético (Rashid, 2001):

$$I_{L1(pico)} = \frac{V_{in(Min)(pico)} \cdot D_{Méd}}{2 \cdot L_1 \cdot f_s} + \frac{P_{out}}{V_{in(Min)} \cdot \eta} \quad (1.77)$$

A equação da corrente eficaz (RMS) no indutor L_1 do conversor SEPIC CA/CA é a mesma do conversor Ćuk CA/CA, se considerado que a tensão no capacitor de acoplamento (V_{C2}) possui baixa ondulação e com tensão de regime permanente sendo a própria tensão de entrada (V_{in}):

$$I_{L1(RMS)} = \sqrt{\frac{V_{in}^4 \cdot T_s^2 \cdot \eta^2 \cdot D^2 \cdot (2D+1)^2 + 3 \cdot L_1^2 \cdot P_{out}^2 \cdot (1-D)}{3 \cdot L_1^2 \cdot V_{in}^2 \cdot \eta^2 \cdot (1-D)}} \quad (1.78)$$

A capacitância C_2 e a indutância L_1 em alguns casos podem necessitar alterações a fim que se obtenha o fator de potência mínimo exigido por norma que será descrita no capítulo 2. As ondulações de corrente nos indutores devem ser minimizadas para assim reduzir os esforços nos capacitores, mas sempre visando à viabilidade econômica do reator. Após o cálculo dos valores mínimos de indutância e das correntes de pico e eficaz obtém-se o volume do núcleo magnético. Após adequar o valor do volume calculado ao valor comercial superior mais próximo, deve-se recalcular a indutância procurando maximizá-la sem que se pronuncie a saturação. A corrente de pico no indutor L_2 que é igual à corrente de pico nos interruptores tem módulo apresentado por:

$$I_{L2(pico)} = \Delta I_{L2} + I_{out(pico)} = \frac{V_{in(pico)} \cdot D_{Méd}}{2 \cdot L_2 \cdot f_s} + I_{out(pico)} \quad (1.79)$$

O desenvolvimento da equação da corrente eficaz (RMS) no indutor L_2 do conversor SEPIC CA/CA é apresentada na equação 1.80 até a 1.83:

$$I_{L2(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} I_{out}^2 dt} \quad (1.80)$$

$$I_{L2(RMS)} = \sqrt{\frac{\int_0^{T_s} \Delta I_{L2}^2 dt}{T_s} + I_{L2}^2} \quad (1.81)$$

$$I_{L2(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left(\int_0^{D \cdot T_s} \left(\frac{V_{in} \cdot t}{L_2} \right)^2 dt + \int_{D \cdot T_s}^{T_s} \left(\frac{(-D) V_{in} t}{(1-D) L_2} \right)^2 dt \right) + \left(\frac{P_{out}}{\left(\frac{-D}{1-D} V_{in} \right) \cdot \eta} \right)^2} \quad (1.82)$$

$$I_{L2(RMS)} = \sqrt{\frac{D^2 \cdot V_{in}^2}{3L_2^2 \cdot f_s} \left(D + \frac{D^2 + D + 1}{1-D} \right) + \frac{P_{out}^2 (D-1)^2}{D^2 \cdot V_{in}^2 \cdot \eta}} \quad (1.83)$$

No interruptor S₁ a corrente eficaz é representada por:

$$I_{S1(RMS)} = I_{L2(RMS)} \cdot \sqrt{D_{Méd}} \quad (1.84)$$

E complementarmente para S₂ tem-se:

$$I_{S2(RMS)} = I_{L2(RMS)} \cdot \sqrt{1-D_{Méd}} \quad (1.85)$$

Para o cálculo da potência a ser dissipada nos interruptores S₁ e S₂ no caso da utilização da tecnologia MOSFET a equação simplificada de 1.86 foi desenvolvida:

$$P_{S_} = P_{rDS(on)} + P_{Comut} + P_{Gatilha} \quad (1.86)$$

$$P_{S_} = I_{S1(RMS)}^2 \cdot r_{DS(on)} + (V_{in(pico)} + V_{Lamp(Máx)}) I_{S_ (pico)} \frac{Q_{GD}}{I_{Gatilha}} f_s + V_{Gatilha} \cdot Q_G \cdot f_s$$

Nota-se que a escolha de MOSFETs com resistência de condução baixa pode aumentar significativamente o rendimento do reator. Por este motivo, o uso de MOSFETs com tecnologia CoolMOS[®] torna-se atrativo. Estes interruptores possuem resistência de condução muito menor que os MOSFETs tradicionais, porém, sua capacitância de entrada é elevada.

A dissipação nos diodos (P_D) é calculada considerando que o tempo morto entre a comutação dos interruptores é igual ao tempo de recuperação reversa (t_{rr}), que para as tecnologias atuais de diodos é o maior tempo a ser considerado. Para cada interruptor tem-se 2 diodos conduzindo com corrente igual a este, assim, foi desenvolvido em 1.26 as equações para avaliação destas perdas de rendimento por dissipação (Ahmed, 1999). O período que cada um dos diodos conduz é a metade do ciclo da senóide da rede de alimentação justificando a divisão por 2 na equação 1.26. Deste modo, recomenda-se a escolha de diodos com baixa tensão de condução e com tempos de recuperação reversa reduzidos.

$$P_{D_} = P_{Cond} + P_{Comut} = \frac{V_{D_} \cdot I_{D_}(RMS) + \frac{V_{D_}(Máx) \cdot I_{D_}(pico) \cdot f_s}{6} (t_f + t_{rr})}{2} \quad (1.87)$$

Onde: $V_{D_}$: Queda de tensão em condução do diodo;

$I_{D_}(Máx)$: Corrente eficaz;

$I_{D_}(pico)$: Corrente de pico;

t_f : Tempo de entrada em condução;

t_{rr} : Tempo de recuperação reversa,

Os tempos de comutação dos interruptores não são fixos e dependem de diversos fatores que devem ser previstos e no projeto do conversor devem ser levados em conta. O Tempo Morto entre a entrada em condução de um interruptor e outro pode acarretar em tensões prejudiciais ao circuito e assim, se deve introduzir em paralelo com o interruptor um circuito grampeador de tensão a fim de compensar as mudanças nos tempos de comutação dos interruptores.

As indutâncias são passíveis de serem integradas em um mesmo núcleo, o que gera sobretensões e por este motivo não será utilizada esta técnica neste trabalho. Obtidos estes valores de corrente, o núcleo necessário para os indutores L_1 e L_2 é dado pela equação 1.88 onde K_u é o índice de utilização da área de bobinamento e normalmente fica em torno de 0,8. A densidade de corrente (J) depende do tipo de material condutor aplicado no bobinamento, onde para o cobre deve ser menor de 450 A/cm^2 , surgindo o fator 10^4 para converter esta constante para m^2 . B_{max} é a densidade de campo máximo no núcleo magnético sem os efeitos da saturação que é especificado por fabricantes, mas para ferrites comerciais é de 0,25 T. Nos fabricantes de núcleos magnéticos são encontrados tabelados os A_e e A_w que são respectivamente a área de corte transversal do núcleo magnético e a área da janela disponível.

$$A_e \cdot A_w = \frac{L \cdot i_{L_}(pico) \cdot i_{L_}(RMS) \cdot 10^4}{K_u \cdot J \cdot B_{\text{max}}} \quad (1.88)$$

A seleção da forma construtiva do núcleo deve levar em conta, além da disponibilidade no mercado, diversos fatores listados na Tabela 2.3. Para os núcleos planares do modelo PQ e IPQ o fluxo disperso é baixo e vibrações nas espiras ou por Magnetoestrição que provocam ruído audível são menores.

1.5 Implementação do Conversor CA/CA utilizando o Conversor ZETA

Com o conversor PWM dual ao SEPIC intitulado *ZETA* aplicando-se a estrutura de inserção dos interruptores controlados dentro de pontes de diodos obtém-se o circuito apresentado na Figura 1.14. O conversor *ZETA* é composto por um conversor Buck-Boost na entrada em série e integrado com um conversor Buck na saída. No conversor *ZETA* da Figura 1.14 tem-se como característica vantajosa que o capacitor C_2 deve suportar a tensão de pico da saída mais ondulações. Como a tensão de entrada é senoidal com média zero os capacitores devem ser de dupla polaridade onde se aconselha a utilização de capacitores cerâmicos, pois possuem elevada vida útil.

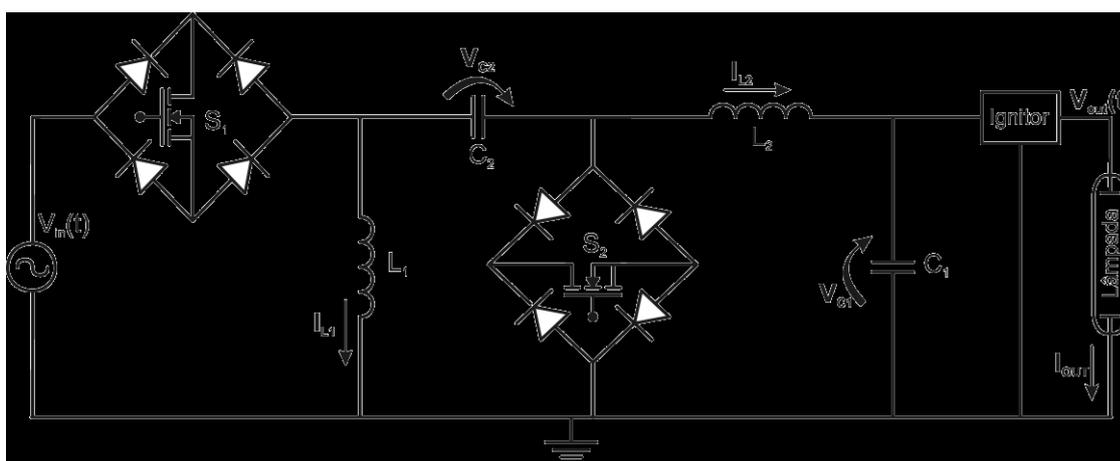


Figura 1.14 - Conversor CA/CA originado com o princípio do conversor *ZETA*.

A característica que torna mais atrativa esta topologia é a redução do capacitor de saída. A indutância de saída L_2 pode ser dimensionada de forma a minimizar a capacitância C_1 possibilitando a partida da lâmpada pela ressonância de C_1 e L_2 em uma frequência particular de comutação. A partida ressonante não foi abordada neste documento devido à padronização na análise para todos os conversores.

As considerações feitas para o Buck-Boost CA/CA da necessidade de CCM e que a tensão V_{C1} após a ignição torna-se a mesma que V_{out} são válidas nesta topologia. O ganho estático deste conversor é o mesmo do conversor Buck-Boost.

Uma desvantagem é que a corrente de entrada é descontínua e com pico igual à soma da corrente do indutor L_2 com o L_1 e sendo assim, necessita filtro de EMI de maiores dimensões.

O conversor possui duas etapas ativas distintas. A primeira é durante a condução de S_1 o conversor aplica a tensão de entrada a L_1 . A tensão em L_2 é a tensão de entrada somada a diferença entre as tensões V_{C2} e V_{out} , que em regime permanente e a corrente cresce por

ambas as indutâncias armazenando energia em seus circuitos magnéticos. Para a etapa de operação que o interruptor S_1 conduz, durante o período $D.T_s$, tem-se o circuito da Figura 1.15.

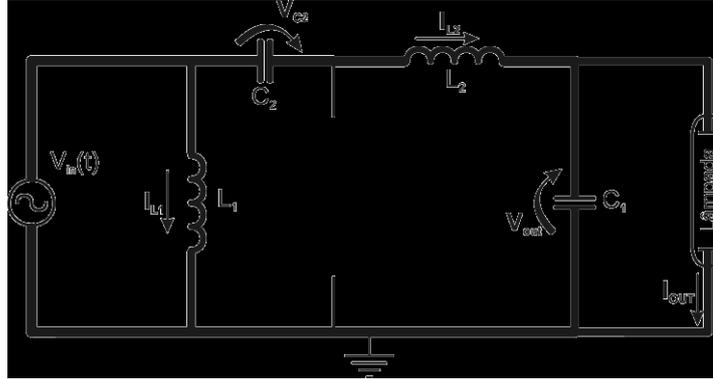


Figura 1.15 - Circuito básico ZETA CA/CA para o interruptor S_1 conduzindo.

As principais equações válidas para esta etapa de funcionamento do circuito estão nas equações 1.89 a 1.92:

$$\frac{dI_{L1}}{dt} = \frac{V_{in}(t)}{L_1} \quad (1.89)$$

$$\frac{dI_{L2}}{dt} = \frac{V_{in} + V_{C2} - V_{out}}{L_2} \quad (1.90)$$

$$\frac{dV_{out}}{dt} = \frac{I_{L2} - I_{out}}{C_1} \quad (1.91)$$

$$\frac{dV_{C2}}{dt} = \frac{-I_{L2}}{C_2} \quad (1.92)$$

A segunda é quando o controlador comanda a retirada de condução do interruptor S_1 ((1-D). T_s) ocorre que imediatamente após o tempo morto é acionado o interruptor S_2 e com isto o circuito idealizado é o mostrado na Figura 1.16. Nesta etapa de funcionamento do circuito a energia de L_1 é descarregada no capacitor C_2 em quanto que a energia de L_2 alimenta o capacitor de filtro de saída C_1 e a lâmpada.

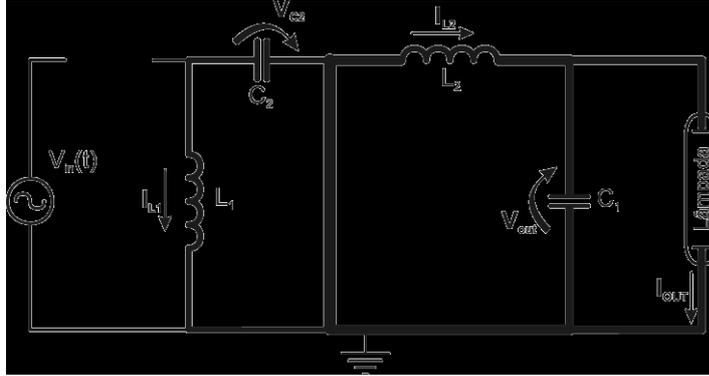


Figura 1.16 - Circuito básico ZETA CA/CA para o interruptor S_2 conduzindo.

As equações válidas para o circuito da Figura 1.16 estão nas equações 1.93 a 1.96:

$$\frac{dI_{L1}}{dt} = \frac{-V_{C2}}{L_1} \quad (1.93)$$

$$\frac{dI_{L2}}{dt} = \frac{-V_{out}}{L_2} \quad (1.94)$$

$$\frac{dV_{out}}{dt} = \frac{I_{L2} - I_{out}}{C_1} \quad (1.95)$$

$$\frac{dV_{C2}}{dt} = \frac{I_{L1}}{C_2} \quad (1.96)$$

Após o levantamento das equações de cada etapa de funcionamento do conversor Buck-Boost CA/CA monta-se a função de transferência em espaço de estados que é apresentada na equação 1.97. As variáveis em letra minúscula são variáveis que tem suas grandezas variando com a frequência de entrada.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L_1} \\ \dot{i}_{L_2} \\ \dot{v}_{out} \\ \dot{v}_{C_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{D-1}{L_1} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} & \frac{D}{L_2} \\ 0 & \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{C_1 \cdot Z_{Lamp}} & 0 \\ \frac{1-D}{C_2} & \frac{-D}{C_2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ i_{L_2} \\ v_{out} \\ v_{C_2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{D}{L_1} \\ \frac{-D}{L_2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_{in} \quad (1.97)$$

$$i_{out} = \frac{v_{C_1}}{Z_{Lamp}}$$

A base mais comum para projeto de controladores é a linearização de seu modelo no estado de espaços médio de um ciclo de trabalho. O modelo linearizado é válido para as pequenas perturbações sobre as quantidades médias nos seus valores nominais (regime permanente) das condições de operação. Estes valores podem ser calculados a partir da equação 1.97 arbitrando o estado derivativo como sendo zero, e substituindo todas as variáveis de estado por seus valores nominais. O vetor de estado de equilíbrio é então visto na matriz 1.99:

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_{L1} \\ \bar{I}_{L2} \\ \bar{V}_{out} \\ \bar{V}_{C2} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{D-1}{L_1} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} & \frac{D}{L_2} \\ 0 & \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{C_1 \cdot Z_{Lamp}} & 0 \\ \frac{1-D}{C_2} & \frac{-D}{C_2} & 0 & 0 \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \frac{D}{L_1} \\ \frac{-D}{L_2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot V_{in} \quad (1.98)$$

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_{L1} \\ \bar{I}_{L2} \\ \bar{V}_{out} \\ \bar{V}_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{D^2}{Z_{Lamp}(D-1)^2} \cdot V_{in} \\ -\frac{D}{Z_{Lamp}(D-1)} \cdot V_{in} \\ -\frac{D \cdot V_{in}}{1-D} \\ -\frac{D \cdot V_{in}}{1-D} \end{bmatrix} \quad (1.99)$$

Resolvendo pela série de Taylor da equação 1.10 aplicada em 1.100 de modo a obter como entrada a razão cíclica que é a variável de controle e como saída à corrente na lâmpada a matriz da equação 1.101 foi obtida.

$$\begin{aligned} f(i_{L1}, i_{L2}, v_{out}, v_{C2}) &= f(\bar{I}_{L1}, \bar{I}_{L2}, \bar{V}_{out}, \bar{V}_{C2}) + \frac{\partial f}{\partial i_{L1}} \Big|_{\bar{I}_{L1}} (i_{L1} - \bar{I}_{L1}) + \\ &+ \frac{\partial f}{\partial i_{L2}} \Big|_{\bar{I}_{L2}} (i_{L2} - \bar{I}_{L2}) + \frac{\partial f}{\partial v_{out}} \Big|_{\bar{V}_{out}} (v_{out} - \bar{V}_{out}) + \frac{\partial f}{\partial v_{C2}} \Big|_{\bar{V}_{C2}} (v_{C2} - \bar{V}_{C2}) \end{aligned} \quad (1.100)$$

E anulando-se os termos que representam à velocidade de fase do sistema no ponto de equilíbrio, que é nula por definição, defini-se $\Delta d = u$ e a planta torna-se a matriz da equação 1.101 para pequenas perturbações em torno do ponto de equilíbrio. A equação 1.101 é nominada de G_{Pla} na Figura 2.13 e Figura 2.14.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L_1} \\ \dot{i}_{L_2} \\ \dot{v}_{C_1} \\ \dot{v}_{C_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{D-1}{L_1} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} & \frac{D}{L_2} \\ 0 & \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{C_1 \cdot Z_{Lamp}} & 0 \\ \frac{1-D}{C_2} & \frac{-D}{C_2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ i_{L_2} \\ v_{C_1} \\ v_{C_2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{in}}{L_1(1-D)} \\ \frac{V_{in}}{L_2(1-D)} \\ 0 \\ \frac{V_{in} \cdot D}{C_2 Z_{Lamp} (D-1)^2} \end{bmatrix} u \quad (1.101)$$

$$i_{out} = \frac{v_{C_1}}{Z_{Lamp}}$$

Na Figura 1.17 têm-se as principais formas de onda que são encontradas no conversor *ZETA*.

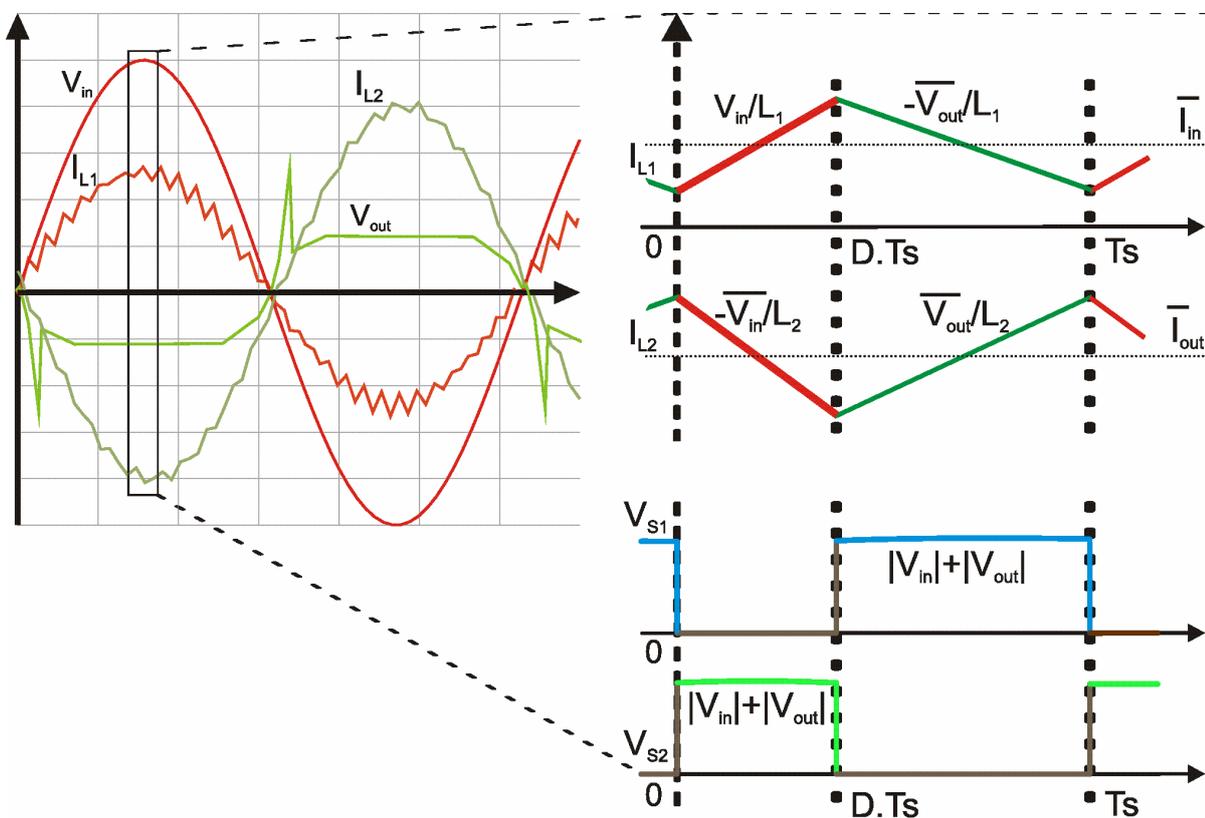


Figura 1.17 - Formas de corrente e tensão ideais para o conversor *ZETA*.

As principais equações para projeto do conversor *ZETA* CA/CA são apresentadas iniciando pelo dimensionamento dos seus elementos passivos. A capacitância dos capacitores é obtida pelo cálculo das equações 1.102 e 1.103 e os indutores por 1.104.

$$C_1 \geq \frac{1}{8 \cdot \alpha \cdot f_s^2 \cdot L_2} \quad (1.102)$$

$$C_2 \geq \frac{I_{out(RMS)} \cdot D_{Méd}}{V_{Lamp(Máx)} \cdot \alpha \cdot f_s} \quad (1.103)$$

A definição das variáveis esta na Tabela 2.1. As indutâncias são passíveis de serem integradas em um mesmo núcleo, o que gera sobretensões e por este motivo não será utilizada esta técnica neste trabalho. A menor indutância para haver condução contínua é:

$$L_{1cr} = L_{2cr} = \frac{(D_{Méd} \cdot V_{in(pico)})^2}{I_{out(Min)(pico)} \cdot V_{Lamp(Máx)} \cdot f_s} \quad (1.104)$$

A equação 1.104 é válida para pequenas ondulações no capacitor de acoplamento. Após o cálculo dos valores mínimos de indutância e das correntes de pico e eficaz (RMS) obtém-se o volume do núcleo magnético. Após adequar o valor do volume calculado ao valor comercial superior mais próximo, deve-se recalcular a indutância procurando maximizá-la sem que se pronuncie a saturação. O pico de corrente nos indutores para o conversor *ZETA* CA/CA é dado por:

$$I_{L1(pico)} = \Delta I_{L1} + I_{in(pico)} = \frac{V_{in(pico)} \cdot D_{Méd}}{2 \cdot L_1 \cdot f_s} + \left(\frac{D_{Méd}}{1 - D_{Méd}} \right)^2 \frac{I_{out(RMS)}}{\eta} \quad (1.105)$$

$$I_{L2(pico)} = \Delta I_{L2} + I_{out(pico)} = \frac{V_{in(pico)} \cdot D_{Méd}}{2 \cdot L_2 \cdot f_s} + I_{out(pico)} \quad (1.106)$$

A corrente de pico no indutor L_1 somada com L_2 resulta na corrente de pico nos interruptores que tem módulo definido por:

$$I_{S_pico} = I_{L1(pico)} + I_{L2(pico)} \quad (1.107)$$

O desenvolvimento da equação da corrente eficaz no indutor L_1 do conversor *ZETA* CA/CA é apresentada na equação 1.108 até 1.110 (Tomm, 2011):

$$I_{L1(RMS)} = \sqrt{\frac{\int_0^{T_s} \Delta I_{L1}^2 dt}{T_s} + \left(\left(\frac{D}{1-D} \right)^2 \frac{I_{out(RMS)}}{\eta} \right)^2} \quad (1.108)$$

$$I_{L1(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left(\int_0^{D \cdot T_s} \left(\frac{V_{in} \cdot t}{L_1} \right)^2 dt + \int_{D \cdot T_s}^{T_s} \left(\frac{(-V_{out}) \cdot t}{L_1} \right)^2 dt \right) + \left(\frac{P_{out}}{V_{out} \cdot \eta} \right)^2} \quad (1.109)$$

$$I_{L1(RMS)} = \sqrt{\frac{P_{Lamp}^2}{2.V_{in(Min)}^2 \cdot \eta^2} + \frac{(V_{Lamp(Máx)}^2 + D_{Méd}^3 \cdot V_{in(pico)}^2 - D_{Méd}^3 \cdot V_{Lamp(Máx)}^2)}{3.L_1^2 \cdot f_s^2}} \quad (1.110)$$

Obtidos estes valores de corrente utilizando a razão cíclica média o núcleo necessário para o indutor L_1 é dado pela equação 1.29 com demais dados sendo os mesmos do conversor Buck-Boost CA/CA do capítulo 1.2.

O desenvolvimento da equação da corrente eficaz (RMS) no indutor L_2 do conversor CA/CA é apresentada na equação 1.111 até 1.113 (Tomm, 2011):

$$I_{L2(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left(\int_0^{D.T_s} \left(\frac{(V_{in} + V_{C2} - V_{out}) \cdot t}{L_2} \right)^2 dt + \int_{D.T_s}^{T_s} \left(\frac{-V_{out} \cdot t}{L_2} \right)^2 dt \right) + I_{out(RMS)}^2} \quad (1.111)$$

$$I_{L2(RMS)} = \sqrt{f_s \left(\int_0^{D.T_s} \left(\frac{V_{in} \cdot t}{L_2} \right)^2 dt + \int_{D.T_s}^{T_s} \left(\frac{-V_{out} \cdot t}{L_2} \right)^2 dt \right) + I_{out(RMS)}^2} \quad (1.112)$$

$$I_{L2(RMS)} = \sqrt{\frac{I_{out(pico)}^2}{2} + \frac{V_{out(pico)}^2 + D_{Méd}^3 \cdot V_{in(pico)}^2 - D_{Méd}^3 \cdot V_{out(pico)}^2}{3.L_2^2 \cdot f_s^2}} \quad (1.113)$$

Obtidos estes valores de corrente de pico e eficaz o núcleo magnético para o indutor L_2 é obtido pela equação 1.29 no capítulo 1.2. Após adequar o valor do volume calculado ao valor comercial superior mais próximo, deve-se recalculá-la sem que se pronuncie a saturação do núcleo magnético. Assim, o projetista deve optar por selecionar os indutores com um valor superior aos calculados anteriormente para que em hipótese alguma haja condução descontínua e energia do capacitor de saída retorne a entrada.

Para a obtenção da corrente eficaz e perdas nos interruptores para este conversor as equações 1.56 até 1.60 com suas considerações são válidas.

1.6 Conclusão

Analisando os conversores propostos, tem-se que todos apresentam a característica de que, em regime permanente, a tensão de saída é proporcional à razão cíclica (D) de condução do interruptor S_1 e a tensão de entrada como mostra a Tabela 1.1.

Tabela 1.1 - Função de transferência média

Buck	$D = \frac{V_{out}}{V_{in}}$
Buck-Boost, Ćuk	$D = \frac{V_{out}}{V_{in} - V_{out}}$
SEPIC, ZETA	$D = \frac{V_{out}}{V_{in} + V_{out}}$

A Tabela 1.2 apresenta os principais pontos relevantes para a escolha da topologia pelo projetista de reatores eletrônicos para HPS, sendo que para o conversor Buck a análise e projeto pode ser vista em Tomm (2007).

Tabela 1.2 - Comparação Entre as Topologias Propostas

Topologias Propostas	Tensão máxima nos interruptores	Corrente máxima nos interruptores	Snubber?	Corrente Máxima Capacitores	Filtro de entrada acoplado?	Partida ressonante possível?
Buck	V_{in}	$I_{out} + \Delta I_{L2}$	Sim	ΔI_{L2}	Necessário	Sim
Buck-Boost	$V_{in} + V_{out}$	$I_{out} + \Delta I_{L2}$	Sim	$I_{out} + \frac{V_{in(pico)} \cdot D_{Máx}}{2 \cdot L_2 \cdot f}$	Necessário	Não
Ćuk	$V_{in} + V_{out}$	$I_{in} + I_{out} + \Delta I_{L1} + \Delta I_{L2}$	Não	$I_{out} + \Delta I_L$	Desnecessário	Sim
SEPIC	$V_{in} + V_{out}$	$I_{in} + I_{out} + \Delta I_{L1} + \Delta I_{L2}$	Não	$I_{out} + \Delta I_L$	Desnecessário	Não
ZETA	$V_{in} + V_{out}$	$I_{in} + I_{out} + \Delta I_{L1} + \Delta I_{L2}$	Não	$I_{out} + \Delta I_L$	Necessário	Sim

CAPÍTULO 2 PROJETO DO SISTEMA ELETRÔNICO

2.1 Introdução

Neste capítulo é apresentado o projeto dos elementos auxiliares ao conversor principal de potência e seus parâmetros de projeto.

É estabelecido um novo método de projeto do circuito ignitor e um sistema de controle completo e complexo para contemplar todas as etapas necessárias ao acionamento de lâmpadas de alta pressão.

O controlador da potência da lâmpada para o sistema de potência é desenvolvido e apresentado os principais elementos de projeto para a implementação por microcontrolador de baixo custo.

2.2 Parâmetros de Projeto

O reator deve alimentar uma lâmpada de 70 W de alta pressão respeitando o diagrama quadrilateral da Figura 2.1 estabelecido na norma NBR662 (ABNT, 1997), que apresenta que a mínima tensão de funcionamento em regime permanente da lâmpada na potência de 70 W de 76,5 V e a máxima é de 130,2 V. Nesta etapa deste trabalho irá se considerar a tensão de saída perfeitamente quadrada e assim, a tensão eficaz igual ao valor de pico, mas a corrente eficaz sendo uma perfeita senóide deve-se multiplicar o valor eficaz pelo coeficiente $\sqrt{2}$. Com estes valores moldou-se a Tabela 2.1 que apresenta o pior caso para projeto dos reatores *Buck-Boost*, *Ćuk*, *SEPIC* e *ZETA* não isolados onde para o conversor *Buck* é apresentado o projeto em Tomm, (2007).

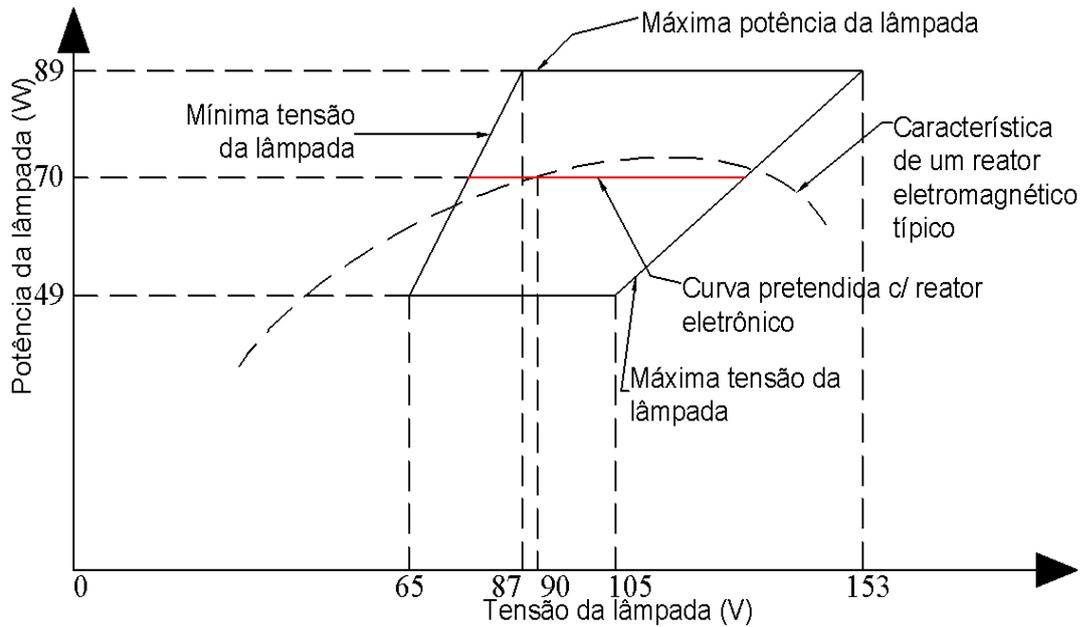


Figura 2.1 - Trapézio de limites de tensão e potência para Lâmpada de 70 W em Vapor de Sódio de Alta Pressão (ABNT, 1997).

A corrente de pico máxima que os conversores devem suportar é 150% da corrente máxima da lâmpada para a duração do período de aquecimento não exceder a 7 minutos.

$$I_{out(pico)} = \sqrt{2} \frac{P}{V_{min}} \cdot 150\% \quad (2.1)$$

No caso da lâmpada HPS de 70 W de alta tensão a corrente de pico que os conversores terão que suportar é:

$$I_{out(RMS)} = \frac{70}{76,5} \cdot 150\% = 1,37A \quad (2.2)$$

$$I_{out(pico)} = \sqrt{2} \frac{70}{76,5} \cdot 150\% = 1,94A \quad (2.3)$$

O limite de tensão de entrada da rede senoidal em 60 Hz é:

$$V_{in(pico)} = \sqrt{2} \cdot 220 \cdot 120\% = 373V \quad (2.4)$$

A tensão de saída pode ser considerada quadrada, portanto o valor de pico é igual ao valor eficaz que para a lâmpada operando a 70 W por norma é 130,2 V. Com o envelhecer da lâmpada sua tensão de funcionamento padrão vai sendo acrescida pelo desgaste dos eletrodos

e pela mudança da propriedade do gás do bulbo que ao ultrapassar a tensão máxima de trabalho prevista na norma a lâmpada deve ser desligada.

A técnica de modulação por largura de pulso (PWM – Pulse Width Modulation) será utilizada em todos os conversores. Análise de técnicas de modulação especiais e por ressonâncias bem como de comutação suave nos interruptores foram brevemente analisadas e são boas sugestões para trabalhos futuros (Rashid, 2001).

Para os conversores analisado neste trabalho a razão cíclica média aplicada ao interruptor ativo é de:

$$D_{méd} = \frac{|V_{out}|}{|V_{in}| + |V_{out}|} \quad (2.5)$$

A tensão de entrada sendo senoidal e a de saída quadrada com média igual a tensão máxima tem-se para 275 pontos de cálculo:

$$D_{méd} = \frac{\sum_{n=1}^{275} \frac{V_{Lamp(Máx)}}{V_{in(pico)} \text{seno}\left(\frac{n \cdot \pi}{2 \cdot 275}\right) + V_{Lamp(Máx)}}}{275} \quad (2.6)$$

$$D_{méd} = \frac{\sum_{n=1}^{275} \frac{130,2}{373 \text{seno}\left(\frac{n \cdot \pi}{2 \cdot 275}\right) + 130,2}}{275} = 0,4 \quad (2.7)$$

De posse destes valores e outros retirados da NBR662 (ABNT, 1997), moldou-se a Tabela 2.1. A frequência de operação foi definida de modo a não produzir ruído audível e minimizar as perdas dissipativas da comutação.

Tabela 2.1 - Parâmetros de Projeto

Tensão de máxima de pico na entrada	$V_{in(pico)} = 373 \text{ V}$
Tensão de mínima eficaz na entrada	$V_{in(Min)} = 176 \text{ V}$
Tensão de mínima de pico na entrada	$V_{in(Min)(pico)} = 248 \text{ V}$
Tensão mín. de estado estacionário na lâmp.	$V_{Lamp(Min)} = 76,5 \text{ V}$
Tensão máx. de estado estacionário na lâmp.	$V_{Lamp(Máx)} = 130,2 \text{ V}$
Tensão máxima de saída	$V_{out(Máx)} = V_{BO} = 250 \text{ V}$
Tensão mínima do pulso de ignição	$V_{ign(Min)} = 1800 \text{ V}$
Tensão máxima do pulso de ignição	$V_{ign(Máx)} = 2500 \text{ V}$
Tempo máx de elevação do pulso de ignição	$t_{ign} = 1 \mu\text{s}$
Razão cíclica média	$D_{Méd} = 0,4$
Razão cíclica mínima	$D_{Min} = 0,1$
Razão cíclica máxima	$D_{Máx} = 0,9$
Potência nominal da lâmpada	$P_{out} = 70 \text{ W}$
Potência máx de pico no aquecimento da lâmpada	$P_{out(pico)} = 210 \text{ W}$
Corrente eficaz da lâmpada	$I_{out(RMS)} = 0,92 \text{ A}$
Corrente de pico da lâmpada	$I_{out(pico)} = 2,4 \text{ A}$
Corrente no pico mínima da lâmpada	$I_{out(Min)(pico)} = 0,76 \text{ A}$
Ondulação de tensão máxima	$\alpha = 0,05$
Frequência de comutação - $1/T_s$	$f_s = 33000 \text{ Hz}$
Rendimento estimado do conversor	$\eta = 0,9$
Frequência da rede de alimentação	$f_{rede} = 60 \text{ Hz}$
Densidade de Corrente máx. p/ o cobre	$J = 450 \text{ A/cm}^2$

2.3 Ignitor

O processo de ignição ocorre quando a mistura gasosa contida no tubo de descarga passa de um estado não condutivo a um estado condutivo através da aplicação de um pulso de alta tensão. Este pulso deve possuir amplitude, largura e tempo de elevação adequado (Groot e Van Vliet, 1986). As características do pulso de tensão segundo a norma NBR IEC 662 para uma lâmpada HPS de 70 W com ignitor externo (encontradas na página 1120-1 da norma)

encontram se listadas na Tabela 2.1. O ignitor é o dispositivo que deve fornecer o pulso de alta tensão para a lâmpada.

O projeto do ignitor, além de levar em conta a geração do pulso de alta tensão, deve considerar a influência de seus componentes na operação em regime permanente do reator. Devido à conexão em série da lâmpada e do circuito ignitor, a corrente circula por ambos durante o regime permanente.

Dos diversos métodos utilizados para ignição de lâmpadas HPS, destacam-se três: ignição por pulso, ignição ressonante e ignição CC (Da Costa, 2008).

A ignição ressonante consiste em utilizar um circuito série ressonante para gerar o pulso de alta tensão na lâmpada. Conforme mostra a Figura 2.2, este método necessita apenas de dois elementos passivos, o indutor L_{rig} e o capacitor C_{rig} , os quais, em muitos casos, já fazem parte do circuito do reator. Esta é uma grande vantagem, quando comparada com o número de componentes necessários na ignição por pulso de tensão, porém os elementos ressonantes devem suportar tensões elevadas (Siegger *et al.*, 2005).

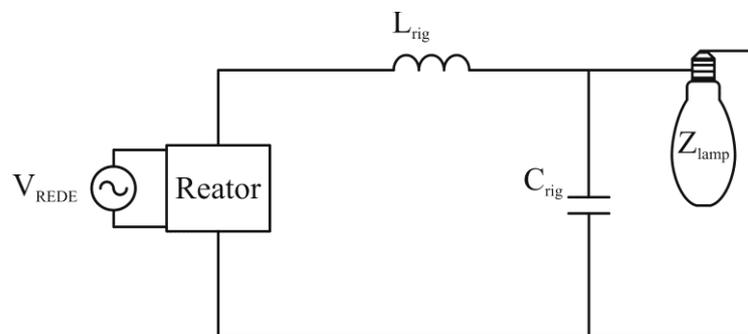


Figura 2.2 – Circuito de ignição ressonante (Da Costa, 2008).

Durante o processo de ignição, o circuito ressonante é excitado pelo conversor para que a alta tensão necessária seja gerada. Para a produção em larga escala de reatores utilizando este método de ignição, deve-se garantir que a sintonia das frequências de ressonância seja precisa com a detecção desta frequência pelo microcontrolador, ou poderá ocorrer a produção de reatores que não tenham capacidade de realizar a ignição da lâmpada. Além disso, a frequência de ressonância deve ser elevada, de modo a minimizar os volumes de L_{rig} e C_{rig} .

A ignição por pulso foi a escolhida como padrão para todos os conversores deste trabalho. O circuito proposto para elevar a tensão entre os terminais da lâmpada a níveis que o gás se ionize formando um arco elétrico é apresentado na Figura 2.3, que apresenta um enrolamento em série com a lâmpada utilizando como transformador elevador.

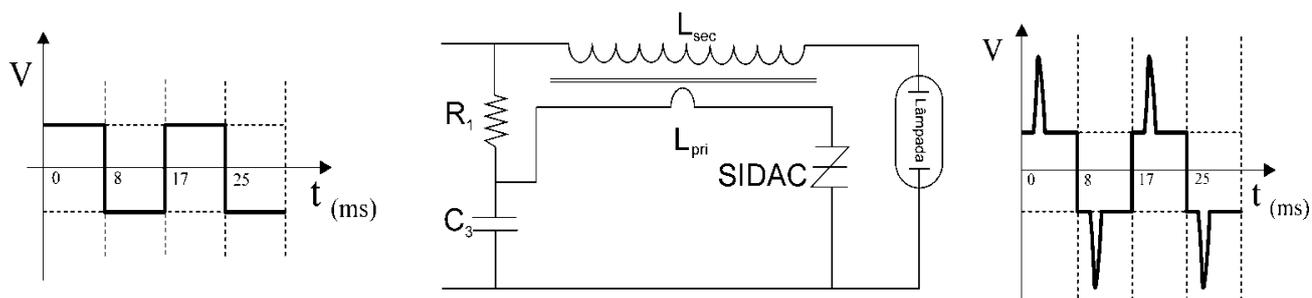


Figura 2.3 - Circuito básico para pulso de tensão sobreposta para ignição.

O ignitor é constituído de um capacitor de poliéster C_3 , o qual é carregado através do conversor e da resistência R_1 até a tensão de disparo V_{BO} do SIDAC.

O SIDAC é um dispositivo de chaveamento de baixo custo, bidirecional e controlado por tensão fixa que dispensa circuitos de gatilho, suas características principais estão listadas na Tabela 2.2 e a forma da tensão versus a corrente em seus terminais é esboçada na Figura 2.4. Nesta aplicação o valor da tensão de disparo V_{BO} deve ser superior à tensão de arco da lâmpada e inferior à tensão em circuito aberto do reator. Uma vez acesa, a tensão da lâmpada impede que a tensão do capacitor C_3 atinja o limiar de condução do SIDAC, inibindo a geração de novos pulsos. A resistência R_1 deve ser suficientemente grande a fim de que após o disparo e descarga do SIDAC ele não continue em condução causando perda de energia em R_1 .

Tabela 2.2 - Propriedades do SIDAC MKP1V240

$V_{BO(Min)}$	220 V
$V_{BO(Máx)}$	250 V
$I_H(Máx)$	0,1 A
$I_{PK(Máx)}(10\mu s)$	± 80 A

O catálogo do fabricante informa que a corrente máxima que faz o SIDAC código MKP1V240 da *Semiconductor Components Industries*[®] sair de condução (I_H) é 100 mA da onde obtém-se que o resistor deve ser de:

$$R_1 = \frac{V_{BO(Máx)}}{I_H} = \frac{250}{0,1} = 2,5k\Omega \quad (2.8)$$

Resultados práticos mostraram que a dissipação de potência no resistor R_1 é menor que 0,25 W para um pulso por ciclo.

Desta forma, nos terminais da lâmpada impõe-se um pulso de alta tensão superposto à tensão de saída do conversor (vide ilustração na Figura 2.3). A posição relativa do pulso em relação ao valor de pico da tensão senoidal da entrada do conversor deve ser o mais breve possível para que haja o rápido aquecimento da lâmpada no primeiro semiciclo e assim, reduzindo a quantidade de pulsos necessários até que a tensão de reignição esteja abaixo da máxima suportada na saída do conversor, e assim, justificando o cálculo e a utilização da menor resistência possível de carga do capacitor.

O SIDAC entra em condução, descarregando o capacitor C_3 sobre o enrolamento primário do transformador, cujo número de espiras é apenas uma fração do número de espiras do secundário. Esta fração é chamada de “a” e é calculada por:

$$a_{Min} = \frac{V_{ign(Min)} - V_{BO(Min)}}{V_{BO(Min)}} = \frac{1800 - 220}{220} = 7,2 \quad (2.9)$$

$$a_{Máx} = \frac{V_{ign(Máx)} - V_{BO(Máx)}}{V_{BO(Máx)}} = \frac{2500 - 250}{250} = 9 \quad (2.10)$$

A melhor escolha é a de maior relação de espiras, pois devido às perdas dissipativas no núcleo e as capacitâncias de saída, uma menor tensão resultante será aplicada à lâmpada, mas não pode ser ultrapassada, pois quando a lâmpada não estiver presente no receptáculo a tensão não pode ser superior à da norma.

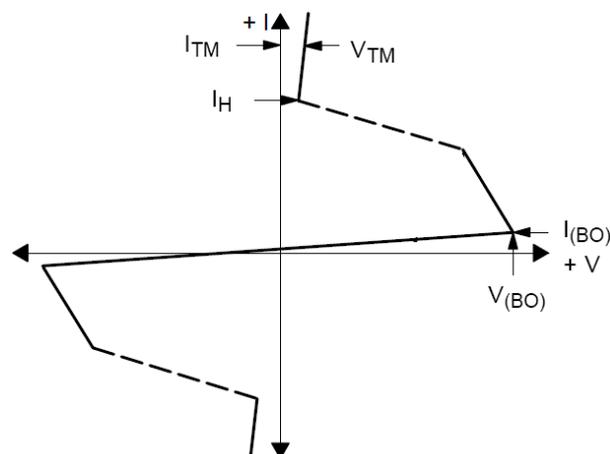


Figura 2.4 - Forma da tensão e corrente do dispositivo SIDAC (Correa, 2000).

Foi fixado o capacitor do ignitor em 47 nF - 400 V poliéster, pois conforme BISWAS (2008) os 0,76 mJ é o ideal para partida de lâmpadas até 250 W. Níveis inferiores não

garantem que a capacitância dos fios e da própria lâmpada reduza a tensão entregue a lâmpada pelo pulso. Experimentações práticas comprovaram que quando da troca por valores inferiores a 47 nF não se atende a norma NBR IEC 662 (ABNT, 1997), quando da colocação de um capacitor de 20 pF em paralelo com a lâmpada e não houve a ignição satisfatória.

O menor núcleo magnético para atender a norma NBR IEC662 (ABNT, 1997) deve apresentar um pulso durante um período de $1,95 \pm 0,05 \mu s$ com diferença de potencial de no mínimo 900 V na lâmpada e pico mínimo de 1800 V em 1 μs , previsto para que a transição da fase luminescente para o arco termoiônico seja rápida.

Pela equação da descarga do capacitor sobre a indutância do primário tem-se que a indutância do primário (L_p) do transformador de ferrite do ignitor deve possuir o valor de:

$$\frac{V_{ign(Min)} - V_{BO(Min)}}{a} = V_{BO(Min)} \times \text{seno} \left(\sqrt{\frac{1}{L_p \times C_3}} \times t_{ign} \right) \quad (2.11)$$

$$\frac{1800 - 220}{9} = 220 \times \text{seno} \left(\sqrt{\frac{1}{L_p \times 47n}} \times 1\mu \right) \quad (2.12)$$

$$L_p = 24,7 \mu H \quad (2.13)$$

Fator importante para a escolha do SIDAC é a corrente de pico a ser suportada dada pela equação abaixo:

$$i_{Máx} = \frac{V_{Disp(Máx)}}{\sqrt{\frac{L_p}{C_3}}} = \frac{250}{\sqrt{\frac{24,7 \mu}{47n}}} = 10,9 A \quad (2.14)$$

De posse da indutância do primário calcula-se a do secundário:

$$L_s = a^2 \cdot L_p \quad (2.15)$$

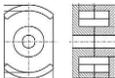
$$L_s = (9)^2 24,7 \mu = 2mH$$

Para a escolha do núcleo fixando no máximo em 18 espiras no primário para que no secundário haja uma quantidade de espiras não muito grande é calculado por:

$$Ae = \frac{L_p \cdot i_{Máx}}{N \cdot B_{Máx}} = \frac{24,7 \mu \cdot 10,9}{18 \cdot 0,5} = 30 \cdot 10^{-6} m^2 = 30mm^2 \quad (2.16)$$

Comparando-se as formas geométricas dos núcleos comerciais obteve-se a Tabela 2.3 e optou-se pelo núcleo NEE para o protótipo.

Tabela 2.3 – Comparativo de diversas formas construtivas de Núcleos de Ferrite

Forma do Núcleo	Núcleo E; NEE; NEEI	Toroidal	Pot Core; RM Core	Double slab	PQ; IPQ	Ec; ETD
Dissipação térmica	Excelente	Boa	Ruim	Boa	Boa	Boa
Dificuldade de bobinamento	Baixa	Alta	Média	Média	Média	Baixa
Custo de bobinamento	Baixo	Alto	Baixo	Baixo	Baixo	Baixo
Custo Núcleo	Baixo	Muito Baixo	Boa	Alto	Alto	Médio
Dispersão de fluxo	Alta	Média	Baixíssima	Média	Baixa	Alta
Montagem em PCB	Fácil	Difícil	Fácil	Fácil	Fácil	Simple
Imagem do modelo						

Pela tabela do fabricante de núcleos (Thornton, 2008) tem-se que o núcleo necessário é o NEE-25/10/6-1700-IP12R cuja área efetiva A_e é de 39,29 mm². A corrente eficaz do fio do primário do transformador de pulso é próxima a zero devido a corrente de 9,2 A estar presente no máximo em apenas um pulso por ciclo da rede por poucos micro-segundos. Com o propósito de calcular a capacidade de condução de corrente em pequenos intervalos, foi assumido que o intervalo de duração do mesmo seja pequeno (< 5 s), de modo que o calor gerado pelo fluxo de potência do pulso de corrente fique armazenado no condutor, não havendo, portanto troca de calor com o meio ambiente. A corrente de pulso permissível para uma dada seção de condutor durante um determinado tempo pode ser obtida pela equação abaixo que foi obtida por valores médios entre fabricantes.

$$I_{Pico_Máx} = \frac{K_1 \cdot A}{\sqrt{t}} \sqrt{\log \frac{K_2 + T_f}{K_2 + T_i}} \quad (2.17)$$

Onde:

K1 - 340 para condutores de cobre e de 220 para condutores de alumínio;

K2 - 234,5 para condutores de cobre e de 228,1 para condutores de alumínio;

A - seção do condutor (mm²);

t - tempo de duração do pulso;

Ti - temperatura do condutor antes do pulso (°C);

Tf - temperatura final do condutor (°C).

Tabelando esta equação acima para cobre com temperatura inicial de 90 °C a bitola do fio é determinada pela Tabela 2.4 e fornece a corrente que pode ser suportada para elevação da temperatura do fio esmaltado em 10 °C em pulso de um semi-ciclo da rede, em função da bitola do fio. Todas as referências pesquisadas sobre cálculo do ignitor não levavam em conta esta característica e chegavam a dimensões maiores de núcleos (Correa, 2000; André, 2004). Pela tabela tem-se que o fio 32 AWG atende a corrente de pico da descarga do capacitor do ignitor que é bem inferior ao utilizado por Correa (2000).

Tabela 2.4 - Corrente máxima do Cobre para pulso

Bitola (AWG)	Corrente em Ampères
40	2,14
38	3,42
36	5,43
34	8,60
32	13,68
30	21,77
28	34,64
26	55,03

A bitola do fio do secundário é obtida pela corrente eficaz no pior caso de funcionamento contínuo da lâmpada que é

$$S_{Ls} = \frac{I_{out(RMS)}}{J} \quad (2.18)$$

$$S_{Ls} = \frac{1,37}{450} = 0,003cm^2$$

Pela tabela NBR14219 (ABNT, 1998) o fio deve ser o 22 AWG.

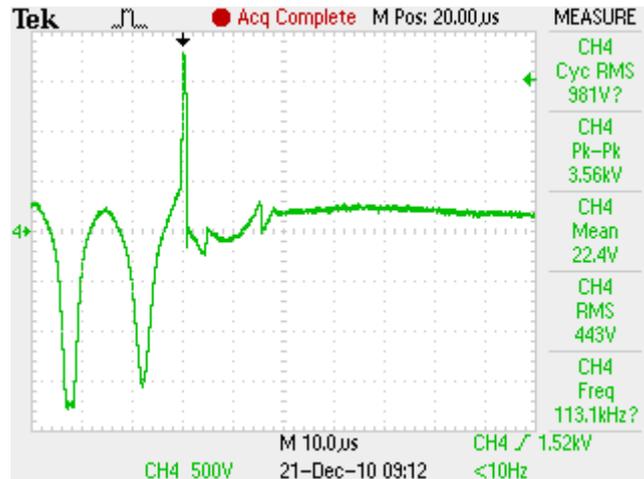


Figura 2.5 – Resultado Prático do ignitor proposto - Tensão na lâmpada (500 V/div.).

Posteriormente, foi realizado o ensaio do sistema operando sem a lâmpada e com capacitor de 20 pF no seu suporte, o resultado pode ser visto na Figura 2.6.

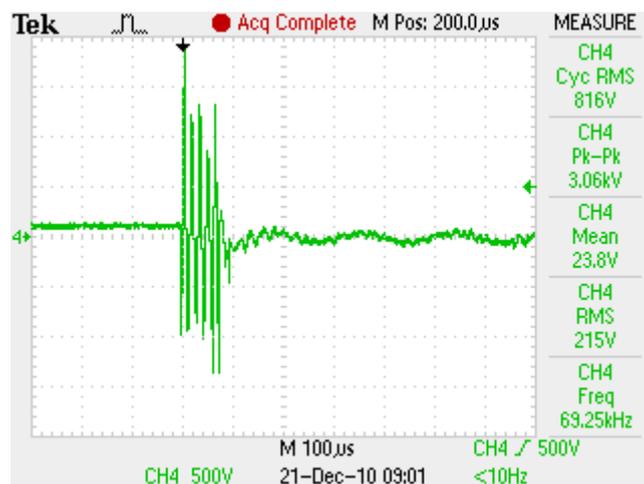


Figura 2.6 – Resultado Prático do ignitor proposto - Tensão no suporte sem lâmpada (500 V/div.).

Nota-se que na Figura 2.6 a tensão de pico foi superior à $V_{\text{ign(Min)}}=1800\text{V}$ e inferior a $V_{\text{ign(Máx)}}=2500\text{V}$, com isto conclui-se que o sistema de ignição proposto atende a norma NBR IEC 662.

2.4 Sistema de Controle para Lâmpada HID

2.4.1 Definição dos Requisitos de Controle do Sistema para Lâmpada HID

O objetivo do Sistema de Controle é fornecer tensões de saída ($V_{\text{out}}(t)$) entre 10 e 250 V ($V_{\text{out(Máx)}}$) com a entrada ($V_{\text{in}}(t)$) entre 180 ($V_{\text{in(Min)}}$) a 264 Vac, com controle de corrente, tensão e potência atuando na planta de modo a manter a carga com correntes abaixo da máxima ($I_{\text{out(pico)}}$), respeitando o trapézio de limites de tensão e potência.

Para lâmpada HPS de 70 W que é foco deste trabalho a Figura 2.1 apresenta o trapézio de limites de tensão e potência, como foi visto na sessão 2.2. Para Lâmpadas de vapor metálico em ambientes que não exigem partida instantânea a metodologia de projeto apresentada para os conversores apresentados pode ser aplicada com pequenas modificações no ganho da malha de controle da potência.

O controle deve ser predominantemente por corrente que deve possuir uma forma senoidal sem harmônicas de alta ordem como mostrado na Figura 2.7 que foi amostrado de um reator eletromagnético comercial que servirá como uma das referências para o desenvolvimento do reator eletrônico.

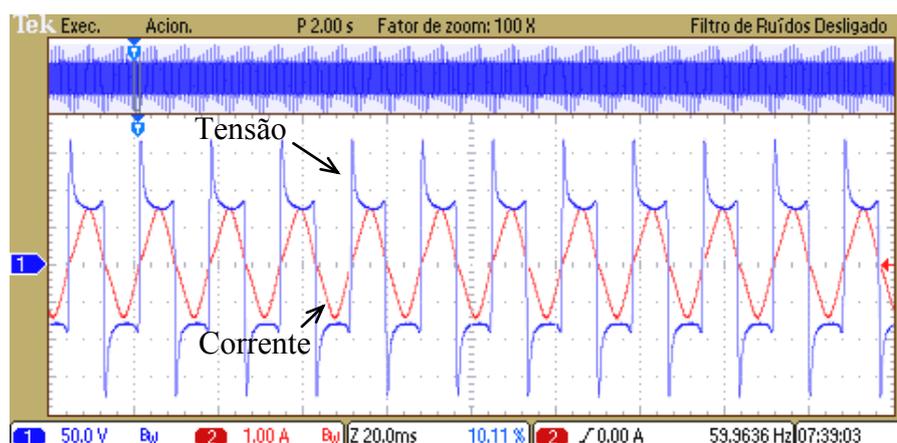


Figura 2.7 - Tensão (50 V/div.) e corrente (1A/div.) da lâmpada em reator eletromagnético.

A tensão presente na lâmpada quando operando com reator magnético tem sua amplitude elevada após o pico da senoide devido a condutividade térmica do sódio ser bem superior que dos demais vapores que são utilizados na lâmpada HPS (mercúrio e xenônio).

Quando mais próxima a corrente esta de um formato quadrangular a fração molar de xenônio e mercúrio na lâmpada HPS torna mais ativa na descarga e a tensão neste ponto tende a se reduzir como mostrado na Figura 2.8. Assim quando o decréscimo da corrente é mais rápido que o resfriamento do plasma, a condutividade não diminui na mesma proporção que a corrente, provocando uma queda na tensão da lâmpada. Nessa região de operação o plasma não entra em equilíbrio.

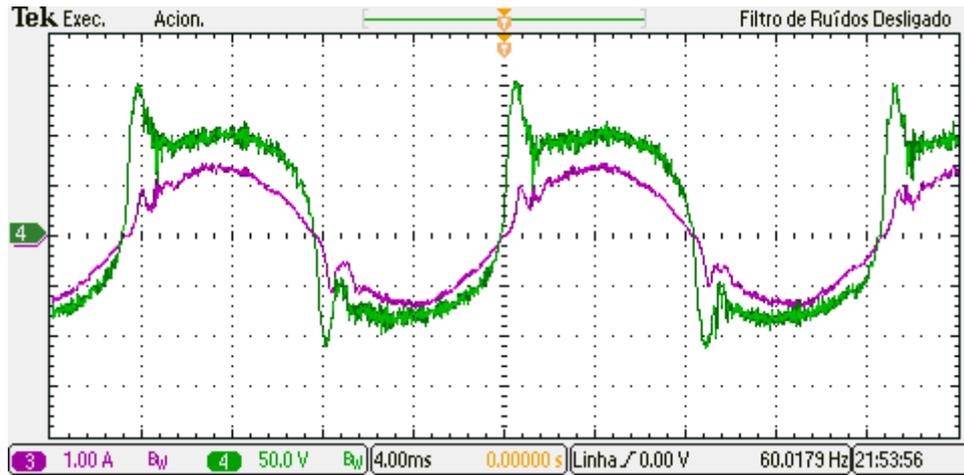


Figura 2.8 - Tensão (50 V/div.) e corrente (1A/div.) da lâmpada em reator eletrônico.

Para que se possa fazer o controle do conversor da melhor forma possível contemplando o “damping” do filtro de entrada que está em uma frequência próxima a de chaveamento do conversor tornou-se necessário levantar seu modelo dinâmico e o seu comportamento frente aos pequenos desvios em seus parâmetros e também com relação às variações de carga e tensão de entrada. As funções de transferência e controle de cada conversor será visto nos capítulos seguintes, e neste capítulo, somente o controle de potência e o esquema para controle por microcontrolador.

As formas de onda da Figura 2.7 foram buscadas neste trabalho pelo sistema de controle, e obteve-se formas de onda da qualidade da Figura 2.8. Na Figura 2.8 tem-se a corrente senoidal e, portanto, possui somente o componente fundamental de frequência em seu conteúdo harmônico quando submetido à transformada rápida de Fourier (FFT). Já a tensão, possui grande conteúdo harmônico e, portanto, quando calculada a correlação cruzada das duas ondas, resultará no eixo real somente potência ativa na frequência fundamental. As potências reativas em altas frequências entregues a lâmpada não manifestam ressonância acústica (Yan, 2004).

Durante o primeiro semiciclo de acionamento da lâmpada (Partida) o controlador deve calcular a razão cíclica aplicada ao conversor de modo a se obter a tensão necessária ao disparo do SIDAC e logo após (Aquecimento) limitar a corrente em até 200% para que não haja desgaste excessivo dos eletrodos, a Figura 2.9 traz o diagrama destas etapas.

A primeira etapa do controle da potência ocorre quando potência medida atinge 150% da nominal buscando-se atingir um rápido aquecimento da lâmpada até a tensão de saída eficaz seja a mínima nominal ($V_{Lamp(Min)}$) prevista por norma e apresentada do diagrama

quadrilateral da Figura 2.1. Esta etapa tem duração indefinida de tempo devido a forte influência da temperatura externa à lâmpada, mas por norma, deve possuir tempo máximo de 7 minutos.

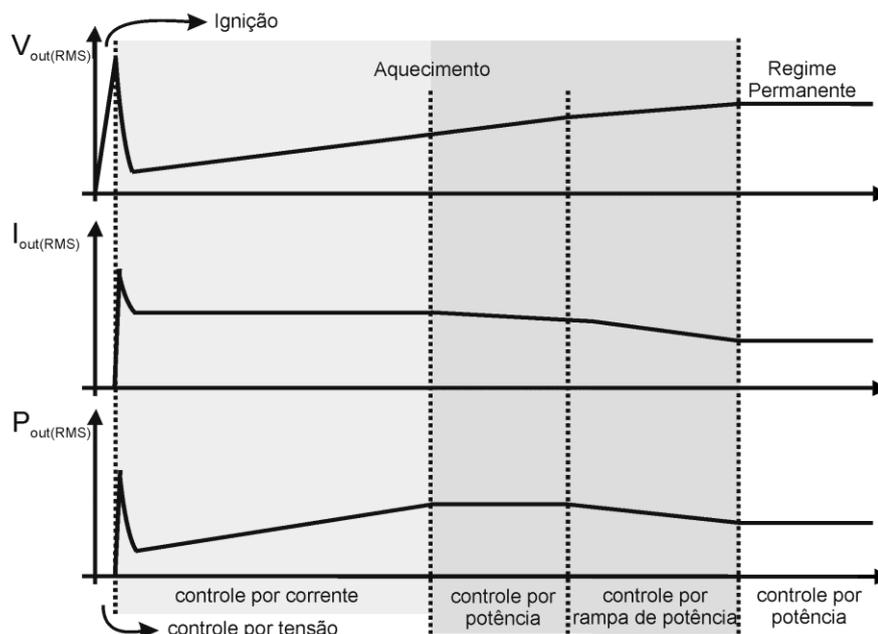


Figura 2.9 - Etapas para acionamento de HID.

Quando obtida a tensão eficaz mínima do diagrama quadrilateral deve-se reduzir a potência para seu valor nominal com erro máximo por norma de $\pm 25\%$ mas pretende-se nesta tese limitar o erro em $\pm 1\%$.

Pela complexidade do controle da lâmpada torna-se imprescindível o uso de microcontrolador, que possua no mínimo dois canais no conversor Analógico para Digital (A/D) a fim de obter os níveis de tensão e corrente na lâmpada e duas saídas de PWM centralizadas para controle do tempo morto como mostrado na Figura 2.10. A determinação da duração do intervalo de Tempo morto é a soma dos tempos de recuperação reversa dos diodos com o tempo de carga das capacitâncias de junção. O tempo necessário para carga das capacitâncias de junção é dependente da corrente no circuito e sendo assim o microcontrolador deve alterar o Tempo morto conforme a variação da corrente. Quanto maior a corrente no circuito menor é o Tempo morto. O ajuste fino deste da curva do Tempo morto foi realizado interativamente em bancada, sendo que para correntes inferiores a 1 A o intervalo é de 200 μs e 150 μs para os demais casos. Para simplificar o controle do sistema também é desejável que se meça a tensão de entrada a fim de facilitar o sincronismo da referência de corrente e proteger o sistema de sub/sobretensões.

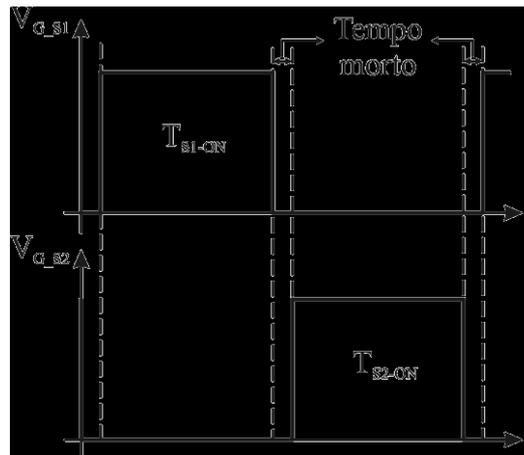


Figura 2.10 – Tempo morto obtido com o sistema de centralização do PWM.

2.4.2 Modelamento do Controle do Sistema para Lâmpada HID

A representação das etapas exigidas pela lâmpada para seu correto funcionamento para implementação em microcontrolador de baixo custo é apresentada na Figura 2.11. O sistema de controle da potência na lâmpada da Figura 2.11 inicia depois de detectada a partida, e com o passar da tensão de entrada por zero tem-se a rampa para a regulação da potência de saída até 150% da nominal. Quando obtida a tensão mínima do diagrama quadrilátero da Figura 2.1 a potência é reduzida a nominal.

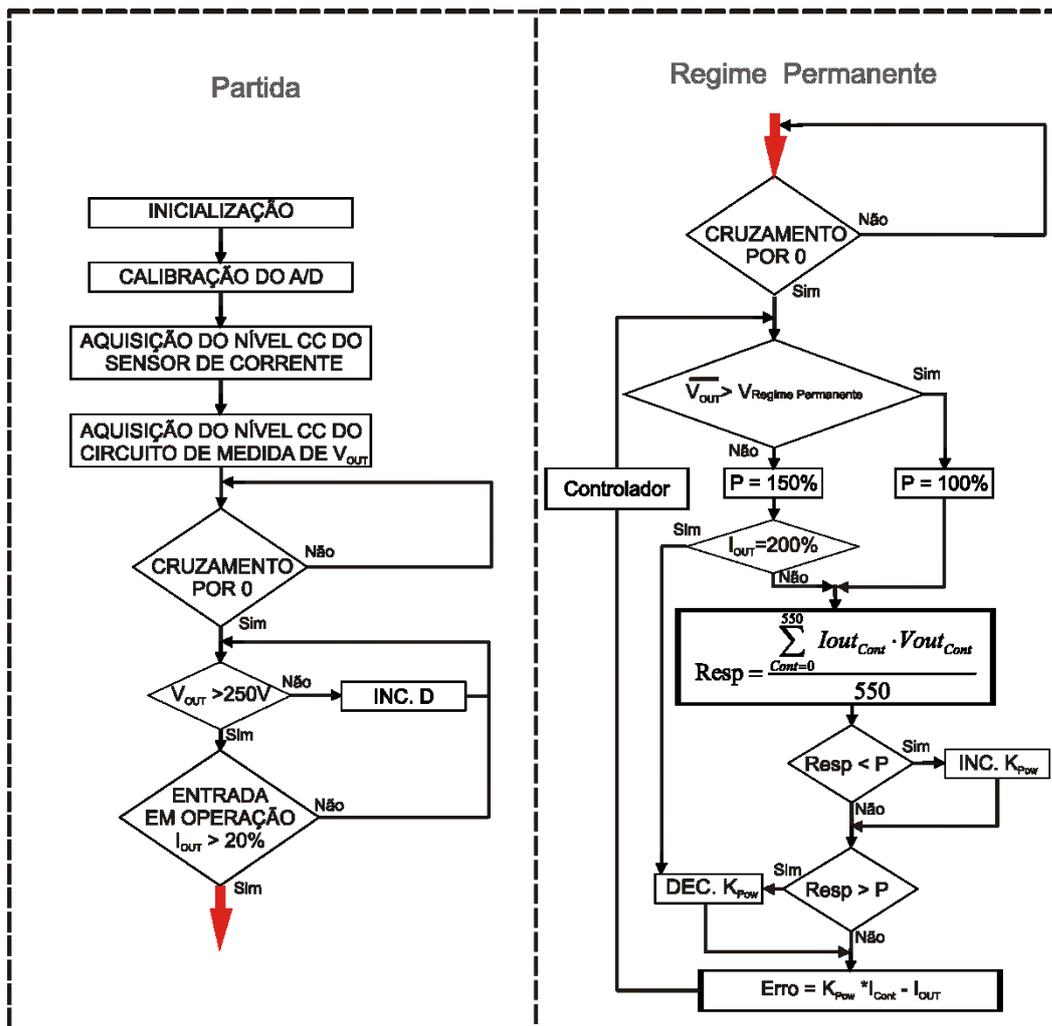


Figura 2.11 - Estratégia de controle por microcontrolador.

Desta forma em regime permanente é estabelecida uma malha rápida de controle de corrente (na frequência de comutação) e outra a cada semiciclo da rede para controle da potência.

A fim de minimizar o impacto da ignição sobre a planta as variáveis de atraso do controlador são inicializadas com valores altos na saída do bloco “INICIALIZAÇÃO”. Na Figura 2.11 é apresentado o limitador de corrente em 200% da nominal. O transitório de partida ocorre no primeiro semiciclo do acionamento dos conversores independentemente de ele ser positivo ou negativo, e assim garante-se que o pulso de ignição não ocorrerá sempre num mesmo sentido ocasionando o desgaste desigual dos eletrodos.

Com o intuito de se obter 1% de erro de potência calculou-se o erro de corrente em 0,5% na tensão ($e_{V_{out}}$) e na corrente ($e_{I_{out}}$). Da equação 2.19 e 2.20 obtém-se a mínima resolução do conversor de níveis analógicos para digitais (A/D).

$$n_{V_{out}} = \log_2 \left(\frac{V_{out(Máx)}}{V_{Lamp(Min)}} \cdot e_{V_{out}} \cdot 100 \right) = \log_2 \left(\frac{250}{76,5 \cdot 0,5} \cdot 100 \right) = 9,352 \quad (2.19)$$

$$n_{I_{out}} = \log_2 \left(\frac{I_{out(Máx)}}{I_{out(Min)(pico)}} \cdot e_{I_{out}} \cdot 100 \right) = \log_2 \left(\frac{2}{0,76 \cdot 0,5} \cdot 100 \right) = 9,039 \quad (2.20)$$

Destas equações retira-se que a resolução mínima do conversor deve ser de 10 bits e os cálculos realizados com os valores amostrados não devem possuir precisão menor que estes 10 bits o que torna de difícil utilização microcontroladores com unidades aritméticas (ALU) de 8 bits. O controle dos reatores em malha fechada deve possuir velocidade acima de 10 vezes a maior dinâmica da planta a fim de manter sempre a corrente na lâmpada senoidal na frequência da rede (Verghese, 1996). O conversor que possui as dinâmicas mais elevadas é o conversor Buck-Boost em 3 kHz como será demonstrado no Capítulo 3.1. Assim a taxa de amostragem do conversor A/D para o canal referencial do controle deve ser de 33 kHz com o PWM (f_s) nesta mesma frequência. Esta taxa de aquisição deve ser acrescentada das solicitações dos outros canais de medição quando da multiplexação do conversor A/D. O microcontrolador deve ser capaz de processar o sistema de controle.

O sistema de malha fechada deve ser assintoticamente estável. Portanto, as seguintes condições, para o sistema modelado, são requeridas:

1. O sistema deve ser completamente controlável ou estabilizável por retroação de estados, (condição necessária).
2. O sistema deve ser completamente observável, (condição suficiente).

Em relação ao ponto 1, a condição de controlabilidade é um requerimento mais importante do que o de estabilidade, devido a que um sistema incontrolável pode sempre ser estabilizado, se estados incontroláveis são estáveis. Ainda, se os estados não são diretamente mensuráveis, o sistema deve ser observável (Verghese, 1996).

O enfoque será restrito à análise das dinâmicas tendo como referências apenas uma entrada e uma saída com função de transferência expressa com quantidade superiores ou iguais de pólos e zeros. Denotando a entrada do sistema por $u(t)$ e sua saída por $y(t)$, podemos representá-lo, alternativamente, através das equações de estado que o modelo da planta em espaço de estados é:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx + Eu \end{aligned} \quad (2.21)$$

O controle para os sistemas propostos foram obtidos através de modelo invariante no tempo (LTI), ou seja, sua respostas de operação não dependem do tempo, da Figura 2.12 para pequenos sinais em modo contínuo com os conversores operando no ponto médio de operação. A função de transferência do controlador é obtida através da análise interativa de Routh-Hurwitz utilizando o programa Matlab.

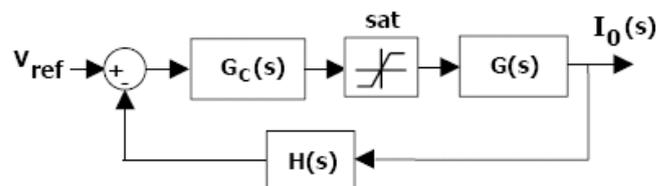


Figura 2.12 - Modelo clássico de controle LTI.

A obtenção do controlador através do ponto de operação médio se mostrou mais adequada ao sistema proposto do que por métodos não lineares como o *Fuzzy*. Assim para compensar erros de elevada amplitude é proposto o modelo da Figura 2.13 para compensar fortes transientes como o da reignição onde é exigida respostas do controlador na ordem de um milissegundo. A duração do intervalo de reignição é limitada para evitar que o plasma esfrie demasiadamente necessitando de um pulso de tensão elevado para reignição da lâmpada.

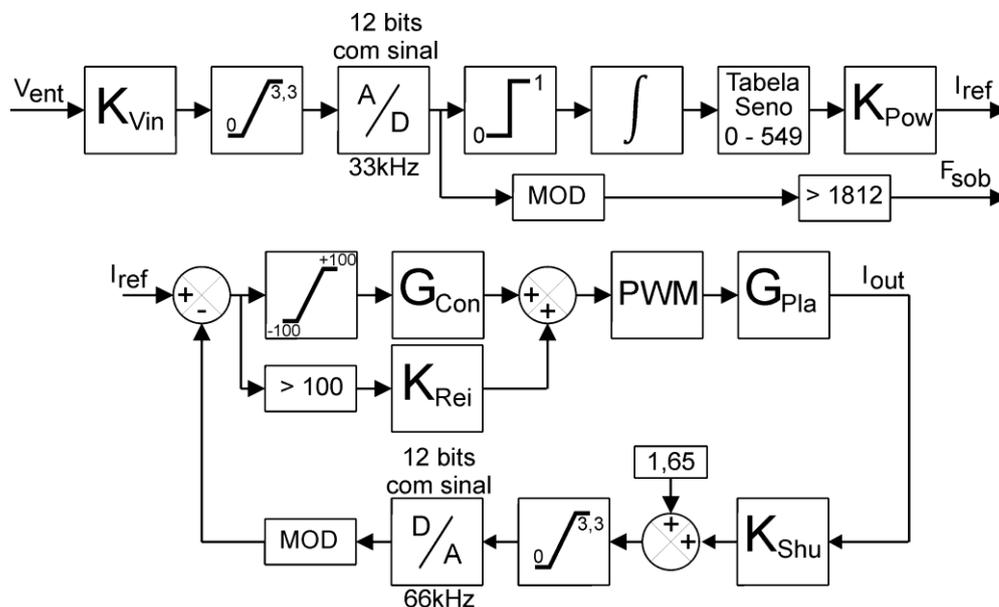


Figura 2.13 - Modelo do sistema de controle da planta medindo a corrente com resistor.

O compensador K_{Rei} foi acrescentado ao sistema para reduzir o tempo de reignição da lâmpada quando da passagem da tensão de entrada por zero, pois o compensador G_{Con} não possuía velocidade suficiente para erros superiores a 100, e assim, quando o erro for superior a 100 a planta é controlada acrescentando um ganho K_{Rei} com valor igual a 3.

O fator multiplicador da corrente de referência (K_{Pow}) é limitado a 1 e incrementado a um passo de 1/64 ou decrementado a um passo de 1/128. O sinalizador de sobretensão (F_{Sob}) atua diretamente sobre o controlador da razão cíclica impedindo a entrada em condução do interruptor S_1 .

A tensão de entrada é retificada em meia onda e condicionada por divisor resistivo resultando em ganho de 0,005 para que quando a tensão de entrada for superior a 20% da tensão nominal de funcionamento do sistema se obtenha 1812 após a conversão A/D de 12 bits e assim inibir a entrada em condução do interruptor S_1 e manter conduzindo S_2 . A tensão de entrada condicionada realiza o sincronismo da função de controle.

A obtenção dos níveis de corrente por resistor em série com a carga (*Shunt*) pode acarretar em dissipações de potência consideravelmente altas as exigências de mercado. O sensor de campo magnético por efeito Hall do fabricante *Allegro*[®] *MicroSystems, Inc.*, com o código *ACS712ELCTR-05B-T* possui baixo custo e possibilitou a redução desta perda de potência no circuito de controle. Para utilização desta tecnologia foi elaborado o diagrama da Figura 2.14 para controle em malha fechada da Lâmpada.

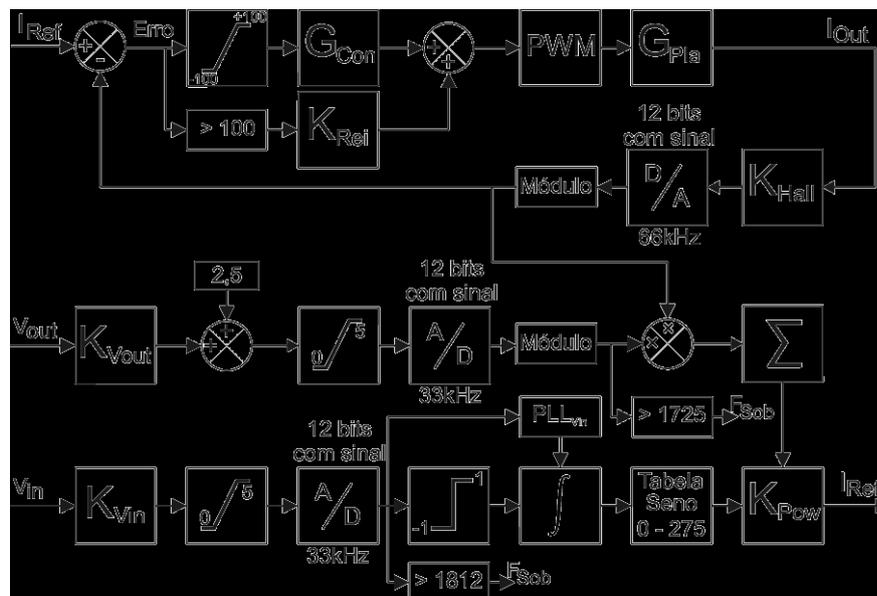


Figura 2.14 - Modelo do sistema de controle da planta medindo a corrente por efeito Hall.

Foi introduzido ao sistema um circuito de sincronia de elo travado em fase (PLL - *Phase Locked Loop*) a fim de permitir o funcionamento do reator em redes de 45 até 65 Hz.

Na análise prévia foi assumido que a malha foi ajustada de modo a ter exatamente frequência de 60 Hz no sinal de entrada. A faixa de controle do sistema digital de captura de eventos do microcontrolador determina a faixa de frequências que o PLL pode operar. Uma vez ajustado e funcionando modo "amarrado", a faixa de frequências (no modo *LOCK-IN* ou *Tracking*) na qual o PLL_{V_{in}} irá seguir o sinal de entrada, defini-se o intervalo correto de valores da senóide de referência pelo ganho na integral da Figura 2.14.

Finalmente, fixo-se a estrutura do controlador e calculamos a melhor alocação para seus pólos e zeros, a fim de respeitar o desempenho durante o transitório. Por fim, o ajuste do ganho estático permitiu definir o comportamento em regime.

2.4.3 Implementação do Sistema de Controle para Lâmpada HID

Na implementação por controle por microcontrolador a entrada I_{Ref} são 550 valores de um semi-ciclo positivo de uma senóide com amplitude de 2048 multiplicada por um coeficiente do controlador da potência (K_{Pow}), que é subtraído da corrente condicionada da saída (K_{Sun}) e enviado a função de controle (G_{Con}), de modo a controlar a razão cíclica (PWM) dos interruptores ativos e assim manter a saída com corrente senoidal mesmo com as deslinearidades da tensão da lâmpada quando operando a 60 Hz.

A escolha de um tipo de microcontrolador específico dentro de determinadas famílias se torna uma tarefa um tanto quanto difícil, lembrando sempre o fator primordial em se tratando de reator eletrônico, o custo. Dentro de diversas possibilidades foi escolhido o microcontrolador que melhor se adaptasse as necessidades do projeto, o qual possuísse baixo custo, tamanho reduzido, compactação e fácil reprodução em larga escala, fácil aplicabilidade, número reduzido de componentes externos para o seu funcionamento e disponibilidade de uso.

A escolha consiste em determinar as tarefas as quais o microcontrolador terá que executar, qual o custo, se possui recursos dentro do componente, minimizando componentes externos, qual disponibilidade, suporte para o desenvolvimento, robustez, tamanho e facilidade de uso (Michel, 2002). Assim o microcontrolador necessário ao sistema deve ser capaz de ler a variável de controle no seu conversor analógico digital e calcular a função em 30 μ s.

Foram testados 4 controladores digitais para esta aplicação, o primeiro foi o MC68HC908QY4 que apresentou resultados de precisão insuficiente pois possui núcleo de 8 bits e para cálculos com precisão acima de 16 bits ele se torna extremamente lento. O segundo

foi o DSP56F801 que apresentou bons resultados, mas baixa imunidade a ruídos provenientes do circuito de potência resultando em constantes reinicializações de programa. O terceiro circuito integrado para controlar o sistema proposto foi o DSP56F802 que possui um conversor A/D com muitas particularidades e não funcionou no protótipo. Com a grande redução de custos que a Freescale[®] apresentou no último ano para microcontroladores de 32 bits tornou-o aplicável para sistemas onde é exigido baixo custo de produção. A série *Coldfire V1* são microcontroladores com acumulador em 32 bits e desempenho acima de 25 MIPS que apresenta custos em torno de dois dólares o que o tornou ideal para esta aplicação.

Consultando os modelos de microcontroladores existentes e verificando que existe um número elevado de operações matemáticas restritas aos mesmos 30 μ s foi escolhido para implementação o microcontrolador do fabricante Freescale (2007) da linha com baixos custos *ColdFire V1* de 32 bits e 25 MIPS e centenas de dispositivos internos mostrados na Figura 2.15, o que garante a redução do número de componentes na placa e do custo final do sistema, trazendo a possibilidade da utilização de funções de controle complexas.

grandezas analógicas são acondicionadas em variáveis globais por interrupções do programa principal de forma cíclica.

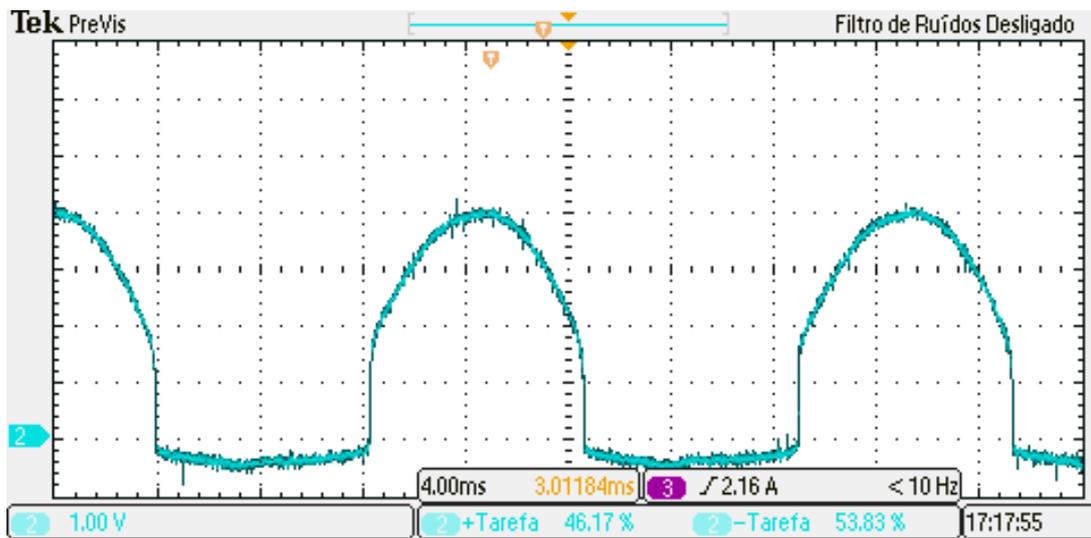


Figura 2.16 – Tensão de entrada (V_{in}) entregue ao conversor A/D.

Devido às rápidas dinâmicas do sistema há rápidas e largas variações na razão cíclica aplicada aos interruptores, o que impossibilita a utilização de transformadores de pulso no condicionamento dos sinais de controle provenientes do Microcontrolador para os interruptores. A opção por acoplamento óptico é inevitável para esta planta devido aos fortes transitórios da saída de condução dos diodos do conversor, o que impossibilita a utilização de amplificadores diferenciais comerciais nesta etapa.

A medição de corrente é feita por um sensor de efeito Hall, modelo *ACS712ELCTR-05B-T* do fabricante *Allegro® MicroSystems, Inc.*, que tem a capacidade de 20A e com saída em tensão. A relação de ganho e a linearidade do sensor podem ser visto na Figura 2.17.

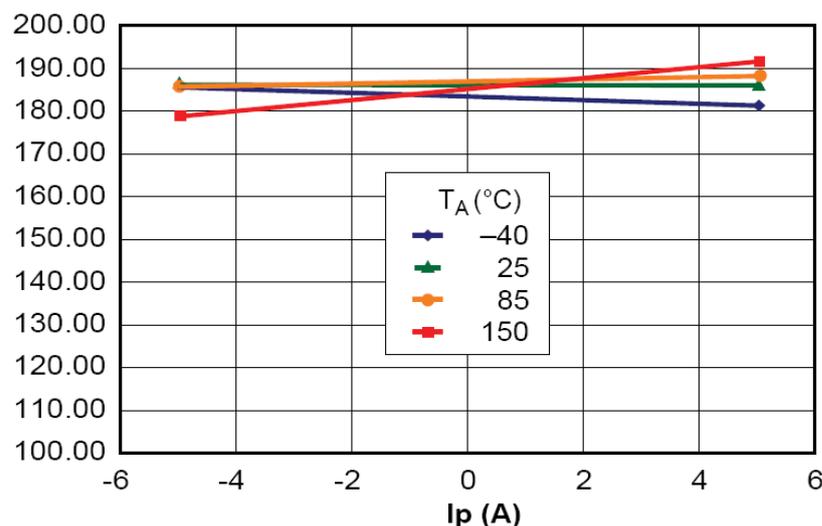


Figura 2.17 – Curva de sensibilidade característica do Sensor Hall.

Por tratar-se de corrente alternada, o sensor tem saída com deslocamento em nível CC (*offset*) da metade da tensão de alimentação como mostra a Figura 2.18. O microcontrolador opera apenas com tensões positivas, neste caso é necessário adicionar compensar no software deslocamento do sinal proveniente do sensor Hall. Detalhe da tensão no A/D sem o *offset* é mostrado na Figura 2.19, onde grande parte do ruído nas comutações são da ponteira do osciloscópio. O valor ideal da tensão de compensação para o ajuste é 2,5V que reflete no registrador do conversor A/D de 12 bits no numero 2047 quando o “Band Gap” de 1,2V está em 958. A compensação de *offset* é ajustada por média de 2^{16} amostras antes de elevar a razão cíclica de funcionamento a tempos que propiciem pulso no circuito ignitor. Considerando o ganho do sensor Hall no conversor A/D de 12 bits tem-se no registrador 151 ± 4 níveis por Ampère na faixa de interesse que é até ± 2 A.

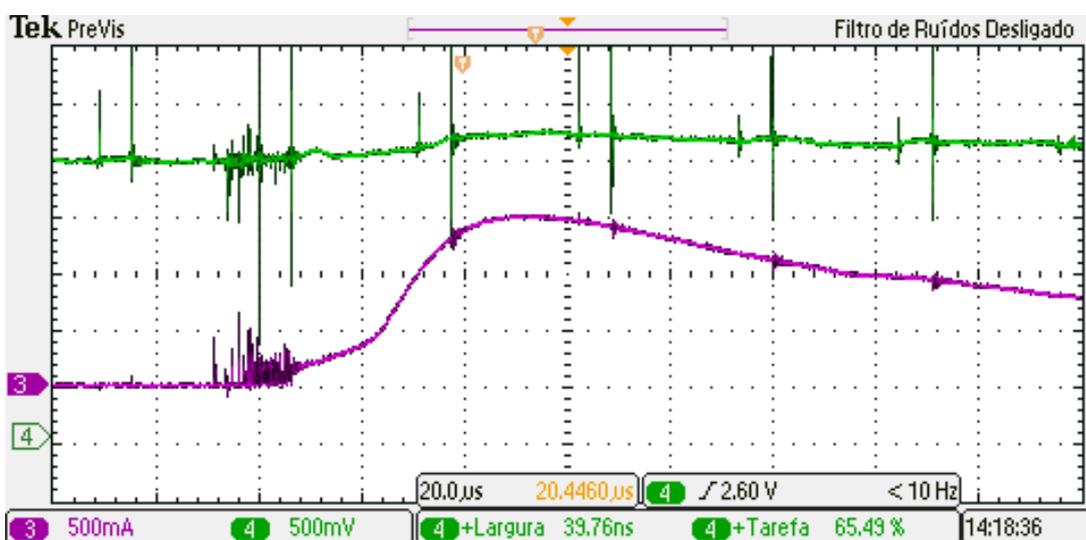


Figura 2.18 – Tensão na Saída do sensor Hall (traço superior – 0,5 V/div.) e Corrente de Saída (traço inferior – 0,5 A/div., 20 µs/div.).

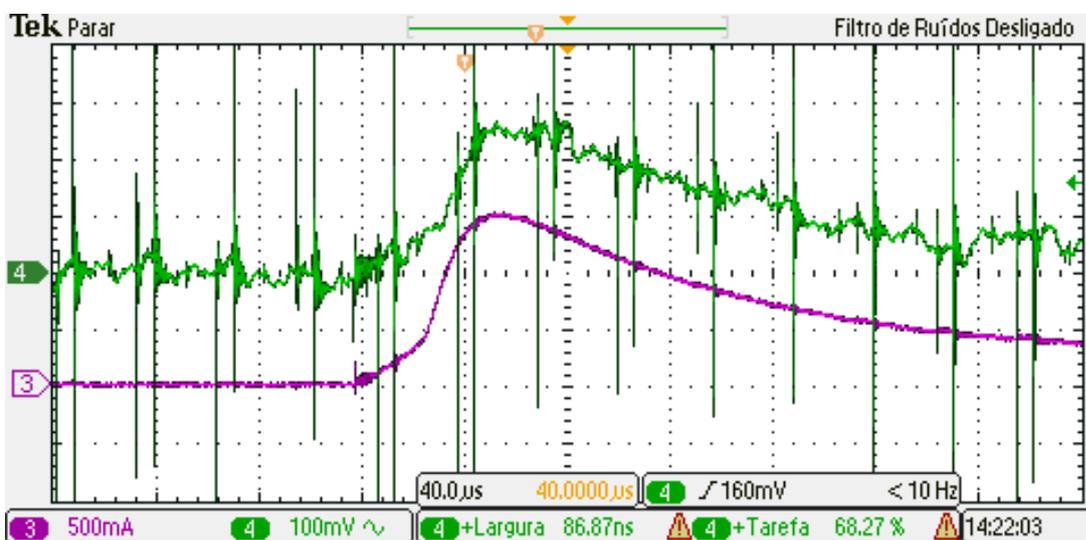


Figura 2.19 – Detalhe da Tensão com filtro CC na Saída do sensor Hall (traço superior – 0,1 V/div.) e Corrente de Saída (traço inferior – 0,5 A/div., 40 µs/div.).

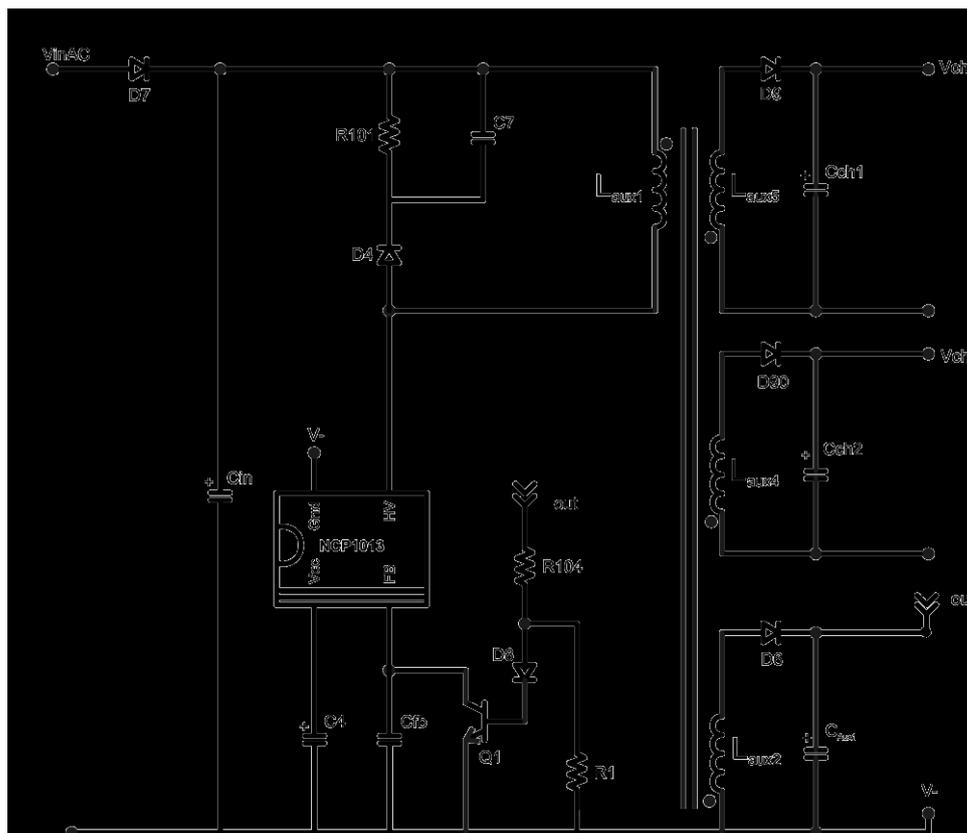


Figura 2.21 – Circuito auxiliar de alimentação do sistema.

O circuito da Figura 2.21 possui baixas dissipações de potência e alta confiabilidade por apresentar quantidade reduzida de componentes. Na fonte proposta existem três níveis de tensão, o V_{ch1} e o V_{ch2} se encontra em torno de 14 V contínuos em relação ao seu referencial, mas isolado da rede elétrica, para alimentação dos circuitos de gatilho dos interruptores. Por possuírem um número reduzido de espiras e distanciado do enrolamento primário possui baixas dissipações de potência (<0.01 W) por correntes parasitas que influenciariam na comutação dos interruptores principais que estão inseridos dentro de pontes de diodos.

Os dados de projeto do conversor flyback da fonte auxiliar estão listados na Tabela 2.5 juntamente com os dados relevantes da folha de dados do fabricante (*datasheet*) do NCP.

Tabela 2.5 – Dados de Projeto do circuito auxiliar e da folha de dados do NCP

Ondulação de entrada	$\beta = 20\%$
Razão Cíclica máxima	$D_{\text{Fly(Máx)}} = 0,45$
Frequência de chaveamento	$F_{\text{sw}} = 100 \text{ kHz}$
Rendimento	$\eta = 0.7$
Potência da Saída auxiliar	$P_{\text{aux}} = 1,5 \text{ W}$
Tensão na saída (out)	$V_{\text{cc}} = 5 \text{ Vcc}$
Tensão na saída ch1 e ch2	$V_{\text{ch1}} = V_{\text{ch2}} = 14 \text{ Vcc}$
$I_{\text{NCP(Máx)(pico)}}$	450 mA

2.5.1 Cálculo das indutâncias

A indutância do primário é obtida por:

$$L_{\text{aux1}} = \frac{V_{\text{in(Min)(pico)}} \cdot (1 - \beta)}{F_{\text{sw}} \cdot I_{\text{NCP(Máx)(pico)}}} \quad (2.22)$$

$$L_p = \frac{248 \cdot 0,8}{100 \times 10^3 \cdot 0,45} = 4,4 \text{ mH} \quad (2.23)$$

2.5.2 Capacitor de Barramento

A energia armazenada no capacitor em cada ciclo é dada por:

$$W_{\text{in}} = \frac{P_{\text{aux}}}{\eta \cdot f_{\text{rede}}} = \frac{1,5}{0,7 \cdot 60} = 0,0357 \text{ J} \quad (2.24)$$

Lembrando que não foi utilizado 2 vezes a frequência da rede devido a retificação ser em meia onda para assim ser possível referenciar todos os componentes ao mesmo ponto. A expressão para o cálculo do capacitor é obtida em relação a energia de entrada e pela variação da tensão admitida como esboçado em 2.25:

$$C_{\text{in}} > \frac{W_{\text{in}}}{V_{\text{min}}^2 \cdot (1 - (1 - \beta))^2} = \frac{0,0357}{248^2 (1 - (1 - 0,2))^2} = 1,6 \mu\text{F} \quad (2.25)$$

Arredondando para cima o valor calculado para ajustá-lo a valores comerciais, e foi encontrando o valor de capacitor comercial de:

$$C_{\text{in}} = 2,2 \mu\text{F} \quad (2.26)$$

2.5.3 Cálculo dos capacitores dos filtros de saída

$$C_{aux1} = \frac{I_{NCP(Máx)(pico)} \cdot N_1 \cdot D_{max}}{F_{sw} \cdot V_{cc} \cdot \alpha} = \frac{0,45 \cdot 0,22 \cdot 0,45}{100 \times 10^3 \cdot 5 \cdot 0,02} = 4,455 \mu F \rightarrow 4,7 \mu F \quad (2.27)$$

2.5.4 Capacitores dos enrolamentos de saída (Vch1 e Vch2)

$$C_{ch1,ch2} = \frac{I_{NCP(Máx)(pico)} \cdot N_1 \cdot D_{max}}{F_{sw} \cdot V_{out} \cdot \beta} = \frac{0,45 \cdot 1,6 \cdot 0,45}{100 \times 10^3 \cdot 14 \cdot 0,2} \cong 1 \mu F \quad (2.28)$$

2.5.5 Cálculo dos diâmetros dos fios

Para o Enrolamento Primário tem-se:

$$I_{p(RMS)} = I_{NCP(Máx)(pico)} \cdot \sqrt{\frac{D_{FLY(Máx)}}{3}} = 0,45 \sqrt{\frac{0,45}{3}} = 0,17 A \quad (2.29)$$

$$S_{Ls} = \frac{I_{p(RMS)}}{J} = \frac{0,17 A}{450 \frac{A}{cm^2}} = 387 \times 10^{-6} cm^2 \quad (2.30)$$

Pela tabela NBR14219 (ABNT, 1998) o fio deve ser o 31 AWG.

2.5.6 Cálculo do *Snubber* de tensão para o enrolamento primário

O Resistor do circuito grampeador de tensão (*Snubber*) é calculado pela equação 2.31 fornecida pelo fabricante do NCP:

$$R_{101} = R_{clamp} = \frac{2 \cdot V_{clamp} \cdot (V_{clamp} - (V_{out} + V_{fsec}) \cdot N)}{L_{leak} \cdot I_p^2 \cdot F_{sw}} \quad (2.31)$$

$$R_{101} = \frac{2 \cdot 120 \cdot (120 - 20)}{766,8 \times 10^{-6} \cdot 0,1 \cdot (236 \times 10^{-3})^2 \cdot 100 \times 10^3} = 78 k\Omega \quad (2.32)$$

Arredondando o valor calculado, e encontrando um valor de resistor comercial, obtemos:

$$R_{101} = 68 k\Omega \quad (2.33)$$

Para o capacitor do *Snubber* tem-se:

$$V_{\text{ripple}} = V_{\text{in}(pico)} \cdot \beta = 373 \cdot 0.2 = 75V \quad (2.34)$$

$$C_{\text{clamp}} = C_7 = \frac{V_{\text{clamp}}}{V_{\text{ripple}} R_{\text{clamp}} \cdot F_{\text{sw}}} = \frac{120}{75 \cdot 91 \times 10^3 \cdot 100 \times 10^3} = 177 pF \quad (2.35)$$

Arredondando para cima os valores calculados, e encontrando valores de capacitores comerciais, obtemos:

$$C_{\text{clamp}} = 220 pF$$

O diodo utilizado foi o sugerido pela folha de dados do fabricante (*datasheet*) do NCP que é o diodo MUR160.

2.5.7 Escolha do núcleo magnético

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_1 \cdot I_{L1(pico)} \cdot I_{L1(RMS)} \cdot 10^4}{K_u \cdot J \cdot B_{\text{max}}} \quad (2.36)$$

$$A_e \cdot A_w = \frac{4,4 \times 10^{-3} \cdot 450 \times 10^{-3} \cdot 170 \times 10^{-3} \cdot 10^4}{0,4 \cdot 450 \cdot 0,2} = 0,094 cm^4 \quad (2.37)$$

O núcleo que atende a esta medida é o Núcleo E30/15/7-IP6 da Thornton.

Na Figura 2.22 tem-se o protótipo da fonte auxiliar, que foi otimizada e compactada quando comparada com Tomm (2007) no protótipo do conversor Buck-Boost CA/CA da Figura 3.5.

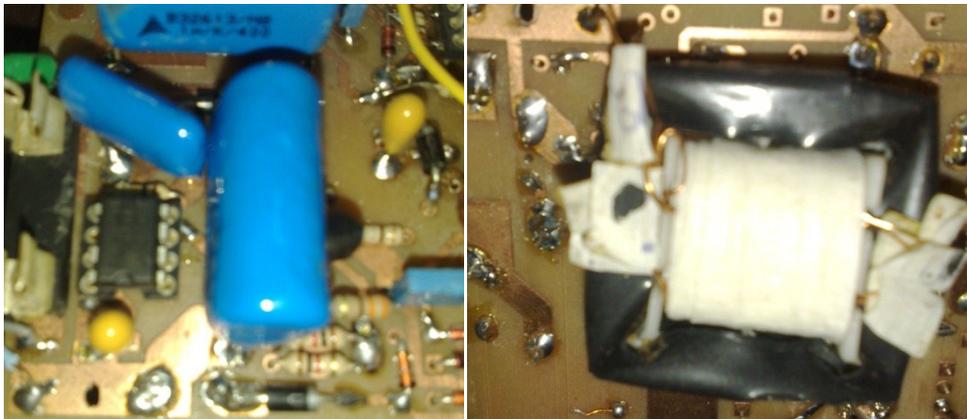


Figura 2.22 – Protótipo da fonte auxiliar de alimentação do sistema.

A regulação das tensões é conseguida diretamente na saída da fonte “out” em 5 V_{CC}. A Tabela 2.6 lista os componentes do circuito auxiliar de alimentação dos conversores.

Tabela 2.6 - Lista de componentes do circuito auxiliar

	Descrição		Quant.
	Núcleo E30/15/7-IP6		1
Indutor Acoplado	L1 - 150 Espir.	AWG 31	
	L2 - 33 Espir.	AWG 28	
	L3 - 90 Espir.	AWG 31	
	L4 - 90 Espir.	AWG 31	
Capacitores Tântalo	2.2u	400 V	1
	2,2u	25 V	1
	1u	25 V	2
	4,7u	10 V	1
Capacitores Poliest.	220p	400 V	1
Circ. Integrado	NCP1013		1
Transistor	BC337		1
Diodos	UF4007		5
	1N4148		1
Resistor	68k	1/2W	1
	2k2	1/8W	1
	470	1/8W	1

2.6 Estágio de Entrada

O filtro de entrada é imprescindível nos conversores Buck-Boost e ZETA para manter os níveis de interferência eletromagnética conduzida, na linha de alimentação, dentro dos padrões internacionais. Para os outros conversores ajustes dos elementos do circuito de potência podem ser necessários para o atendimento as normas.

O filtro de EMI necessário a todos os conversores é definido na norma CISPR-22 que determina os limites de ruído gerados nas frequências compreendidas entre 150 kHz e 30 MHz. Ruídos nestas frequências acima dos limites estabelecidos podem causar efeitos danosos a outros equipamentos quando presentes na linha de alimentação. A adequação do reator as normas de EMI normalmente é a ultima etapa do projeto, mas deve-se desde o princípio tomar diversos cuidados com as trilhas do circuito principalmente quanto a disposição e a forma dos cantos dela. Muitas vezes a adequação é um processo iterativo de tentativa e erro. No artigo de Mainali (2010) encontram-se vários métodos de redução e filtragem de EMI, o método mais usual é mostrado na Figura 2.23. O Ruído de modo diferencial é fortemente influenciado pelo modo com que os indutores são bobinados e pelo numero de camadas, as capacitâncias parasitas entre as camadas de bobinamento deve ser minimizada ao máximo.

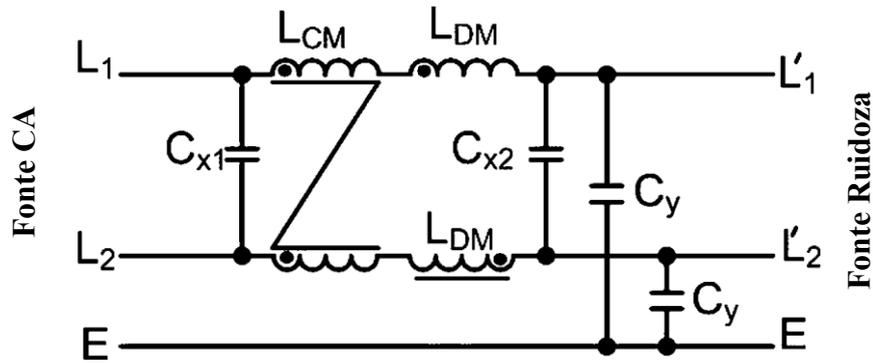


Figura 2.23 – Filtro de EMI.

O ruído de EMI pela norma IEC 61000-3-2 não influi diretamente no Fator de Potência (FP) que é o cosseno do ângulo que é a relação entre a potência ativa e a potência aparente consumidas por um dispositivo ou equipamento, independentemente das formas que as ondas de tensão e corrente se apresentem, dividido pela raiz quadrada da soma do valor 1 com a taxa de distorção harmônica da potência.

O FP pode ser escrito como:

$$FP = \frac{\cos(\phi_1)}{\sqrt{1 + TDH}} \quad (2.38)$$

Define-se a Taxa de Distorção Harmônica (TDH) como sendo a relação entre o valor RMS das componentes harmônicas da corrente e a fundamental:

$$TDH = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \quad (2.39)$$

Inerentemente neste conversor, a tensão e a corrente são em fase, pois os valores de indutância do circuito para a frequência da rede na faixa de 60 Hz são extremamente baixos. Portanto para avaliar o filtro de entrada deve-se focar na TDH, a qual influi no fator de potência (FP).

É evidente a relação entre o FP e a distorção da corrente absorvida da linha. Neste sentido, existem normas internacionais que regulamentam os valores máximos das harmônicas de corrente que um dispositivo ou equipamento pode injetar na linha de alimentação. A Norma IEC 61000-3-2 traz os limites para emissão de harmônicas de corrente (<16 A por fase). Esta norma, incluindo as alterações feitas pela emenda 14, de janeiro de

2001, refere-se às limitações das harmônicas de corrente injetadas na rede pública de alimentação.

Esta norma deve ser aplicada a equipamentos elétricos e eletrônicos que tenham uma corrente de entrada de até 16 A por fase, conectados a uma rede pública de baixa tensão alternada, de 50 ou 60 Hz, com tensão fase-neutro entre 220 e 240 V. Para tensões inferiores, os limites não foram estabelecidos, pois esta legislação tem aplicação principalmente na comunidade europeia, onde as tensões fase-neutro encontra-se na faixa especificada.

Os equipamentos são classificados em 4 classes:

- Classe A: Equipamentos com alimentação trifásica equilibrada: aparelhos de uso doméstico, excluindo os classe D; ferramentas, exceto as portáteis; “*dimmers*” para lâmpadas incandescentes; equipamentos de áudio e todos os demais não incluídos nas classes seguintes.
- Classe B: Ferramentas portáteis.
- Classe C: Dispositivos de iluminação.
- Classe D: Computadores pessoais, monitores de vídeo e aparelhos de televisão e similares. A potência ativa de entrada deve ser igual ou inferior a 600 W, medida esta feita obedecendo às condições de ensaio estabelecidas na norma (que variam de acordo com o tipo de equipamento).

Os valores de cada harmônica são obtidos após a passagem do sinal por um filtro passa-baixas de primeira ordem com constante de tempo de 1,5 s. Aplica-se à transformada discreta de Fourier (DFT), com uma janela de medição entre 4 e 30 ciclos da fundamental, com um número inteiro de ciclos. Calcula-se a média aritmética dos valores da DFT durante todo período de observação. Este período varia de acordo com o tipo de equipamento, tendo como regra geral um valor que permita a repetibilidade dos resultados.

A medição da potência ativa é feita de maneira análoga, devendo-se, no entanto, tomar o máximo valor que ocorrer dentro do período de observação. Este é o valor que um fabricante deve indicar em seu produto (com uma tolerância de +/- 10%), conjuntamente como fator de potência (para classe C). Caso o valor medido seja superior ao indicado, deve-se usar o valor medido.

Para cada harmônica medida da forma descrita, o valor deve ser inferior a 150% do limite da Tabela I, em qualquer situação de operação do reator.

As correntes harmônicas com valor inferior a 0,6% da corrente de entrada (medida dentro das condições de ensaio), ou inferiores a 5 mA não são consideradas.

Foi definida a corrente harmônica parcial de ordem ímpar, para componentes entre a 21ª e a 39ª como sendo:

$$I_{21-39} = \sqrt{\sum_{n=21,23\dots 39} I_n^2} \quad (2.40)$$

Para a componente de ordem 21 ou superior (ímpar), o valor individual para cada uma delas pode exceder o limite em mais 50%, desde que a corrente harmônica parcial de ordem ímpar medida não exceda o valor teórico (obtido com os valores da tabela), nem excedam o limite individual de 150% do valor da tabela.

A Tabela I indica os valores máximos para os harmônicos de corrente, no fio de fase (não no de neutro).

Tabela 2.7 - Limites para os harmônicos de corrente da Classe C

Ordem do Harmônico (n)	2ª	3ª	5ª	7ª	9ª	11ª	13ª	15ª ≤ n ≤ 39ª
% da fundamental	2	30FP	10	7	5	3	3	3

2.7 Conclusão

Neste capítulo foi apresentado os principais dados e circuitos para confecção e análise dos protótipos dos conversores em apreciação.

Os parâmetros de projeto são o ponto inicial que devem ser definidos com base nos objetivos visando o atendimento das normas vigentes.

O circuito ignitor é parte fundamental no processo de implementação e deve primar pelo atendimento as normas vigentes em primeiro lugar, redução de custos, compactação e confiabilidade, assim como todo trabalho de engenharia deve estar pautado.

O sistema de controle foi projetado com base nos modelos de operação da lâmpada e variações paramétricas em microcontrolador de baixo custo.

Na fonte auxiliar foi utilizada tecnologia de ponta para contribuir com a elevação do nível de confiabilidade do sistema.

O filtro de entrada acoplado foi abordado para ser utilizado nos conversores em que ele é indispensável para se obter o atendimento aos limites de injeção de Harmônicos na corrente de alimentação.

CAPÍTULO 3

- CONTROLADOR PARA OS SISTEMAS ELETRÔNICOS E IMPLEMENTAÇÃO

Neste capítulo é realizado um exemplo de cálculo para comprovação da metodologia de projeto mostrada no capítulo 1. Inicia-se com o dimensionamento dos conversores propostos para a utilização como reator eletrônico de uma lâmpada de vapor de sódio de 70 W $\pm 1\%$ a partir da rede senoidal de 220 V $\pm 20\%$ e posteriormente é obtida a função de controle para manter o erro entre a corrente de saída e a referência nula utilizando as técnicas vistas no capítulo 2.

As equações características de cada topologia são apresentadas, de acordo com o apresentado no capítulo 1 tendo em vista os parâmetros de projeto do capítulo 2, além da avaliação da influência de alguns distúrbios e limitações impostas por cada conversor utilizado para a obtenção das metas.

Para uma boa regulação na potência da lâmpada e uma boa rejeição dos distúrbios provenientes da tensão de alimentação e da variação rápida da impedância da lâmpada o controle deve ser em malha fechada, como mostrado no capítulo 2, observando o diagrama quadrilátero e mantendo a corrente senoidal.

3.1 Projeto do conversor Buck-Boost CA/CA para Lâmpada HPS de 70 W

A fim de comprovar as equações apresentadas no capítulo 1 aqui é introduzido o projeto completo do conversor CA/CA baseado no conversor Buck-Boost. É apresentado ao leitor um exemplo de aplicação da metodologia do projeto proposto no capítulo 1 para a lâmpada mais utilizada na iluminação pública, que é a vapor de sódio de alta pressão (HPS) de 70 W (Marchezan, 2007). Lembrando que a lâmpada é alimentada na frequência da rede elétrica, para assim evitar a ocorrência destrutiva da ressonância acústica. O conversor ainda deverá possuir alto rendimento, alto fator de potência e baixo custo. É abordado o projeto dos elementos passivos do circuito, a função de transferência e a equação de controle requerida na estratégia de controle por Microcontrolador da Figura 2.11. Ao fim é mostrada a resposta do sistema, e resultados práticos.

Inicia-se pela abordagem do dimensionamento do indutor de entrada com os valores da Tabela 2.1 advinda da equação 1.16 apresentada na equação 3.1.

$$L_1 = \frac{V_{in(Min)(pico)} \cdot D_{Méd}}{I_{out(Pico)} \cdot f_s} = \frac{248 \cdot 0,4}{2,8 \cdot 33000} = 1mH \quad (3.1)$$

Para a obtenção do volume de núcleo magnético necessário ao indutor do protótipo deve-se possuir o valor de pico e eficaz (RMS) da corrente que o percorre. Para o indutor L_1 do filtro de entrada do conversor Buck-Boost a corrente de pico e eficaz tem seus valores definidos pelas equações

$$I_{L1(pico)} = \frac{P_{out(pico)}}{V_{in(Min)} \cdot \eta} = \frac{210}{248 \cdot 0,9} = 0,94A \quad (3.2)$$

$$I_{L1(RMS)} = \frac{P_{out}}{V_{in(Min)} \cdot \eta} = \frac{70}{248 \cdot 0,9} = 0,31A \quad (3.3)$$

O núcleo magnético que deve ser utilizado no indutor L_1 é calculado pela equação 3.11 que substituindo as incógnitas pelos seus respectivos valores obtêm-se:

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_1 \cdot I_{L1(pico)} \cdot I_{L1(RMS)} \cdot 10^4}{K_u \cdot J \cdot B_{max}} = \frac{0,001 \cdot 0,94 \cdot 0,31 \cdot 10^4}{0,8 \cdot 450 \cdot 0,25} = 0,032cm^4 \quad (3.4)$$

A resposta obtida na equação 3.4 leva a escolha do núcleo Thornton® (2008) 2xNEE-30/15/7 IP12R. com Área Efetiva (A_e) de 60 mm² e comprimento médio de espiras no carretel ($l_{méd}$) de 56 mm. A quantidade de espiras é definida por:

$$N_{L1} = \frac{L_1 \cdot I_{L1(pico)}}{A_e \cdot B_{Máx}} = \frac{0,001 \cdot 2,1}{60 \times 10^{-6} \cdot 0,25} = 140 \quad (3.5)$$

A bitola do fio de cobre esmaltado que deve ser utilizado em L_1 é:

$$S_{L1} = \frac{I_{L2(RMS)}}{J} = \frac{0,31}{450} = 0,00069cm^2 \rightarrow 28AWG \quad (3.6)$$

A dissipação de potência devido ao efeito Joule no cobre de L_1 é:

$$P_{L1} = \frac{I_{L1(RMS)}^2 \cdot \rho_{CU} \cdot l_{méd} \cdot n_{L1}}{S_{L1}} = \frac{0,31^2 \cdot 0,000178 \cdot 0,056 \cdot 140}{0,00081} = 0,17W \quad (3.7)$$

O cálculo da corrente eficaz da equação 1.22 torna-se complexa por envolver a frequência de chaveamento e muitas variáveis. A Figura 3.1 apresenta o impacto da variação da razão cíclica média na corrente eficaz do indutor L_2 para uma determinada potência de saída, tensão de entrada, indutância e frequência.

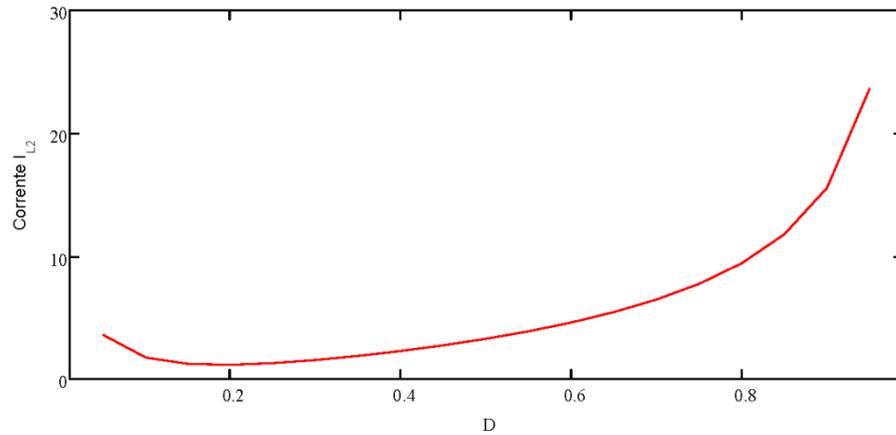


Figura 3.1 – Variação da corrente eficaz em L_2 em função da razão cíclica média.

No indutor do Buck-Boost calcula-se a menor indutância nas condições da Tabela 2.1 para haja condução contínua (CCM) a frequência de 33 kHz conforme equação 1.18:

$$L_{2(crit)} = \frac{V_{in(Min)(pico)} \cdot D_{Méd} \cdot (1 - D_{Méd})}{2 \cdot I_{out(Min)(Pico)} \cdot f} = \frac{248 \cdot 0,4 \cdot (1 - 0,4)}{2 \cdot 0,72 \cdot 33000} = 1,25mH \quad (3.8)$$

Assim deve-se selecionar cada indutor com um valor superior a 1,25 mH, portanto uma boa escolha é 2 mH e o interruptor deve suportar corrente superior a:

$$I_{S1(pico)} = I_{S2(pico)} = I_{L2(pico)} = \frac{V_{in(pico)} \cdot D_{Méd}}{2 \cdot L_2 \cdot f} + I_{out(pico)} = \frac{373 \cdot 0,4}{2 \cdot 0,002 \cdot 33000} + 2,8 = 3,9A \quad (3.9)$$

Para o cálculo do fio que deve ser utilizado no indutor L_2 é definido pela corrente eficaz que ele é submetido no pior caso que é obtido pela equação 3.10:

$$I_{L2(RMS)} = \sqrt{\frac{0,4^2 \cdot \frac{1}{33000}^2 \cdot 373^2}{3(0,002)^2} \left(0,4 + \frac{0,4^2 + 0,4 + 1}{1 - 0,4} \right) + \frac{70^2(0,4 - 1)^2}{0,4^2 \cdot 373^2}} = 1,56A \quad (3.10)$$

O núcleo magnético que deve ser utilizado no indutor L_2 é calculado pela equação 1.9 que substituindo as incógnitas pelos seus respectivos valores obtêm-se:

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_2 \cdot I_{L_2(pico)} \cdot I_{L_2(RMS)} \cdot 10^4}{K_u \cdot J \cdot B_{max}} = \frac{0,002 \cdot 2,1 \cdot 1,56 \cdot 10^4}{0,8 \cdot 450 \cdot 0,25} = 0,7 \text{ cm}^4 \quad (3.11)$$

O núcleo de ferrite necessário é um par do NEE30/15/14 IP12R conforme catálogo da empresa Thornton® (2008) com Área Efetiva (A_e) de 122 mm² e comprimento médio de espiras no carretel ($l_{méd}$) de 67 mm. A quantidade de espiras é definida por:

$$N_{L_2} = \frac{L_2 \cdot I_{L_2(pico)}}{A_e \cdot B_{Máx}} = \frac{0,002 \cdot 2,1}{122 \times 10^{-6} \cdot 0,25} = 138 \quad (3.12)$$

A bitola do fio de cobre esmaltado que deve ser utilizado em L_2 é:

$$S_{L_2} = \frac{I_{L_2(RMS)}}{J} = \frac{1,56}{450} = 0,003 \text{ cm}^2 = 22 \text{ AWG} \quad (3.13)$$

A dissipação de potência devido o efeito Joule no cobre de L_2 é:

$$P_{L_2} = \frac{I_{L_2(RMS)}^2 \cdot \rho_{CU} \cdot l_{méd} \cdot n_{L_2}}{S_{L_2}} = \frac{1,56^2 \cdot 0,000178 \cdot 0,067 \cdot 138}{0,003} = 1,33 \text{ W} \quad (3.14)$$

O capacitor de entrada e saída mínimo é determinado pela equação 3.15 e 1.9 a fim de formar a Tabela 3.1.

$$C_1 \geq \frac{i_{out} \cdot D_{Méd}}{\alpha \cdot V_{Lamp(Máx)} \cdot f_s} \geq \frac{0,76 \cdot 0,4}{0,05 \cdot 130,2 \cdot 33000} \geq 1,4 \mu\text{F} \quad (3.15)$$

$$C_2 \geq \frac{2 \cdot i_{out(RMS)} \cdot (1 - D_{Méd})}{\alpha \cdot V_{Lamp(Máx)} \cdot f} \geq \frac{2 \cdot 0,92 \cdot (1 - 0,4)}{0,05 \cdot 130,2 \cdot 33000} \geq 5,2 \mu\text{F} \quad (3.16)$$

A capacidade de bloqueio de tensão do transistor S_1 deve ser a mesma de S_2 que tem q ser superior a soma da tensão de saída com a da entrada. Nesta soma se obtém 560 V, mas por segurança deve-se utilizar um dispositivo interruptor de no mínimo 800 V, para que durante a comutação entre um interruptor e outro se tenha boa margem de cálculo no dimensionamento do *snubber* grampeador de tensão. Transistores de efeito de campo Metal-Óxido-Semicondutor de potência (MOSFETs – *Metal-Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) para esta tensão tem custo elevado, portanto uma alternativa para a indústria seria o uso de Transistores bipolares de porta isolada (IGBTs) que comprometem o rendimento por sua corrente de cauda.

No interruptor S_1 a corrente eficaz é representada por:

$$I_{S1(RMS)} = I_{L2(RMS)} \cdot \sqrt{D_{Méd}} = 1,56 \cdot \sqrt{0,4} = 0,92A \quad (3.17)$$

A tecnologia CoolMOS[®] reduziu as perdas dos interruptores em até 10 vezes as perdas de comutação e em até 2 vezes a de condução quando comparado aos interruptores tradicionais. Para o cálculo da potência a ser dissipada no interruptor utilizando o componente CoolMOS[®] da empresa Infineon Technologies AG[®] cujo código é SPP04N80C3 que é regida pelas mesmas equações da tecnologia MOSFET a equação simplificada de 1.25 é aplicada em 3.18:

$$P_{S1} = I_{S1(RMS)}^2 \cdot r_{DS(on)} + (V_{in(pico)} + V_{Lamp(Máx)}) I_{S1(pico)} \frac{Q_{GD}}{I_{Gatilho}} f_s + V_{Gatilho} \cdot Q_G \cdot f_s \quad (3.18)$$

$$P_{S1} = 0,92^2 \cdot 1,3 + (373 + 250) \cdot 3,9 \frac{11 \times 10^{-9}}{2} 33000 + 15 \cdot 20 \times 10^{-9} \cdot 33000 = 1,55W$$

Se utilizado o interruptor tradicional da International Rectifier[®] com o código IRFBE30 que tem custo em torno da metade do CoolMOS[®] as perdas no dispositivo são praticamente 3 vezes maiores como pode ser visto na equação 3.19:

$$P_{S1} = 0,92^2 \cdot 3 + (373 + 250) \cdot 3,9 \frac{45 \times 10^{-9}}{2} 33000 + 15 \cdot 78 \times 10^{-9} \cdot 33000 = 4,38W \quad (3.19)$$

No interruptor S_2 a corrente eficaz é obtida por:

$$I_{S2(RMS)} = I_{L2(RMS)} \cdot \sqrt{1 - D_{Méd}} = 1,56 \cdot \sqrt{1 - 0,4} = 1,21A \quad (3.20)$$

Para o cálculo da potência a ser dissipada no interruptor S_2 no caso da utilização de CoolMOS[®] a equação simplificada de 1.25 foi aplicada e tem resultado expresso ao fim da equação 3.21:

$$P_{S2} = I_{S2(RMS)}^2 \cdot r_{DS(on)} + (V_{in(pico)} + V_{Lamp(Máx)}) I_{S2(pico)} \frac{Q_{GD}}{I_{Gatilho}} f_s + V_{Gatilho} \cdot Q_G \cdot f_s \quad (3.21)$$

$$P_{S2} = 1,21^2 \cdot 1,3 + (373 + 250) \cdot 3,9 \frac{11 \times 10^{-9}}{2} 33000 + 15 \cdot 20 \times 10^{-9} \cdot 33000 = 2,35W$$

Na ponte de diodos do interruptor S_1 a potência dissipada utilizando os diodos MUR480 é:

$$P_{D1} = \frac{V_{D1} \cdot I_{D1(RMS)} + \frac{V_{D1(Máx)} \cdot I_{D1(pico)} \cdot f_s}{6} (t_f + t_{rr})}{2} \quad (3.22)$$

$$P_{D1} = \frac{1,53 \cdot 0,92 + \frac{1,85 \cdot 3,9 \cdot 33000}{6} (75 \times 10^{-9} + 100 \times 10^{-9})}{2} = 0,71W \quad (3.23)$$

Na segunda ponte de diodos, onde o interruptor S_2 encontra-se envolvido, a potência dissipada em cada um dos diodos é:

$$P_{D2} = \frac{V_{D2} \cdot I_{D2(RMS)} + \frac{V_{D2(Máx)} \cdot I_{D2(pico)} \cdot f_s}{6} (t_f + t_{rr})}{2} \quad (3.24)$$

$$P_{D2} = \frac{1,53 \cdot 1,21 + \frac{1,85 \cdot 3,9 \cdot 33000}{6} (75 \times 10^{-9} + 100 \times 10^{-9})}{2} = 0,93W \quad (3.25)$$

A Tabela 3.1 reuniu os valores calculados e o transistor escolhido. O total calculado de perdas nos dispositivos somam 11,96 W no pico de potência de saída ($P_{out(pico)} = 210$ W) que resulta em rendimento teórico de 94,6 %. Se somado 1 W do sistema de controle e 1 W dos *Snubbers* o rendimento cai para 93,7% que esta acima do previsto (η) de 90%. Para melhor visualização dos resultados teóricos é apresentado o gráfico da Figura 3.2.

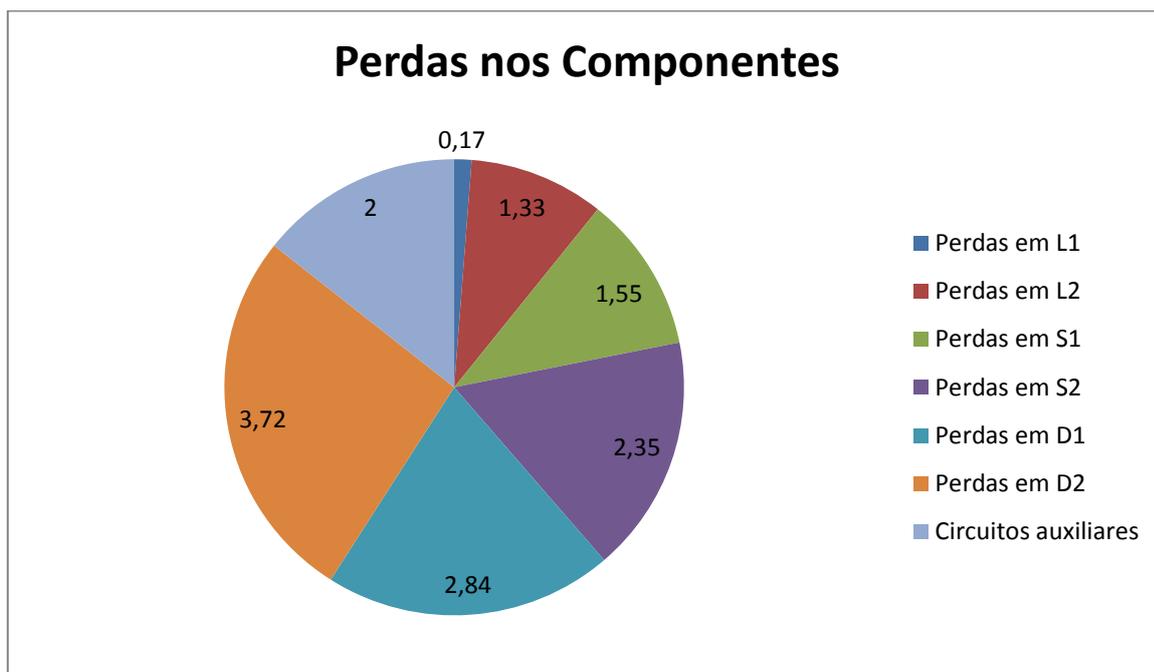


Figura 3.2 – Distribuição das perdas no sistema projetado.

Tabela 3.1 - Componentes Especificados para o Conversor Buck-Boost

C_1, C_2 – Poliéster 400 V	1.47 μF , 5,22 μF
L_1, L_2 – núcleos NEE-30/15	1 mH, 2 mH
MOSFET S_1, S_2	SPP04N80C3
Diodos	MUR480

3.4.1 Controlador para o conversor Buck-Boost CA/CA

Após o dimensionamento dos componentes passivos de potência do conversor Buck-Boost CA/CA listados na Tabela 3.1, a função de transferência em espaço de estados do conversor que é apresentada na equação 1.9 é aplicada no modelo da Figura 2.14. Discretizou-se a planta no dobro da frequência de chaveamento, a fim de que todas as componentes de interesse se façam presentes no modelo, e se dimensionou os ganhos para condicionar a tensão medida pelo conversor analógico para digital (A/D) as grandezas do sistema. Utilizando o sistema de controle da Figura 2.14 com os ganhos descritos no capítulo 2.4 e a função de transferência do controlador da equação 3.26, a resposta ao degrau mostrada na Figura 3.3 é obtida e torna a planta estável em malha fechada.

$$G_{Con}(z) = \frac{\frac{1}{50}z^{-1} - \frac{1}{64}z^{-2}}{10 - 19z^{-1} + 9z^{-2}} \quad (3.26)$$

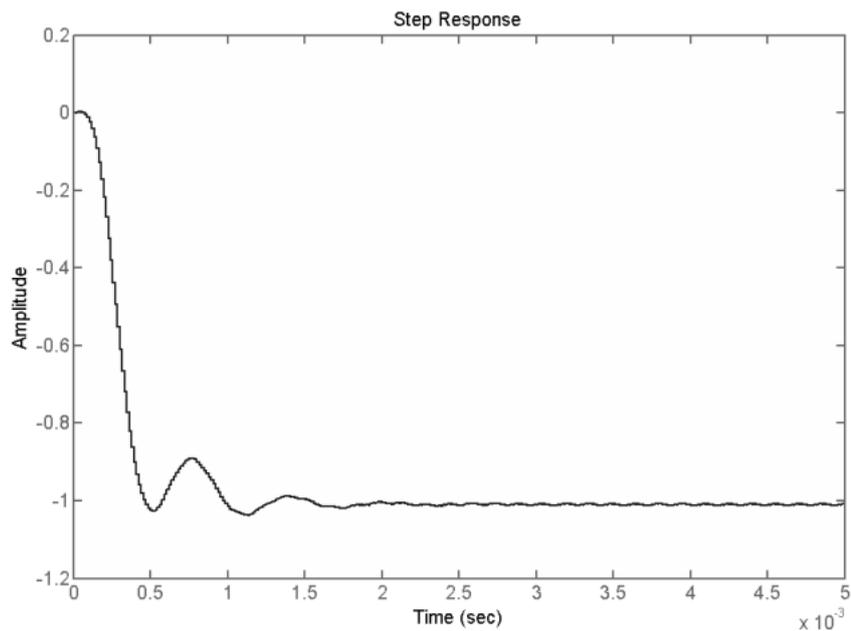


Figura 3.3 - Resposta simulada do sistema ao degrau unitário.

3.4.2 Resultados Experimentais

Para a confecção da placa de circuito impresso foram reunidos os sistemas de controle e potência como é apresentado na Figura 3.4 sempre visando obtenção de baixo custo final do reator.

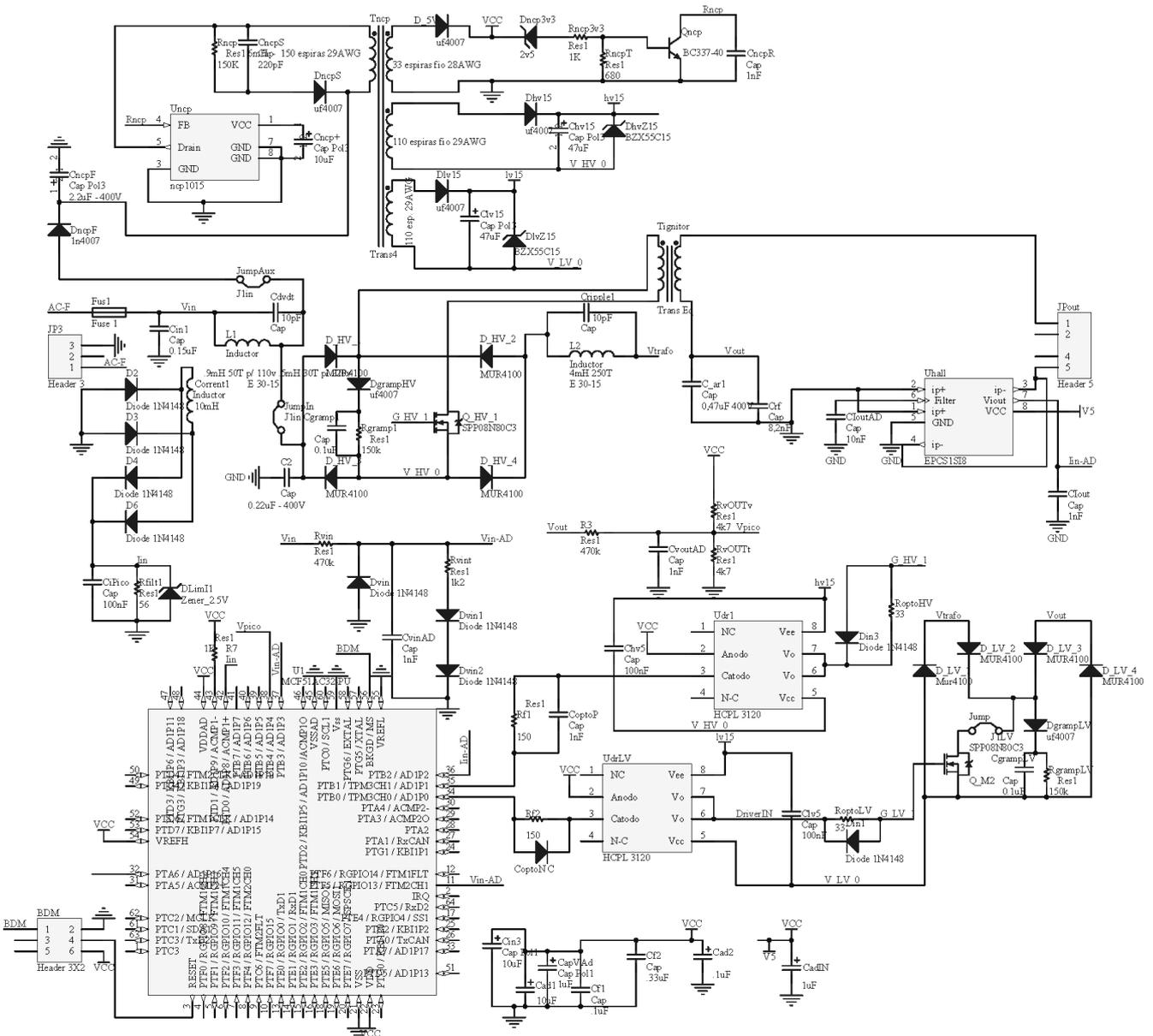


Figura 3.4 - Circuito completo para confecção da placa de circuito impresso.

Após a confecção do circuito impresso, o protótipo foi montado com os componentes da Tabela 3.2 que é mostrado na Figura 3.5. A potência dos resistores não indicados é $\frac{1}{4}$ W.

Tabela 3.2 - Lista de Componentes

Componente	Valor	Quant.	Componente	Valor	Quant.
Sensor de efeito Hall	ACS712ELCTR-05B-T	1	MOSFET	SPP04N80C3	2
Cap. Tântalo	1 uF – 10 V	2	Resistor	100 k Ω	3
Cap. Tântalo	10 uF – 25 V	1	Resistor	680 Ω	1
Capacitor elet.	10 uF – 10 V	6	Resistor	390 Ω	1
Capacitor Cer.	10 pF – 1000 V	1	Resistor	470 k Ω	2
Capacitor pol.	1 uF – 400 V	2	Resistor	1.2 k Ω	1
Capacitor pol.	0.1 uF – 250 V	4	Resistor	1 k Ω	10
Capacitor pol.	2,2 uF – 400 V	2	Resistor	2.2 k Ω	1
Capacitor pol.	47 nF 400 V	1	Resistor	470 Ω	1
Capacitor pol.	1 nF -250 V	5	Resistor	150 Ω	2
Capacitor pol.	220 pF – 400 V	1	Resistor	0,33 Ω	1
Capacitor pol.	10 uF – 10 V	3	Resistor	1 Ω	2
Capacitor pol.	47 uF – 25 V	2	Resistor	39 k Ω	2
Capacitor pol.	100 nF – 250 V	1	Resistor	4,7 k Ω	2
CI	NCP1011	1	Resistor	91 k Ω - ½ W	1
CI	HCPL 3120	2	SIDAC	MKP1V240	1
CI	MCF51AC128C	1	Trafo ignitor	NEE-25/10/6 1700-IP12R	1
Diodo	uf4007	6	Transistor	BC337-40	4
Diodo	MUR140	3	Transistor	BS170	2
Diodo	MUR160	1	Indutor Acoplado	Espessura	Quant.
Diodo	MUR4100	8	Núcleo E30/15/7- IP12		1
Diodo	1N4148	9	L1 - 150 Espir.	AWG 31	
Diodo Zenner	2v5	2	L2 - 33 Espir.	AWG 28	
Diodo Zenner	BZX55C15	2	L3 - 90 Espir.	AWG 31	
Fusível	1 A	1	L4 -90 Espir.	AWG 31	

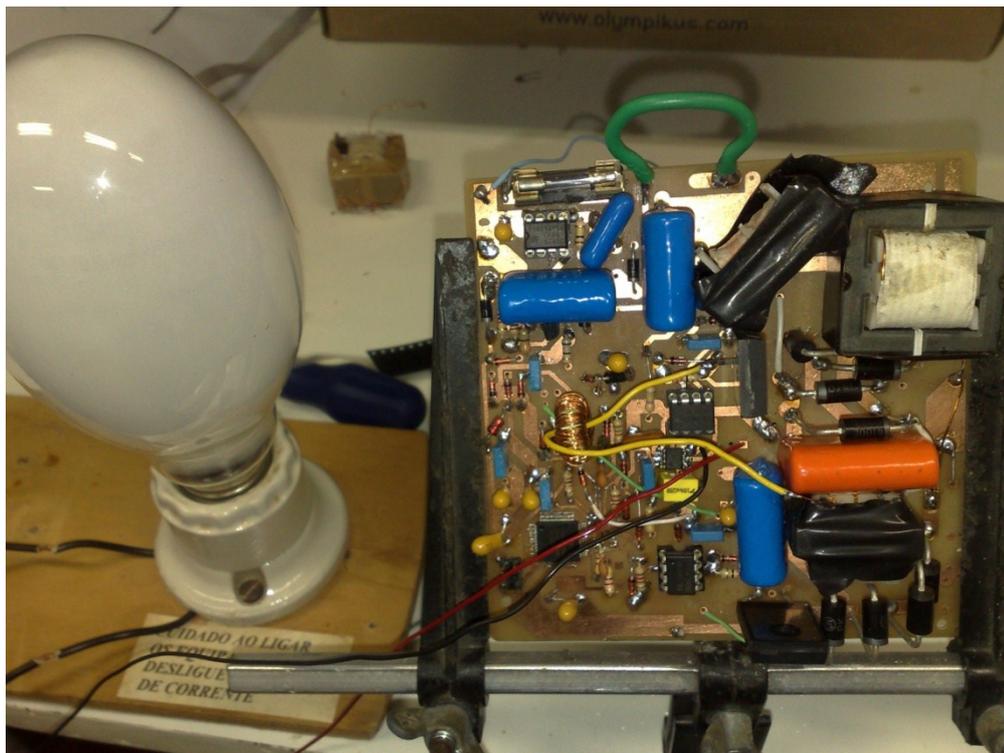


Figura 3.5 - Protótipo do sistema com o conversor Buck-Boost.

A fim de comparação, um reator eletromagnético para o mesmo tipo de lâmpada teve o custo pesquisado e a média dos valores obtidos será expresso aqui por 1 pu. Pesquisando junto a distribuidores internacionais o custo de todos os componentes listados na Tabela 3.2 foi obtido que comprados em lotes de mais de 10.000 unidades, contabiliza-se um total de 1,5 pu. Tais valores são apresentados apenas a título de comparação, pois podem variar em função de diversos fatores: cotação do dólar, preço dos componentes, negociação de compra em grande quantidade dos reatores eletromagnéticos, etc. Uma alternativa ao MOSFET SPP04N80C3 de $1,3 \Omega$ com custo na base de 0,1 pu é o FQP6N80C de $1,95 \Omega$ que tem custo médio internacional na base de 0,05 pu.

Outros custos ainda devem ser adicionados à topologia antes que esta possa se tornar um produto comercializável. Desta forma, estima-se que o preço final do reator eletrônico proposto neste trabalho deva ser aproximadamente o triplo do preço de um reator eletromagnético convencional. Porém os benefícios que o reator eletrônico acrescentaria ao sistema de iluminação pública justificam o custo elevado, principalmente se acrescentado a ele funções especiais como comunicação com uma central (Denardin, 2009).

A Figura 3.6 apresenta a distribuição do custo total em função dos tipos de componentes. Nota-se que a maior parte do custo deve-se aos capacitores. O motivo é a

preferência, quando possível, por capacitores de polipropileno ao invés de eletrolíticos, como tentativa de aumento da vida útil do reator.

O grande número de indutores presentes na topologia faz com que estes representem a segunda categoria com maior porcentagem no custo total.

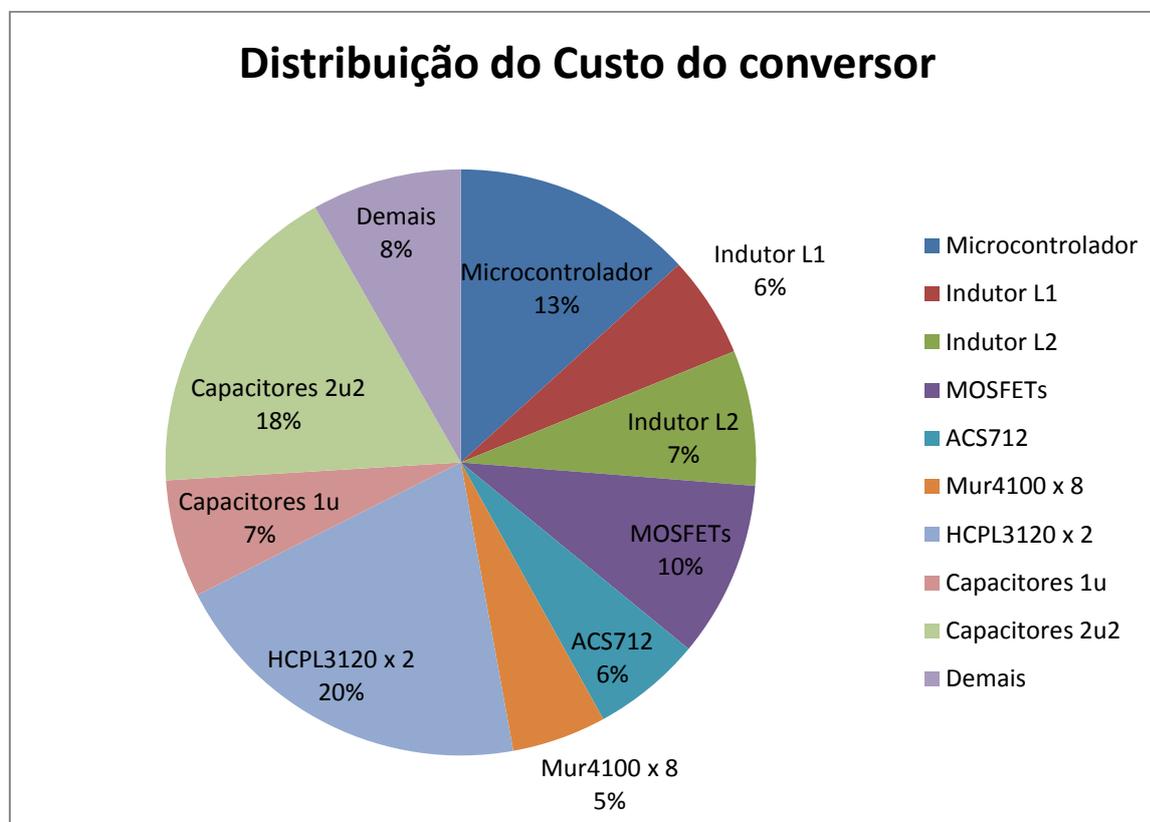


Figura 3.6 - Distribuição do custo dos componentes da topologia proposta.

A topologia proposta e o reator convencional foram também pesados em uma balança comum, apenas para mostrar a diferença significativa de peso. O reator proposto pesou aproximadamente 296 g, enquanto o reator eletromagnético pesou aproximadamente 2 kg (Da Costa, 2008). O reator eletrônico pesado é o mesmo da Figura 3.5, não possuindo carcaça protetora.

As formas de onda mostradas da Figura 3.7 apresentam a tensão dreno-fonte do MOSFET S_1 durante a partida utilizando o esquema de controle da Figura 2.13 com picos de tensão entorno de 400 V. O esquema de controle da Figura 2.14 foi aplicado e o resultado dele é a tensão e corrente apresentados na Figura 3.8 para o interruptor S_1 e Figura 3.9 para S_2 . Na Figura 3.10 a tensão e corrente de saída antes do ignitor proposto também durante a partida do sistema. Esta aquisição é oriunda de um osciloscópio Agilent de 200 milhões de amostras por segundo e denotam o comportamento do protótipo testado durante o transitório de partida.

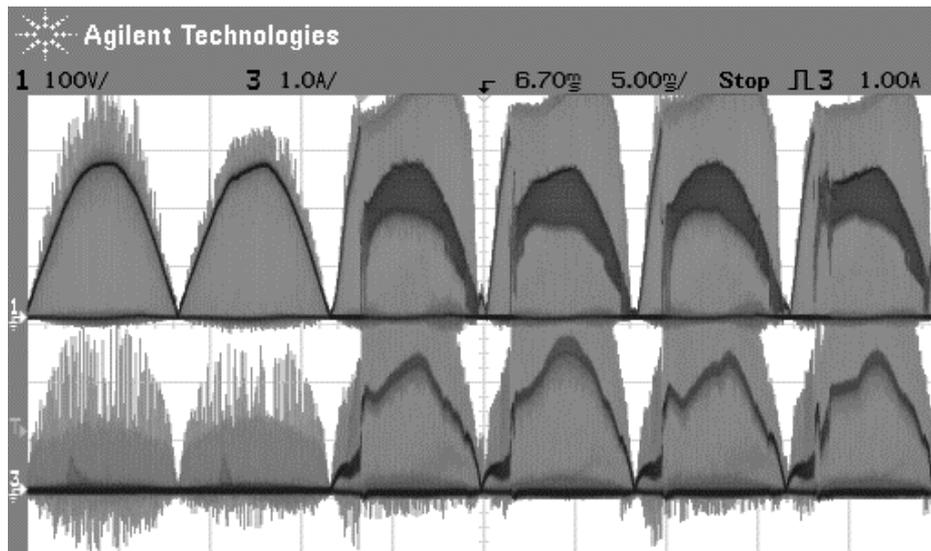


Figura 3.7 - Tensão (traço superior - 100 V/div) e Corrente (traço inferior - 1 A/div., 5 ms) no MOSFET S_1 durante a partida do sistema

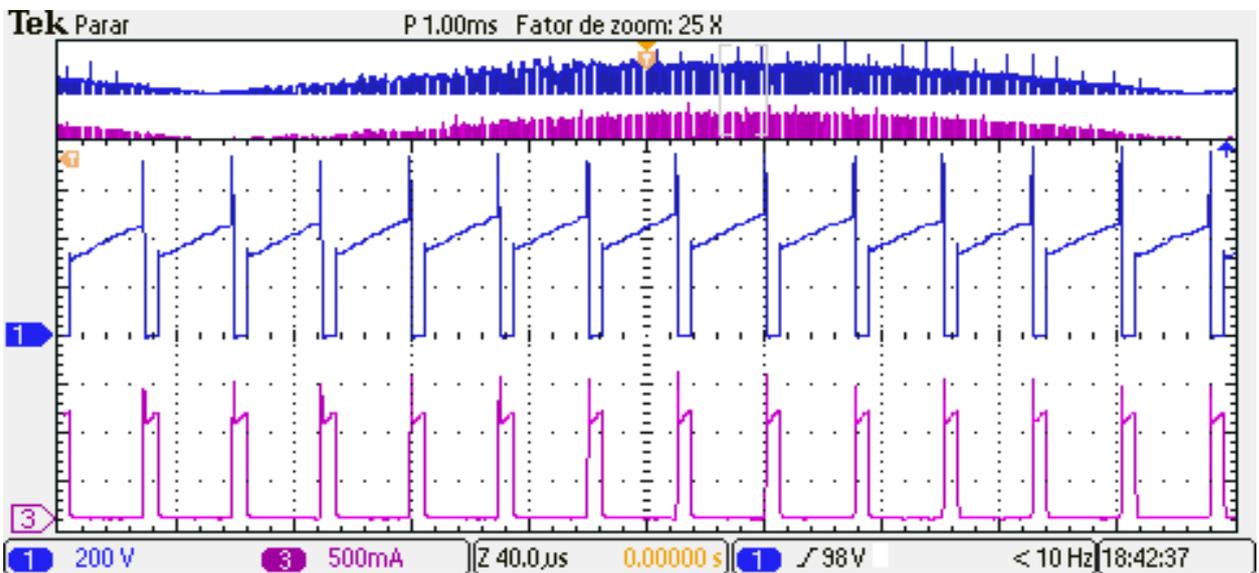


Figura 3.8 - Tensão (traço superior - 200 V/div.) e Corrente (traço inferior - 500 mA/div., 40 μ s) no interr. S_1 .

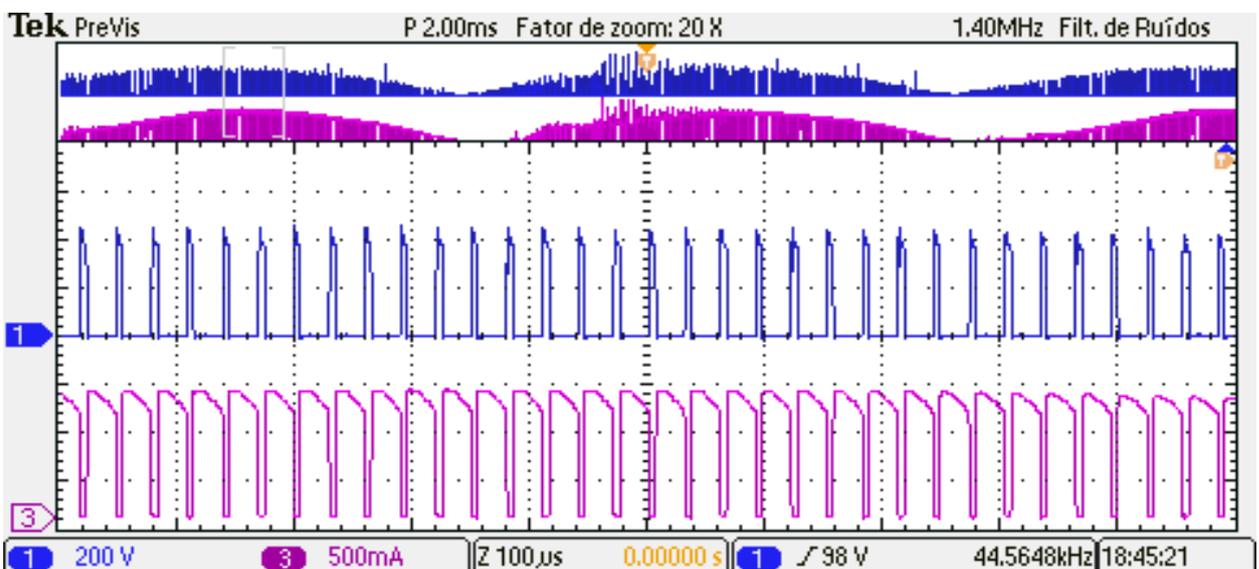


Figura 3.9 - Tensão (traço superior - 200 V/div.) e Corrente (traço inferior - 500 mA/div., 100 μ s) no interr. S_2 .

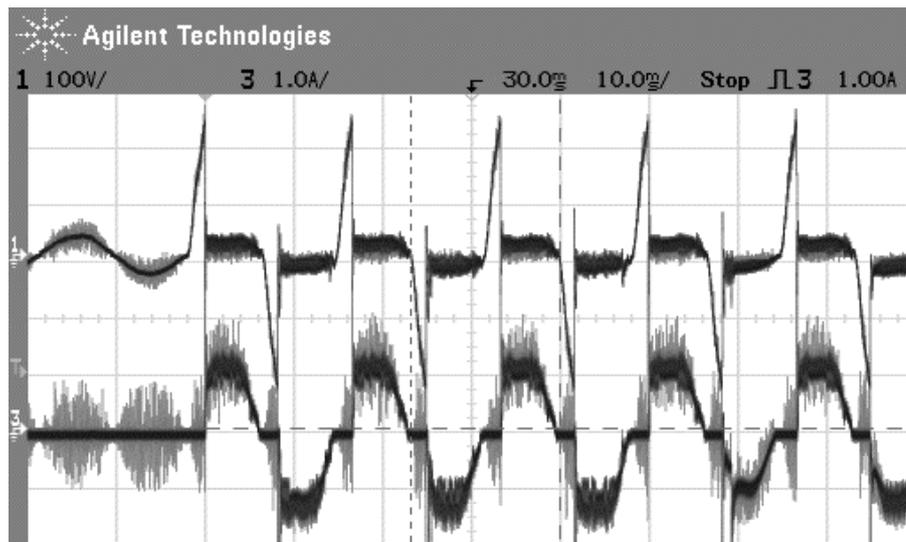


Figura 3.10 - Tensão (traço superior - 100 V/div.) e corrente (traço inferior - 1 A/div., 10 ms) na lâmpada durante a partida do sistema.

Na Figura 3.8 pode se observado que sem uma boa regulação do tempo morto e bom dimensionamento do *Snubber* a tensão sobre os interruptores é superior a 600 V. A tensão no interruptor S_2 da Figura 3.9 com tempos de comutação bem ajustados e *Snubber* apresenta tensões da ordem de apenas 500 V. A Figura 3.12 até Figura 3.15 foram obtidas com a lâmpada operando em regime, ou seja, adquiridas com o reator funcionando em regime. Na Figura 3.11 é apresentado o detalhe do controlador atuando na regulação da razão cíclica.

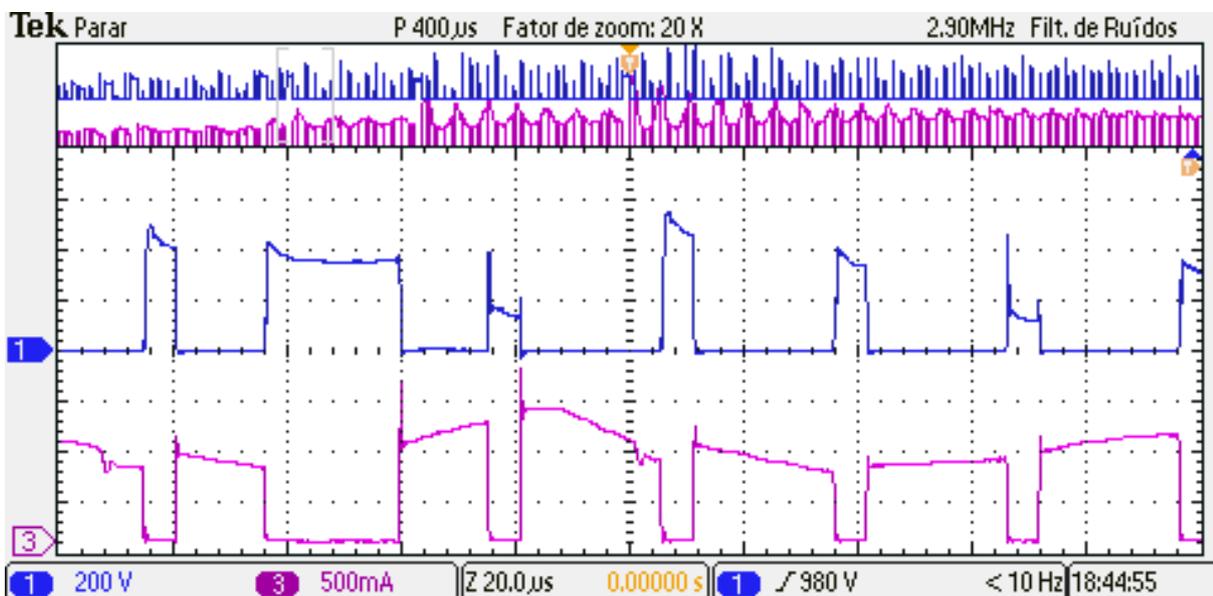


Figura 3.11 - Tensão (traço superior - 200 V/div.) e Corrente (traço inferior - 500 mA/div., 20 µs) no interruptor S_1 no intervalo de reignição.

Aplicando o sistema de controle da Figura 2.14 a resposta da tensão e corrente na lâmpada tem as formas apresentadas na Figura 3.12. A potência de entrada apurada é 78,3 W e a de saída 69,2 W que resulta em rendimento global por volta de 88%.

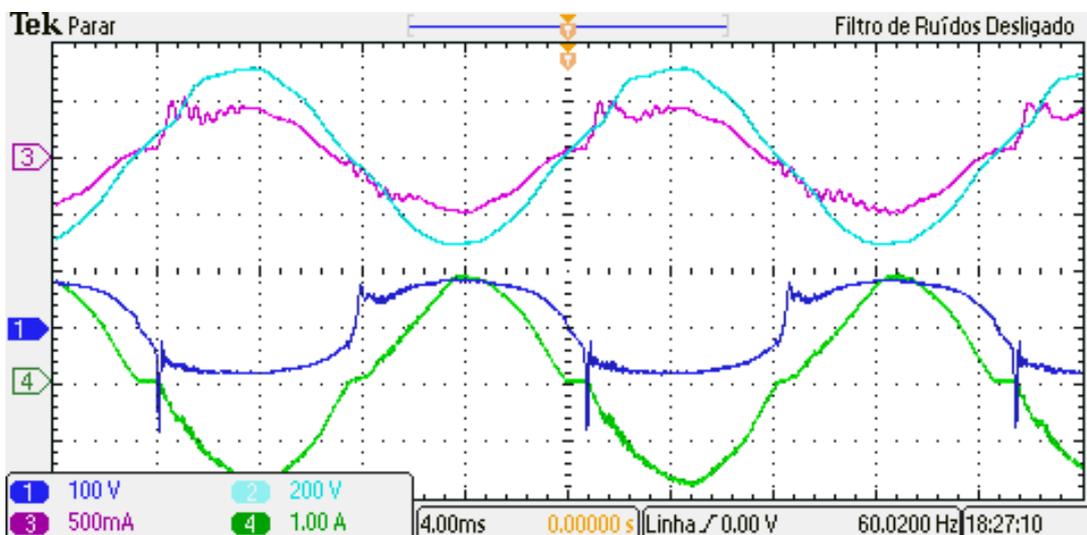


Figura 3.12 - Tensão (traço superior - 200 V/div.) e Corrente (traço sobre o superior - 500 mA/div.) na entrada; Tensão (traço inferior - 100 V/div.) e Corrente (traço sobre o superior - 1 A/div., 4 ms) na saída do sistema.

Na Figura 3.13 o eixo das ordenadas é logaritmo para melhor apresentar os valores obtidos, a potência da lâmpada foi normalizada em 70 W e a linha tracejada representa os 5% máximos de *ripple* admissível ao não pronunciamento da ressonância acústica.

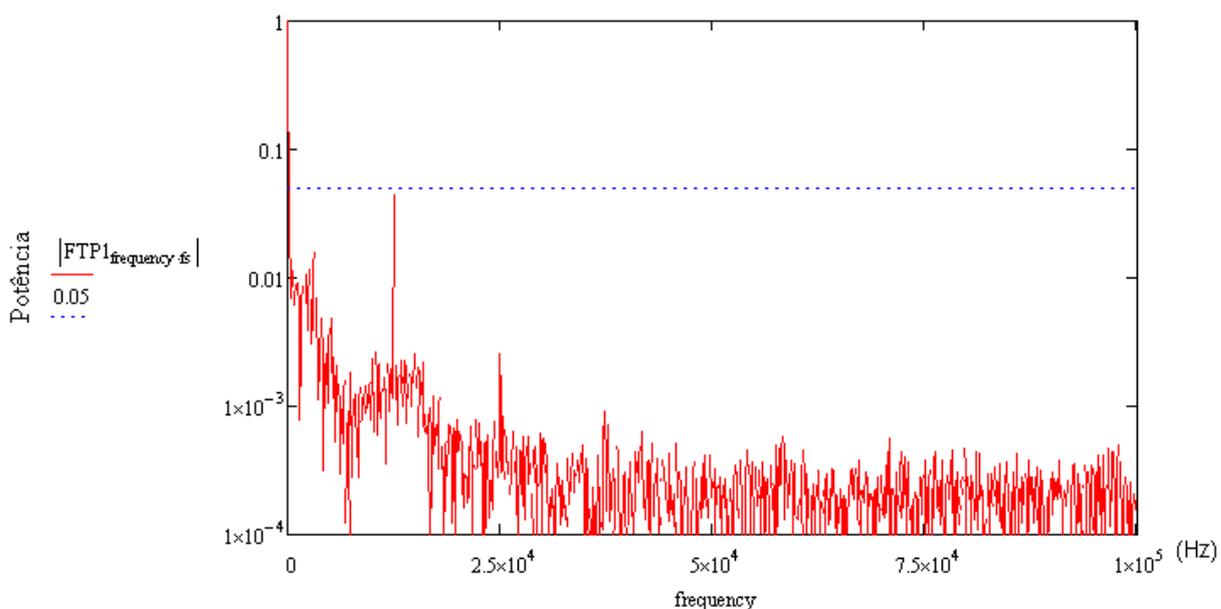


Figura 3.13 – Espectro harmônico da potência normalizada na lâmpada.

A Figura 3.14 e Figura 3.15 apresentam a análise em frequência da corrente de entrada que gerou a Tabela 3.3 que atende os requisitos da norma IEC 61000-3-2 classe C. Na Figura

3.15 foi retirada a frequência fundamental a fim de que seja melhor visualizando o conteúdo harmônico. Como resultado da análise dos dados no Mathcad® da corrente de entrada, a TDH total é de 13,941% calculados com a equação 2.38. O FT é de 0,99 para este conversor conforme equação 2.37.

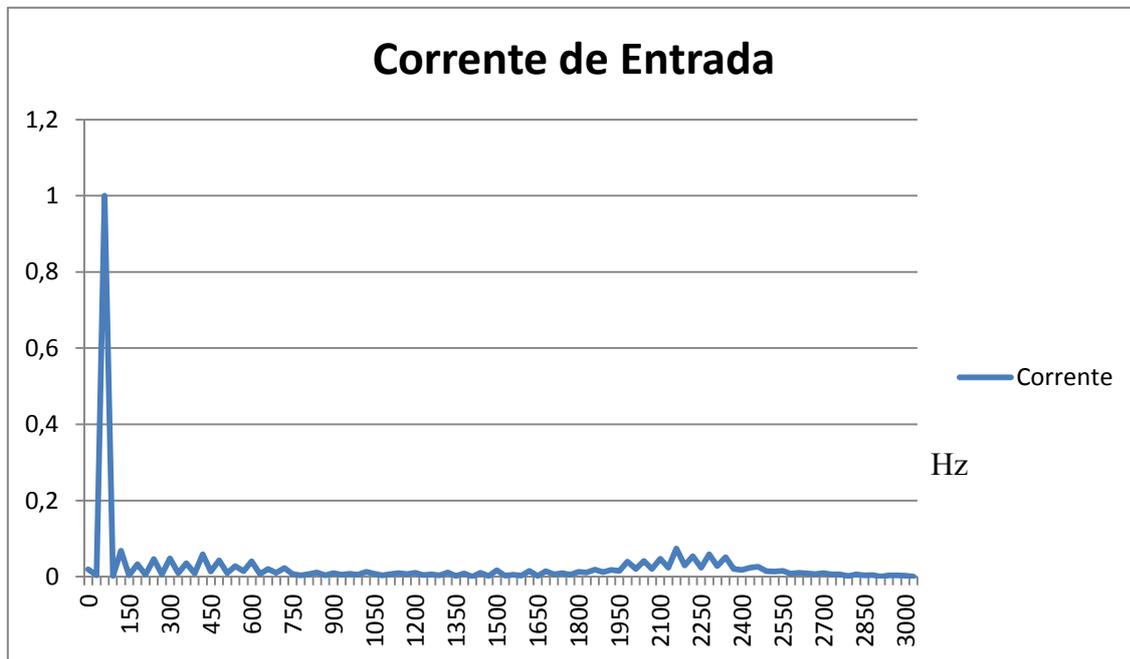


Figura 3.14 – Espectro harmônico em Hz da Corrente de entrada normalizada.

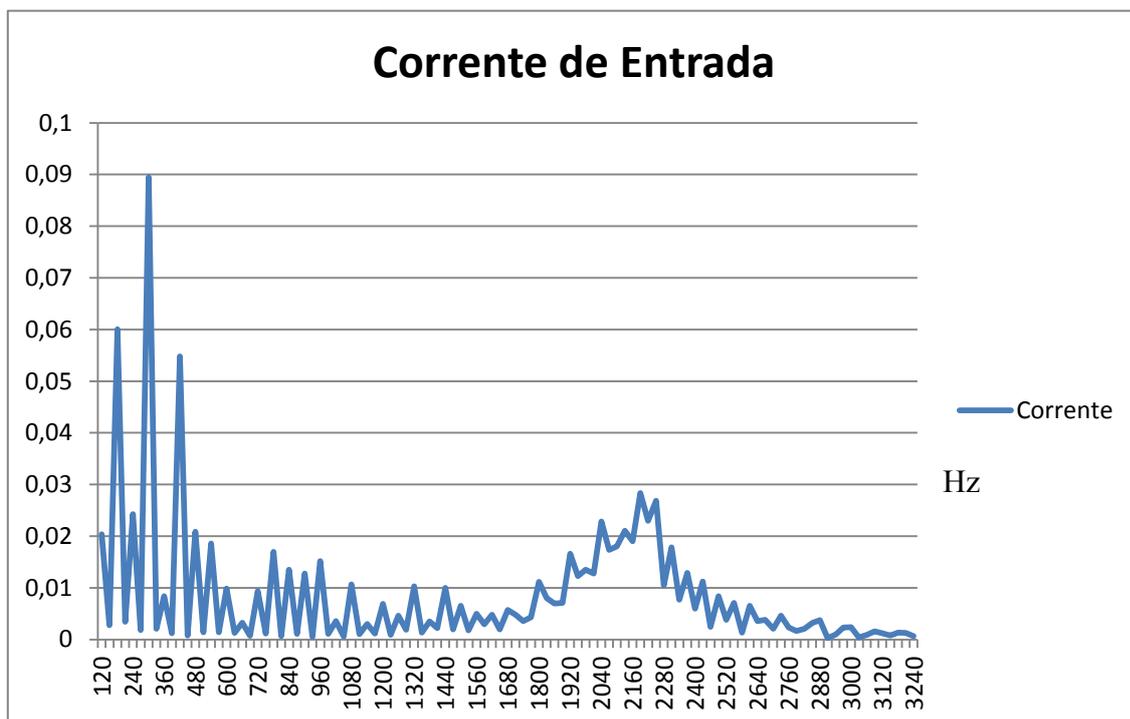


Figura 3.15 – Espectro harmônico da Corrente de entrada normalizada em detalhe.

Tabela 3.3 – Amplitude das componentes harmônicas da corrente de entrada

Ordem do Harmônico	Valor Eficaz (mA)	Valor Relativo a Fundamental (%)	Norma (%)
2	0	2	2
3	25	14,12	30.0,96 = 28,8
5	15	8,47	10
7	5	2,82	7
9	3	1,69	5
11	1	0,56	3
13	4	2,26	3
15	2	1,13	3
17	1	0,56	3
19	3	1,69	3
21	1	0,56	3
23	3	1,69	3
25	1	0,56	3
27	1	0,56	3
29	0	0	3
31	1	0,56	3
33	0	0	3
35	0	0	3
37	1	0,56	3
39	0	0	3

Com o aumento da frequência de chaveamento torna-se possível diminuir os parâmetros do filtro de saída, resultando em um sinal de controle mais suave, ideais para o período de partida da lâmpada. Ainda, com o aumento da frequência de amostragem pela aplicação do microcontrolador *CoodFire* foi verificada uma diminuição dos efeitos das simplificações realizadas para a obtenção do modelo discreto da planta sobre o desempenho do controlador.

3.2 Projeto do conversor *Ćuk* CA/CA para Lâmpada HPS de 70 W

O projeto do capítulo 1.3 aqui é aplicado à lâmpada HPS com potência nominal de 70 W. É apresentado ao leitor um exemplo de aplicação da metodologia do projeto proposto e metodologia para obtenção da equação de controle.

Com os parâmetros de projeto da Tabela 2.1 inicia-se o projeto com a menor indutância nestas condições para ocorrer condução contínua na frequência de 33 kHz e assim não haver refluxo de energia no sistema, como mostrado no capítulo 1. As equações para dimensionamento dos elementos passivos das equações 1.44 a 1.47 serão aplicadas neste.

$$L_1 \geq \frac{V_{in(pico)}^2 \cdot V_{Lamp(Máx)} \cdot \eta}{2 \cdot f_s \cdot P_{out} \cdot (V_{in(pico)} + V_{Lamp(Máx)})} \geq \frac{373^2 \cdot 130,2 \cdot 0,9}{2 \cdot 33000 \cdot 70 \cdot (373 + 130,2)} \geq 2,3mH \rightarrow 2,5mH \quad (3.27)$$

$$L_2 \geq \frac{(1 - D_{Méd}) \cdot V_{in(pico)}}{2 \cdot f_s \cdot I_{out(Min)(pico)}} \geq \frac{(1 - 0,4) \cdot 373}{2 \cdot 33000 \cdot 0,76} \geq 4,46mH \rightarrow 5mH \quad (3.28)$$

Assim, deve-se selecionar o indutor L_1 com um valor superior a 2,3 mH, portanto uma boa escolha é 2,5 mH como a seta indica. A equação 3.28 é válida para pequenas ondulações no capacitor de acoplamento. Selecionando o indutor de entrada em 2,5 mH a indutância ligada ao ponto de saída será igualada a 5 mH. Para a obtenção do volume de núcleo magnético necessário ao indutor do protótipo deve-se possuir o valor de pico e eficaz (RMS) da corrente que o percorre. Para o indutor L_1 do conversor $\acute{C}uk$ CA/CA a corrente de pico e eficaz tem seus valores definidos pelas equações 3.29 e 3.31.

$$I_{L1(pico)} = \frac{V_{in(Min)(pico)} \cdot D_{Méd}}{2 \cdot L_1 \cdot f_s} + \frac{P_{out(pico)}}{V_{in(Min)} \cdot \eta} = \frac{248 \cdot 0,4}{2 \cdot 0,0025 \cdot 33000} + \frac{210}{176 \cdot 0,9} = 1,93A \quad (3.29)$$

$$I_{L1(RMS)} = \sqrt{\frac{V_{in(pico)}^4 \cdot T_s^2 \cdot \eta^2 \cdot D_{Méd}^2 \cdot (2D_{Méd} + 1)^2 + 3 \cdot L_1^2 \cdot P_{out}^2 \cdot (1 - D_{Méd})}{3 \cdot L_1^2 \cdot V_{in(pico)}^2 \cdot \eta^2 \cdot (1 - D_{Méd})}} \quad (3.30)$$

$$I_{L1(RMS)} = \sqrt{\frac{373^4 \cdot \frac{1}{33000}^2 \cdot 0,9^2 \cdot 0,4^2 (2 \cdot 0,4 + 1)^2 + 3 \cdot (0,0025)^2 \cdot 70^2 (1 - 0,4)^2}{3(0,0025)^2 \cdot 373^2 \cdot 0,9^2 (1 - 0,4)}} = 1,82A \quad (3.31)$$

O núcleo magnético que deve ser utilizado no indutor L_1 é calculado pela equação 1.29 que substituindo as incógnitas pelos seus respectivos valores obtêm-se:

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_1 \cdot I_{L1(pico)} \cdot I_{L1(RMS)} \cdot 10^4}{K_u \cdot J \cdot B_{max}} = \frac{0,0025 \cdot 1,93 \cdot 1,82 \cdot 10^4}{0,8 \cdot 450 \cdot 0,25} = 0,97cm^4 \quad (3.32)$$

O núcleo de ferrite necessário é um par do NEE-30/15/14 IP12R com Área Efetiva (A_e) de 122 mm² e comprimento médio de espiras no carretel ($l_{méd}$) de 67 mm. A bitola do fio de cobre esmaltado que deve ser utilizado para L_1 é:

$$S_{L1} = \frac{I_{L1(RMS)}}{J} = \frac{1,82}{450} = 0,004cm^2 = 21AWG \quad (3.33)$$

O numero de espiras para L_1 é:

$$N_{L1} = \frac{D_{Méd} \cdot V_{in(pico)}}{A_e \cdot \Delta B \cdot f_s} = \frac{0,4 \cdot 373}{1,2 \times 10^{-4} \cdot 0,25 \cdot 33000} = 151 \text{ espiras} \quad (3.34)$$

A dissipação devido ao efeito Joule no cobre de L_1 é obtida por:

$$P_{L1} = \frac{I_{L1(RMS)}^2 \cdot \rho_{CU} \cdot l_{méd} \cdot n_{L1}}{S_{L1}} = \frac{1,82^2 \cdot 0,000178 \cdot 0,067 \cdot 151}{0,004105} = 1,45W \quad (3.35)$$

Para o indutor L_2 do conversor Ćuk CA/CA a corrente de pico e eficaz tem seus valores definidos pelas equações 3.36 e 3.37.

$$I_{L2(pico)} = \frac{V_{Lamp(Min)} \cdot (1 - D_{Méd})}{2 \cdot L_2 \cdot f_s} + I_{out(pico)} = \frac{76,5 \cdot (1 - 0,4)}{2 \cdot 0,005 \cdot 33000} + 2,4 = 2,54A \quad (3.36)$$

$$I_{L2(RMS)} = \sqrt{\frac{0,4^3 \cdot \frac{1}{33000}^2 \cdot (373^2 + 4 \cdot 373 \cdot 76,5 + 3 \cdot 76,5^2) + \frac{1}{33000}^2 \cdot 373^2}{3(0,005)^2}} = 1,075A \quad (3.37)$$

O núcleo magnético que deve ser utilizado no indutor L_2 é calculado pela equação 1.29 que substituindo as incógnitas pelos seus respectivos valores obtêm-se:

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_2 \cdot I_{L2(pico)} \cdot I_{L2(RMS)} \cdot 10^4}{K_u \cdot J \cdot B_{max}} = \frac{0,005 \cdot 2,54 \cdot 1,075 \cdot 10^4}{0,8 \cdot 450 \cdot 0,25} = 1,5cm^4 \quad (3.38)$$

O núcleo de ferrite necessário é um par do NEE-40/17/12 IP6 com Área Efetiva (A_e) de 148 mm² e comprimento médio de espiras no carretel ($l_{méd}$) de 78 mm. A bitola do fio de cobre esmaltado que deve ser utilizado para L_2 é:

$$S_{L2} = \frac{I_{L2(RMS)}}{J} = \frac{1,075}{450} = 0,0024cm^2 = 23AWG \quad (3.39)$$

O numero de espiras para L_2 é:

$$N_{L2} = \frac{(1 - D_{Méd}) \cdot V_{Lamp(pico)}}{A_e \cdot \Delta B \cdot f_s} = \frac{(1 - 0,4) \cdot 130,2}{1,48 \times 10^{-4} \cdot 0,25 \cdot 33000} = 64 \text{ espiras} \quad (3.40)$$

As perdas devido o efeito Joule no cobre de L_2 é obtida por:

$$P_{L2} = \frac{I_{L2(RMS)}^2 \cdot \rho_{CU} \cdot l_{méd} \cdot n_{L2}}{S_{L2}} = \frac{1,075^2 \cdot 0,000178 \cdot 0,078 \cdot 64}{0,002582} = 0,37W \quad (3.41)$$

Os interruptores devem suportar a corrente de L_1 somada a de L_2 . Os interruptores devem suportar capacidade de corrente superior a:

$$I_{S1(pico)} = I_{S2(pico)} = I_{L1(pico)} + I_{L2(pico)} = 1,93 + 2,54 = 4,5A \quad (3.42)$$

No interruptor S_1 e em sua ponte de diodos a corrente eficaz depende da razão cíclica média do sistema e é obtida pela equação 3.43:

$$I_{S1(RMS)} = (I_{L1(RMS)} + I_{L2(RMS)}) \cdot \sqrt{D_{Méd}} = (1,82 + 1,075) \cdot \sqrt{0,4} = 1,83A \quad (3.43)$$

A capacidade de bloqueio de tensão dos interruptores é a de entrada somada a tensão de saída com suas ondulações. Para o cálculo da potência a ser dissipada no interruptor utilizando o componente CoolMOS[®] da empresa Infineon Technologies AG[®] cujo código é SPP08N80C3 que suporta correntes eficazes de até 8 A a equação simplificada 1.59 é aplicada em 3.44:

$$P_{S1} = 1,83^2 \cdot 0,65 + (373 + 250) \cdot 4,5 \frac{21 \times 10^{-9}}{2} 33000 + 15 \cdot 40 \times 10^{-9} \cdot 33000 = 3,2W \quad (3.44)$$

No interruptor S_2 e em sua ponte de diodos a corrente eficaz é obtida por:

$$I_{S2(RMS)} = (I_{L1(RMS)} + I_{L2(RMS)}) \cdot \sqrt{1 - D_{Méd}} = 2,9 \cdot \sqrt{1 - 0,4} = 2,25A \quad (3.45)$$

Para o cálculo da potência a ser dissipada no interruptor S_2 no caso da utilização do CoolMOS[®] SPP08N80C3 a equação simplificada de 1.25 foi aplicada e tem resultado expresso ao fim da equação 3.46:

$$P_{S2} = 2,25^2 \cdot 0,65 + (373 + 250) \cdot 4,5 \frac{21 \times 10^{-9}}{2} 33000 + 15 \cdot 40 \times 10^{-9} \cdot 33000 = 4,26W \quad (3.46)$$

Na ponte de diodos do interruptor S_1 a potência dissipada é deduzida na equação 1.26 e aplicada aqui para diodos MUR480:

$$P_{D1} = \frac{1,53 \cdot 1,83 + \frac{1,85 \cdot 4,5 \cdot 33000}{6} (75 \times 10^{-9} + 100 \times 10^{-9})}{2} = 1,4W \quad (3.47)$$

Na segunda ponte de diodos, onde o interruptor S_2 encontra-se envolvido, a potência dissipada em cada um dos diodos é:

$$P_{D2} = \frac{1,53 \cdot 2,25 + \frac{1,85 \cdot 4,5 \cdot 33000}{6} (75 \times 10^{-9} + 100 \times 10^{-9})}{2} = 1,12W \quad (3.48)$$

A Tabela 3.4 reuni os valores calculados e o transistor escolhido. O total calculado de perdas nos dispositivos somam 15 W no pico de potência de saída ($P_{out(pico)} = 210$ W) que resulta em rendimento teórico de 93,3 %. Se somado 1 W do sistema de controle e 1 W dos *Snubbers* o rendimento cai para 92,4% que esta acima do previsto (η) de 90%.

A capacitância de saída é encontrada por:

$$C_1 \geq \frac{1}{8 \cdot \alpha \cdot f_s^2 \cdot L_2} = \frac{1}{8 \cdot 0,05 \cdot 33000^2 \cdot 0,006} = 0,38 \mu F \rightarrow 0,47 \mu F \quad (3.49)$$

A capacidade de isolação de tensão do capacitor C_1 deve suportar a tensão de saída mais o *ripple* se a partida não for ressonante. O capacitor de acoplamento C_2 deve ser capaz de suportar a tensão de entrada mais a tensão de saída somada com a tensão de ondulação do capacitor C_2 e assim para considerar desprezível esta parcela de tensão nas equações considera-se a mesma ondulação da saída no cálculo desta capacitância. Seu valor de capacitância é calculado por:

$$C_2 \geq \frac{I_{out(pico)} \cdot D_{Méd} (1 - D_{Méd})}{V_{in(pico)} \cdot \alpha \cdot f_s} \geq \frac{2,4 \cdot 0,4 \cdot (1 - 0,4)}{373 \cdot 0,05 \cdot 33000} \geq 0,9 \mu F \rightarrow 1 \mu F \quad (3.50)$$

O *ripple* no capacitor C_2 não necessariamente de necessita ser proporcional ao de saída, ele só foi tomado aqui como o mesmo para definição de um valor inicial que pode ser ajustado por simulação ou na prática até que se atinja a melhor relação de sobretenção/custo.

Tabela 3.4 - Componentes Especificados para o Conversor Ćuk

C_1, C_2 – Poliéster 800 V	0,47 μF , 1 μF
L_1, L_2 – núcleos NEE-30/15/14	2,5 - 5 mH
MOSFET S_1, S_2	SPP08N80C3
Diodos	MUR480

3.2.1 Controlador para o conversor Ćuk CA/CA

Após o dimensionamento dos componentes passivos de potência do conversor Ćuk na Tabela 3.4, a função de transferência do conversor é obtida pela equação 1.38 para valores em torno do valor médio quando aplicada no modelo da Figura 2.14. Levando-se em conta que o modelo usado para o projeto não contempla os elementos parasitas (Resistência de indutores,

capacitores, interruptores, trilhas, etc...) é importante verificar o desempenho em malha fechada através de resultados experimentais.

Com o modelo da planta da Figura 2.14 discretizou-se a planta no dobro da frequência de chaveamento. O divisor resistivo da tensão de entrada para o A/D foi acrescentado de filtro, de modo a obter o mesmo atraso do filtro de quarta ordem que o conversor Ćuk apresenta. Sendo assim, este atraso não precise ser compensado por filtro digital e com isto diminuindo o tempo de processamento. O atraso deve ser da ordem de 34 μ s para a rede de 60 Hz e é obtido através de um capacitor de 100 nF em paralelo com o resistor de 2,2 k Ω do divisor resistivo da tensão de entrada. A impedância da lâmpada neste ponto foi considerada como uma resistência pura de 184 Ω . A planta discretizada com o amostrador de ordem zero é representada pela seguinte matriz:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L1} \\ \dot{i}_{L2} \\ v_{out} \\ v_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,988 & -0,007 & 4,1 \cdot 10^{-6} & -0,001 \\ -0,008 & 0,9405 & -0,0015 & -0,0006 \\ -0,168 & 62,42 & 0,8038 & -0,0217 \\ 22,6 & 14,79 & -0,0012 & 0,9835 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L2} \\ i_{L2} \\ v_{out} \\ v_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0,0058 \\ 0,0057 \\ -0,1881 \\ -0,017 \end{bmatrix} u \quad (3.51)$$

$$i_{out} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{184} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{out} \\ v_{C2} \end{bmatrix}$$

O controlador digital em malha fechada para esta planta foi obtido utilizando a ferramenta SISO Design do programa Matlab onde interativamente são colocados pólos e zeros no sistema.

O controlador da equação 3.52 aplicado à planta possui a resposta ao degrau mostrada na Figura 3.16 a fim de tornar a planta estável em malha fechada. A fim de minimizar o impacto da ignição sobre a planta as variáveis de atraso do controlador são inicializadas com valores altos no bloco “G_{Con}” da Figura 2.14.

$$G_c(z) = \frac{1}{52} \frac{z - \frac{39}{2048}}{8z^2 - 16z + 8} \quad (3.52)$$

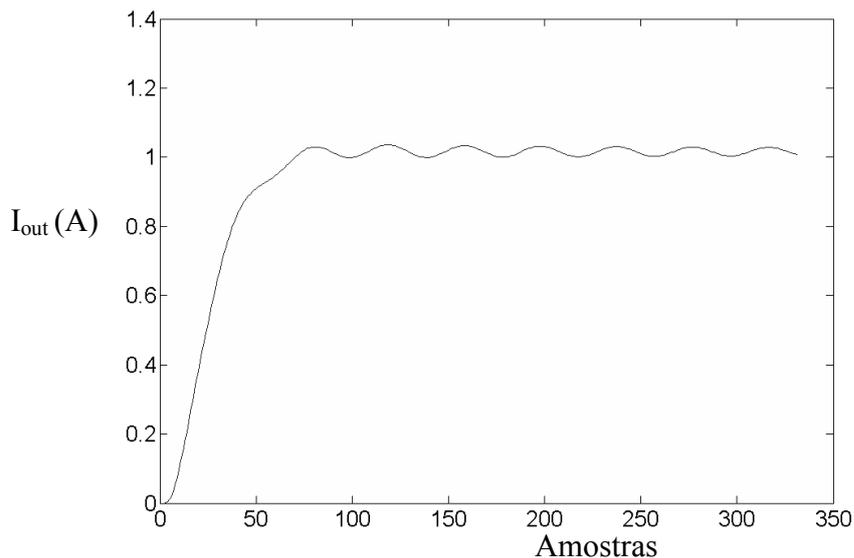


Figura 3.16 - Resposta simulada do sistema ao degrau unitário.

O laço de controle da Figura 2.11 realiza o cálculo do erro da corrente de saída sendo sincronizada com a tensão de entrada filtrada e multiplicada pelo ganho como mencionado no capítulo 2.

Na Figura 3.17 tem-se a resposta do sistema em simulação utilizando o software PSpice com o modelo da lâmpada construído por Yan (2004) onde não há na potência da lâmpada harmônicas acima de 1 kHz com nível acima de 5% que poderiam causar ressonância acústica.

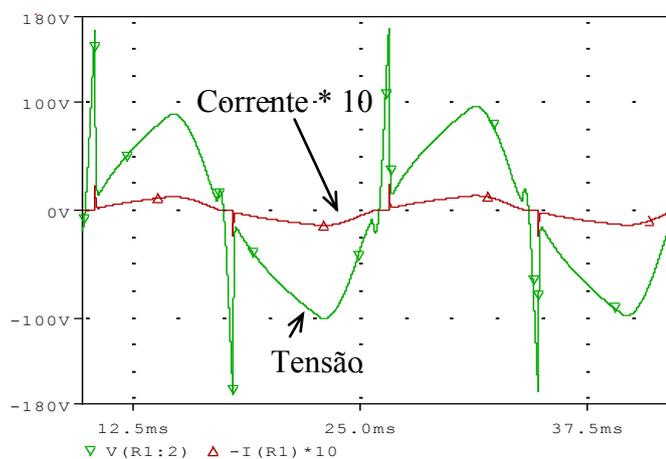


Figura 3.17 - Resposta simulada do sistema.

A Figura 3.18 mostra o resultado de simulação do espectro da potência na lâmpada com de $\frac{1}{4}$ da capacitância do conversor Buck-Boost onde o *ripple* de alta frequência na potência ficou abaixo dos 5% e assim não excita a níveis destrutivos a ressonância acústica.

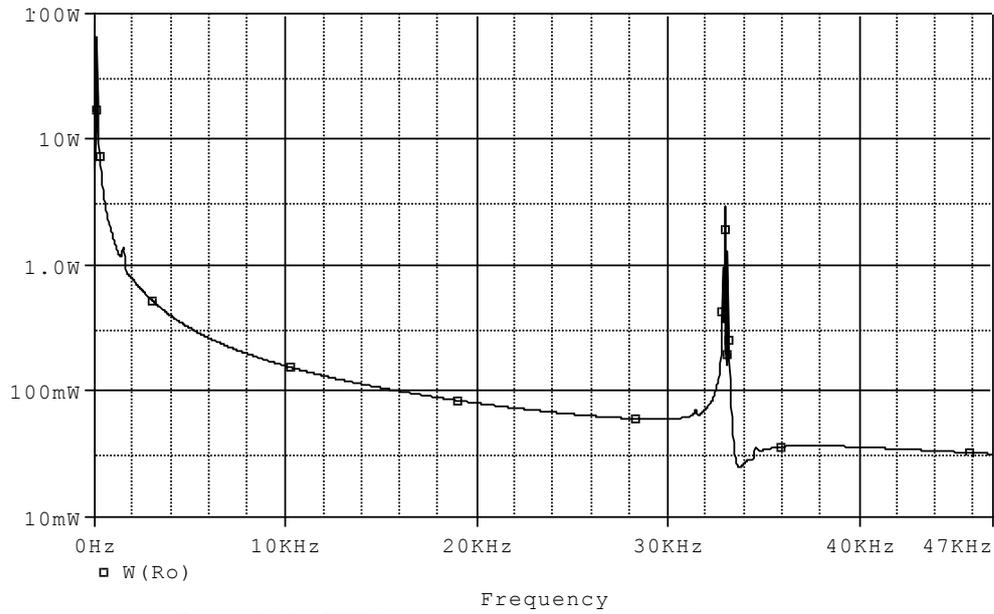


Figura 3.18 - FFT da potência entregue a lâmpada da simulação.

3.2.2 Resultados Experimentais

Para a confecção da placa de circuito impresso foi reunido os sistemas de controle e potência como é apresentado na Figura 3.4 sempre visando obtenção de baixo custo final do protótipo.

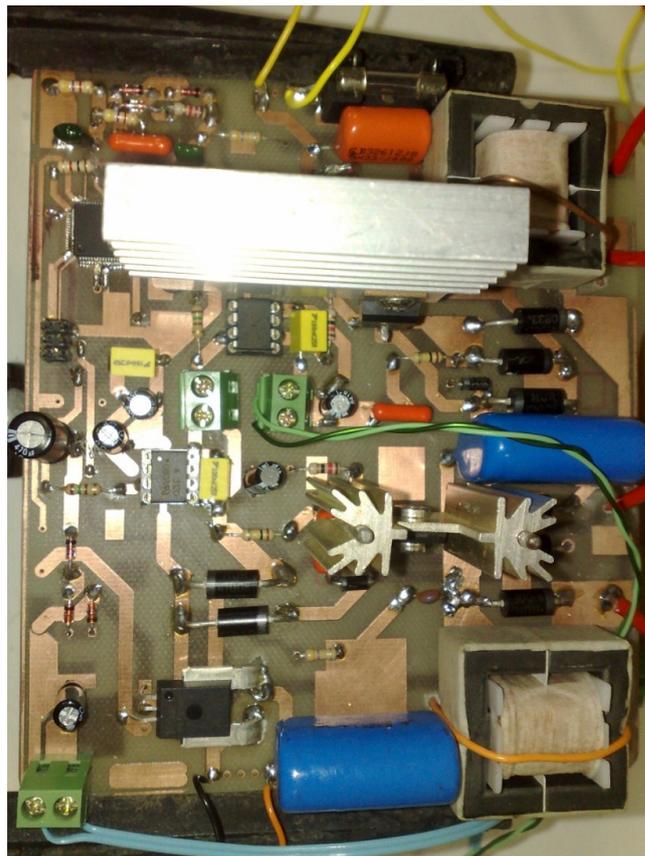


Figura 3.19 - Protótipo do sistema com o conversor Ćuk.

O custo deste reator variou muito pouco do Buck-Boost, pois o valor do capacitor de saída foi reduzido, mas o indutor L_1 teve considerável aumento.

Quanto ao peso do protótipo, ele se manteve muito próximo do Buck-Boost.

Foi testado o sistema com e sem lâmpada, na Figura 3.20 a tensão no interruptor S_1 em cada caso. A Figura 3.21 apresenta a tensão e corrente na entrada e na saída logo após a partida da lâmpada, no período de aquecimento. A corrente de pico de saída ($I_{out(pico)}$) projetada para 2,4 A foi alcançada na Figura 3.21.

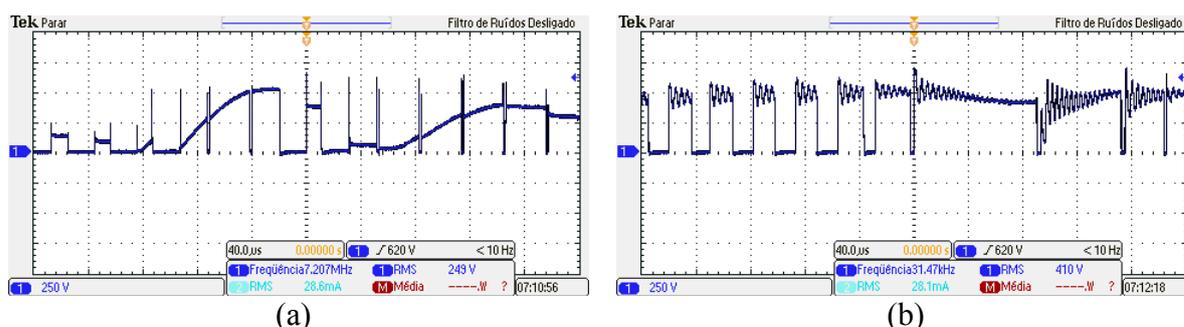


Figura 3.20 – Partida: (a) Tensão (250 V/div.) em S_1 com lâmpada; (b) Tensão (250 V/div.) em S_1 sem lâmpada.

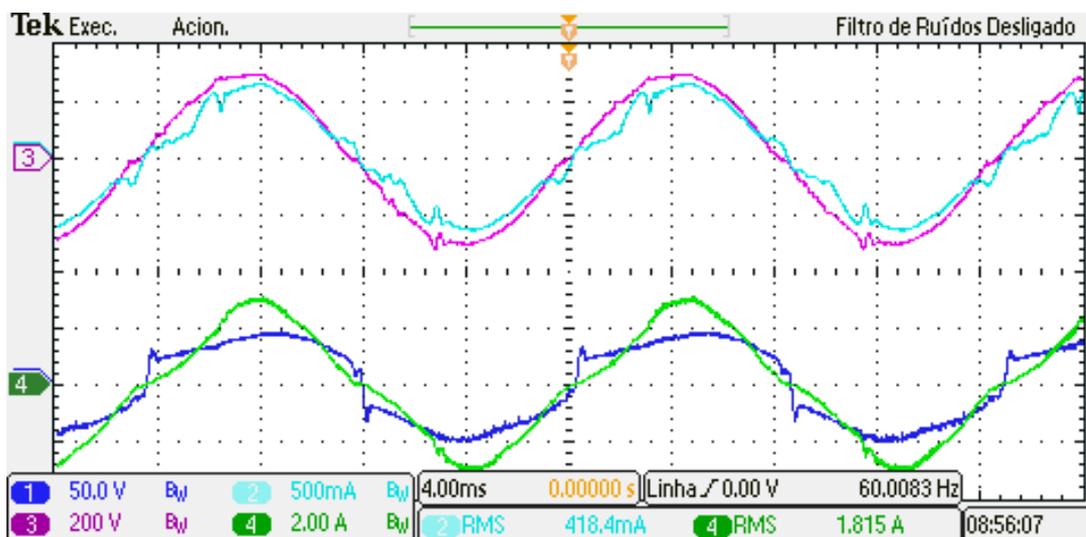


Figura 3.21 - Tensão (traço superior - 200 V/div.) e Corrente (traço sobre o superior - 500 mA/div.) na entrada do sistema; Tensão (traço inferior - 100 V/div.) e Corrente (traço sobre o superior - 1 A/div., 4 ms) na saída do sistema.

A envoltória da corrente e tensão no indutor de entrada do conversor Ćuk (L_1) é apresentada na Figura 3.22 e em detalhe para o indutor ligado a saída (L_2) na Figura 3.23.

O capacitor de acoplamento (C_2) possui o formato de tensão apresentado na Figura 3.24. Aplicando o sistema de controle da Figura 2.14 a resposta da tensão e corrente em regime permanente na lâmpada tem as formas apresentadas na Figura 3.25. A potência de entrada apurada é 78,8 W e a de saída 70,3 W que resulta em rendimento global por volta de 89%. A THD da corrente de entrada é de 5% e o FP apurado é de 0,99.

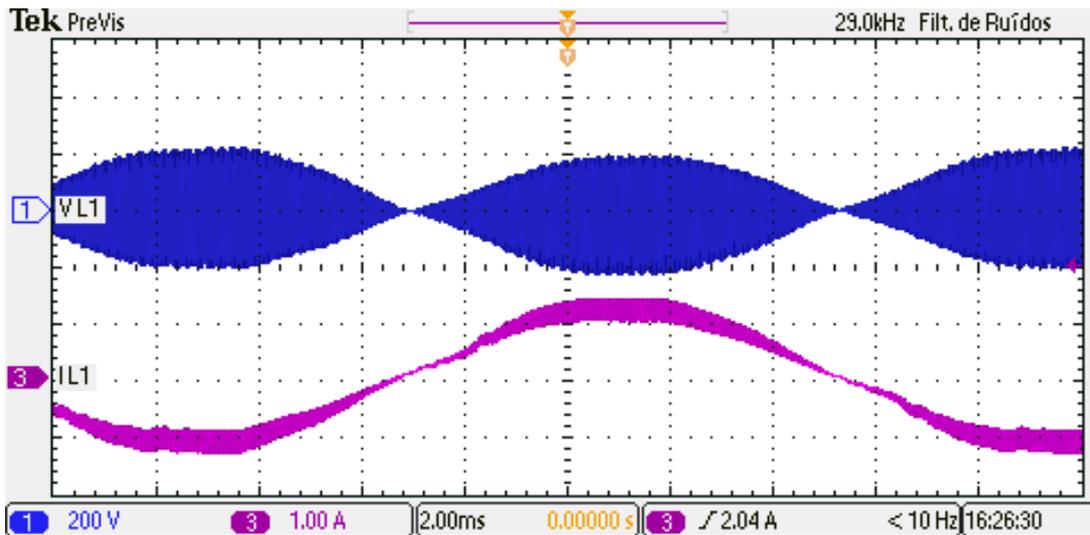


Figura 3.22 - Tensão (traço superior - 200 V/div) e Corrente (traço inferior - 1 A/div., 2 ms) no indutor L_1 .

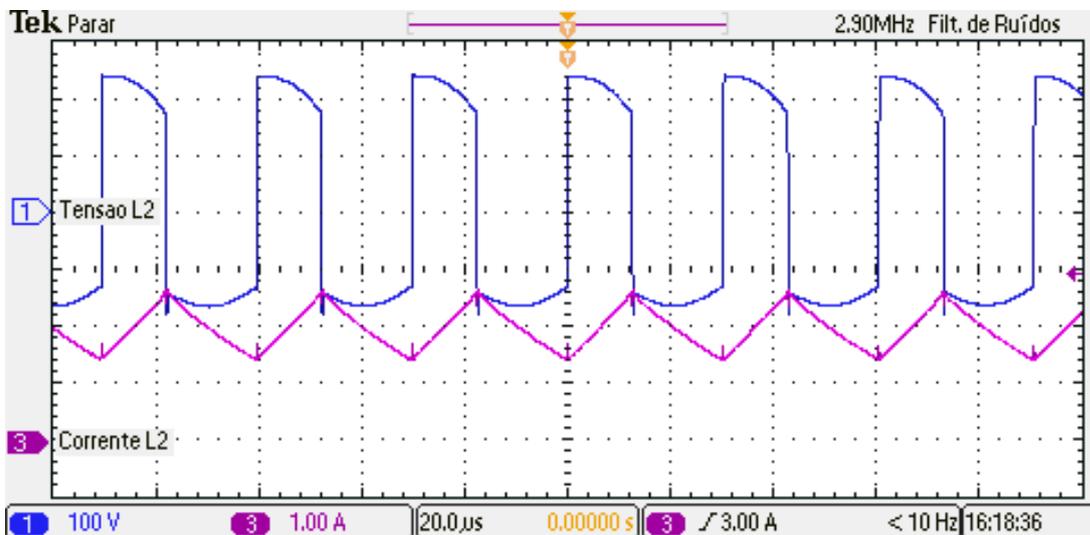


Figura 3.23 - Tensão (traço superior - 100 V/div) e Corrente (traço inferior - 1 A/div., 20 μ s) no indutor L_2 .

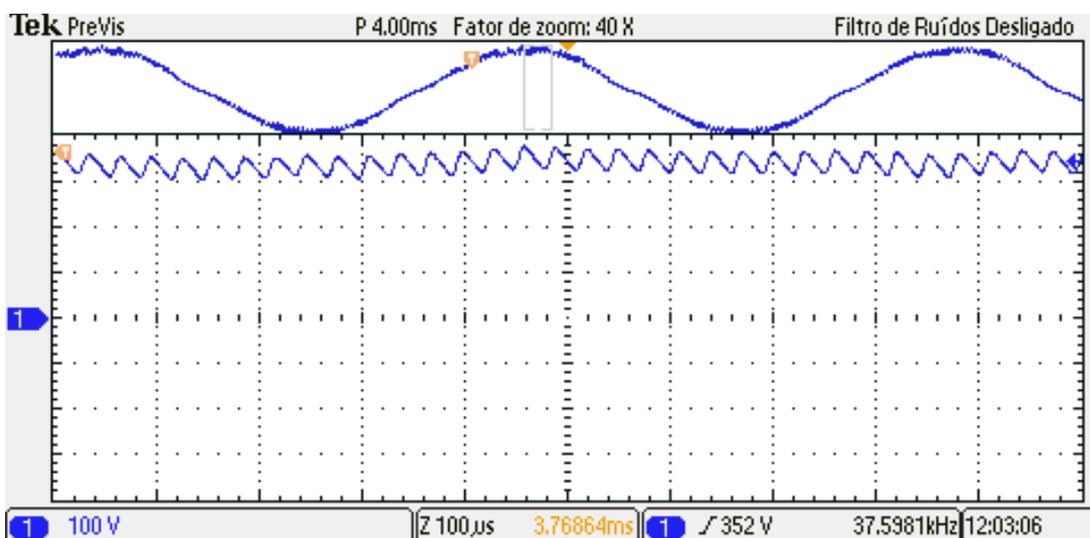


Figura 3.24 - Tensão (100 V/div) no capacitor de acoplamento C_2 .

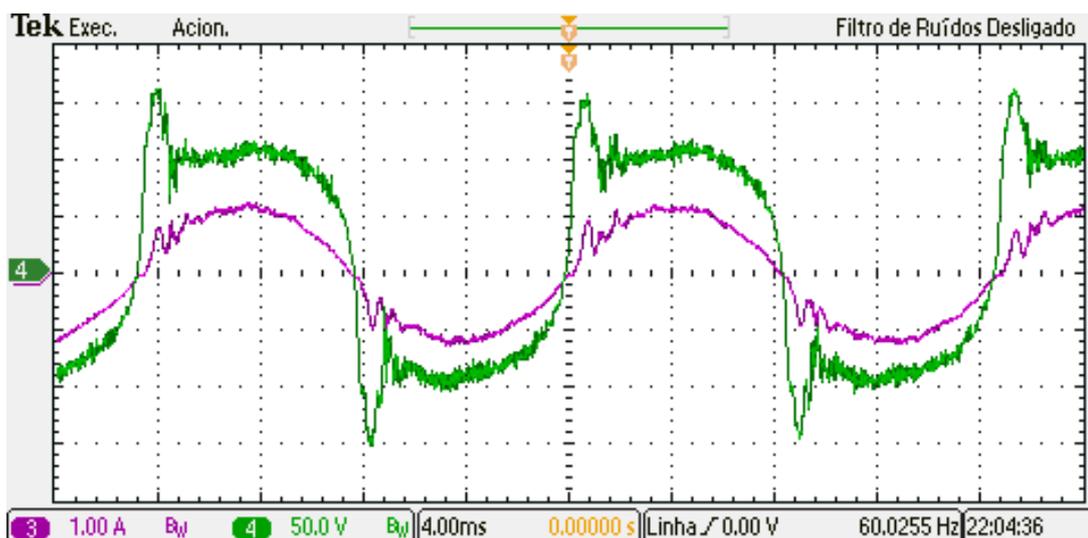


Figura 3.25 - Tensão (traço superior - 50 V/div) e Corrente (traço inferior - 1 A/div., 4 ms) na lâmpada.

3.3 Projeto do conversor SEPIC CA/CA para Lâmpada HPS de 70 W

Neste ponto é introduzido o projeto completo do conversor SEPIC CA/CA aplicado a lâmpada HPS de potência nominal de 70 W, para apresentar ao leitor a viabilidade e validade da metodologia de projeto proposto no capítulo 1. Lembrando que a lâmpada é alimentada na frequência da rede elétrica, para assim evitar a ocorrência destrutiva da ressonância acústica. O conversor ainda deverá possuir alto rendimento, fator de potência unitário e baixo custo. É abordado o projeto dos elementos passivos do circuito, a função de transferência e a equação de controle com a respectiva equação de controle por Microcontrolador. Ao fim é mostrada a resposta do sistema, e resultados práticos.

Os limites e pontos de operação são os mesmos dos conversores anteriores e estão listados na Tabela 2.1. Assim, calcula-se a menor indutância nestas condições para haver condução contínua a 33 kHz.

$$L_{1cr} = L_{2cr} = \frac{D_{\text{Min}} \cdot V_{\text{in}(\text{pico})}^2}{I_{\text{out}(\text{Min})(\text{pico})} \cdot V_{\text{out}(\text{pico}) \cdot f_s} = \frac{0,1 \cdot 373^2}{0,76 \cdot 184,2 \cdot 33000} = 4,3 \text{mH} \quad (3.53)$$

A equação 3.53 é válida para pequenas ondulações no capacitor de acoplamento (C2). Para a integração dos núcleos magnéticos deve-se levar em conta a sobretensão provocada pela tensão refletida, o que pode afetar a grande vantagem deste conversor sobre o conversor Ćuk CA/CA que é a presença de apenas a tensão de entrada sobre o capacitor de acoplamento C2. Para a obtenção do volume de núcleo magnético necessário ao indutor do

protótipo deve-se possuir o valor de pico e eficaz (RMS) da corrente que o percorre. Para o indutor de entrada (L_1) e saída (L_2) do conversor SEPIC CA/CA a corrente de pico e eficaz tem seus respectivos valores definidos pelas equações 3.54 e 3.56.

$$I_{L1(pico)} = \frac{V_{in(Min)(pico)} \cdot D_{Méd}}{2 \cdot L_1 \cdot f_s} + \frac{P_{out(pico)}}{V_{in(Min)} \cdot \eta} = \frac{248 \cdot 0,4}{2 \cdot 0,0043 \cdot 33000} + \frac{210}{176 \cdot 0,9} = 1,7A \quad (3.54)$$

$$I_{L1(RMS)} = \sqrt{\frac{V_{in(pico)}^4 \cdot T_s^2 \cdot \eta^2 \cdot D_{Méd}^2 \cdot (2D_{Méd} + 1)^2 + 3 \cdot L_1^2 \cdot P_{out(pico)}^2 \cdot (1 - D_{Méd})}{3 \cdot L_1^2 \cdot V_{in(pico)}^2 \cdot \eta^2 \cdot (1 - D_{Méd})}} \quad (3.55)$$

$$I_{L1(RMS)} = \sqrt{\frac{373^4 \cdot \frac{1}{33000}^2 \cdot 0,9^2 \cdot 0,4^2 (2 \cdot 0,4 + 1)^2 + 3 \cdot (0,0043)^2 \cdot 210^2 (1 - 0,4)^2}{3(0,0043)^2 \cdot 373^2 \cdot 0,9^2 (1 - 0,4)}} = 1,23A \quad (3.56)$$

O núcleo magnético que deve ser utilizado no indutor L_1 é calculado pela equação 1.29 que substituindo as incógnitas pelos seus respectivos valores obtêm-se:

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_1 \cdot I_{L1(pico)} \cdot I_{L1(RMS)} \cdot 10^4}{K_u \cdot J \cdot B_{max}} = \frac{0,0043 \cdot 1,68 \cdot 1,23 \cdot 10^4}{0,8 \cdot 450 \cdot 0,25} = 0,98cm^4 \quad (3.57)$$

O núcleo de ferrite necessário ao indutor L_1 é um par do NEE-30/15/14 IP12R com Área Efetiva (A_e) de 122 mm² e comprimento médio de espiras no carretel ($l_{méd}$) de 67 mm. A bitola do fio de cobre esmaltado que deve ser utilizado para L_1 é:

$$S_{L1} = \frac{I_{L1(RMS)}}{J} = \frac{1,23}{450} = 0,0027cm^2 = 22AWG \quad (3.58)$$

O numero de espiras para L_1 é:

$$N_{L1} = \frac{D_{Méd} \cdot V_{in(pico)}}{A_e \cdot \Delta B \cdot f_s} = \frac{0,4 \cdot 373}{1,2 \times 10^{-4} \cdot 0,25 \cdot 33000} = 151espiras \quad (3.59)$$

A dissipação devido ao efeito Joule no cobre de L_1 é obtida por:

$$P_{L1} = \frac{I_{L1(RMS)}^2 \cdot \rho_{CU} \cdot l_{méd} \cdot n_{L1}}{S_{L1}} = \frac{1,23^2 \cdot 0,000178 \cdot 0,067 \cdot 151}{0,003255} = 0,84W \quad (3.60)$$

Para o indutor L_2 do conversor SEPIC CA/CA a corrente de pico e eficaz tem seus valores definidos pelas equações 3.61 e 3.62.

$$I_{L2(pico)} = \frac{V_{Lamp(Min)} \cdot (1 - D_{Méd})}{2 \cdot L_2 \cdot f_s} + I_{out(pico)} = \frac{76,5 \cdot (1 - 0,4)}{2 \cdot 0,0043 \cdot 33000} + 2,4 = 2,56A \quad (3.61)$$

$$I_{L2(RMS)} = \sqrt{\frac{0,4^3 \cdot \frac{1}{33000} \cdot (373^2 + 4 \cdot 373 \cdot 76,5 + 3 \cdot 76,5^2) + \frac{1}{33000} \cdot 373^2}{3(0,0043)^2}} = 1,6A \quad (3.62)$$

O núcleo magnético que deve ser utilizado no indutor L_2 é calculado pela equação 1.29 que substituindo as incógnitas pelos seus respectivos valores obtêm-se:

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_2 \cdot I_{L2(pico)} \cdot I_{L2(RMS)} \cdot 10^4}{K_u \cdot J \cdot B_{max}} = \frac{0,0043 \cdot 2,56 \cdot 1,6 \cdot 10^4}{0,8 \cdot 450 \cdot 0,25} = 1,97cm^4 \quad (3.63)$$

O núcleo de ferrite necessário ao indutor L_2 é um par do NEE-40/17/12 IP6 com Área Efetiva (A_e) de 148 mm² e comprimento médio de espiras no carretel ($l_{méd}$) de 78 mm. A bitola do fio de cobre esmaltado que deve ser utilizado para L_2 é:

$$S_{L2} = \frac{I_{L2(RMS)}}{J} = \frac{1,6}{450} = 0,0036cm^2 = 21AWG \quad (3.64)$$

O numero de espiras para L_2 é:

$$N_{L2} = \frac{(1 - D_{Méd}) \cdot V_{Lamp(pico)}}{A_e \cdot \Delta B \cdot f_s} = \frac{(1 - 0,4) \cdot 130,2}{1,48 \times 10^{-4} \cdot 0,25 \cdot 33000} = 64espiras \quad (3.65)$$

A energia dissipada em calor devido ao efeito Joule no cobre de L_2 é obtida por:

$$P_{L2} = \frac{I_{L2(RMS)}^2 \cdot \rho_{CU} \cdot l_{méd} \cdot n_{L2}}{S_{L2}} = \frac{1,075^2 \cdot 0,000178 \cdot 0,078 \cdot 64}{0,002582} = 0,91W \quad (3.66)$$

Os interruptores devem suportar a corrente de L_1 somada a de L_2 . Os interruptores devem suportar capacidade de corrente superior a:

$$I_{S1(pico)} = I_{S2(pico)} = I_{L1(pico)} + I_{L2(pico)} = 1,68 + 2,56 = 4,2A \quad (3.67)$$

No interruptor S_1 e em sua ponte de diodos a corrente eficaz depende da razão cíclica média do sistema e é obtida pela equação 3.76:

$$I_{S1(RMS)} = (I_{L1(RMS)} + I_{L2(RMS)}) \cdot \sqrt{D_{Méd}} = (1,23 + 1,62) \cdot \sqrt{0,4} = 1,81A \quad (3.68)$$

A capacidade de bloqueio de tensão dos interruptores é a de entrada somada a tensão de saída com suas ondulações. No conversor SEPIC CA/CA o transistor também deve suportar capacidade de bloqueio de 800 V bem como o do Buck-Boost. O Capacitor de acoplamento

fica submetido à corrente de saída mais a corrente de ondulação e deve possuir uma alta qualidade se não apresentará defeito em poucos meses de trabalho. Para o cálculo da potência a ser dissipada no interruptor utilizando o componente CoolMOS[®] da empresa Infineon Technologies AG[®] cujo código é SPP08N80C3, que suporta correntes eficazes de até 8 A, a equação simplificada 1.59 é aplicada em 3.77:

$$P_{S1} = 1,81^2 \cdot 0,65 + (373 + 250) \cdot 4,2 \frac{21 \times 10^{-9}}{2} 33000 + 15 \cdot 40 \times 10^{-9} \cdot 33000 = 3,1W \quad (3.69)$$

No interruptor S₂ e em sua ponte de diodos a corrente eficaz é obtida por:

$$I_{S2(RMS)} = (I_{L1(RMS)} + I_{L2(RMS)}) \cdot \sqrt{1 - D_{Med}} = 2,86 \cdot \sqrt{1 - 0,4} = 2,21A \quad (3.70)$$

Para o cálculo da potência a ser dissipada no interruptor S₂ no caso da utilização do CoolMOS[®] SPP08N80C3 a equação simplificada de 1.25 foi aplicada e tem resultado expresso ao fim da equação 3.46:

$$P_{S2} = 2,21^2 \cdot 0,65 + (373 + 250) \cdot 4,6 \frac{21 \times 10^{-9}}{2} 33000 + 15 \cdot 40 \times 10^{-9} \cdot 33000 = 4,1W \quad (3.71)$$

Na ponte de diodos do interruptor S₁ a potência dissipada é deduzida na equação 1.26 e aplicada aqui para diodos MUR480:

$$P_{D1} = \frac{1,53 \cdot 2,21 + \frac{1,85 \cdot 4,2 \cdot 33000}{6} (75 \times 10^{-9} + 100 \times 10^{-9})}{2} = 1,39W \quad (3.72)$$

Na segunda ponte de diodos, onde o interruptor S₂ encontra-se envolvido, a potência dissipada em cada um dos diodos é:

$$P_{D2} = \frac{1,53 \cdot 2,21 + \frac{1,85 \cdot 4,6 \cdot 33000}{6} (75 \times 10^{-9} + 100 \times 10^{-9})}{2} = 1,7W \quad (3.73)$$

A Tabela 3.4 reuni os valores calculados e o transistor escolhido. O total calculado de perdas nos dispositivos somam 13,5 W no pico de potência de saída (P_{out(pico)} = 210 W) que resulta em rendimento teórico de 94%. Se somado 1 W do sistema de controle e 1 W dos *Snubbers* o rendimento cai para 93,1% que esta acima do previsto (η) de 90%.

Já o capacitor de saída deve possuir:

$$C_1 \geq \frac{I_{out(pico)} \cdot D_{Min}}{V_{Lamp(Min)} \cdot \alpha \cdot f_s} \geq \frac{2,4 \cdot 0,1}{76,5 \cdot 0,05 \cdot 33000} \geq 1,9 \mu F \rightarrow 2,2 \mu F \quad (3.74)$$

O capacitor C_1 deve suportar a tensão de saída acrescentada do *ripple*. O capacitor de acoplamento C_2 deve ser capaz de suportar a tensão de entrada somada a ondulação. Seu valor é calculado por:

$$C_2 \geq \frac{I_{out(pico)} \cdot D_{Méd} (1 - D_{Méd})}{V_{in(pico)} \cdot \alpha \cdot f_s} \geq \frac{2,4 \cdot 0,4 \cdot (1 - 0,4)}{373,05 \cdot 33000} \geq 0,94 \mu F \rightarrow 1 \mu F \quad (3.75)$$

Tabela 3.5 - Componentes Especificados para o Conversor SEPIC

C_1, C_2 – Poliéster 400 V	2,2 μF , 0,4 μF
L_1, L_2 – núcleos NEE-30/15/14	9 mH
MOSFET S_1, S_2	SPP06N80C3
Diodos	MUR680

3.3.1 Controlador para o Conversor SEPIC CA/CA

O controle para o sistema proposto foi obtido pelo modelo LTI da Figura 2.14 aplicado ao conversor SEPIC CA/CA com os componentes especificados listados na Tabela 3.5, e ainda, com os ganhos descritos no capítulo 2.4 e a função de transferência dinâmica em espaço de estados da matriz 1.71.

Discretizou-se a planta no dobro da frequência de chaveamento com o controlador da equação 3.76, obteve-se a resposta ao degrau mostrada na Figura 3.26 que torna a planta estável em malha fechada. A tensão de entrada condicionada que é amostrada pelo conversor A/D possui um atraso de modo a obter o mesmo atraso do filtro de quarta ordem que o conversor SEPIC CA/CA apresenta, para que este atraso não tenha que ser compensado por filtro digital. O atraso deve ser da ordem de 200 μs para a rede de 60 Hz e é obtido através de um capacitor de 270 nF em paralelo com o resistor de 1.2 k Ω do divisor resistivo da tensão de entrada. A fim de minimizar o impacto da ignição sobre a planta as variáveis de atraso do controlador são inicializadas com valores altos na saída do bloco “Inicialização” da Figura 2.11.

$$G_c(z) = \frac{105z + 100}{100z^2 - 194z + 94} \quad (3.76)$$

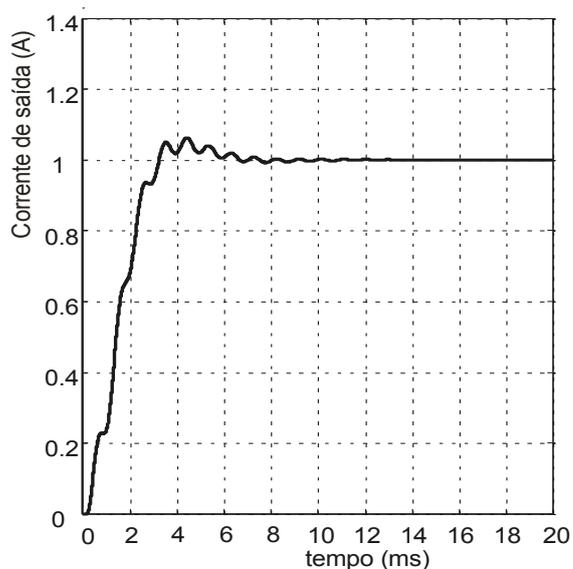


Figura 3.26 - Resposta simulada do sistema ao degrau unitário.

3.3.2 Resultados Experimentais

A fim de comprovar os resultados apresentados, foi montado e testado o protótipo da Figura 3.27 com resultados de tensão e corrente de entrada e saída mostrados na Figura 3.28.

O rendimento apurado foi de 89,1%. Como resultado da análise dos dados obtidos no osciloscópio da corrente de entrada, a TDH total é de 27,4% calculados com a equação 2.38 com os limites da norma IEC 61000-3-2 sendo atendidos, como mostra a Figura 3.29. O FT é de 0,92 para este conversor conforme cálculo da equação 2.37. Na Figura 3.28 tem-se a tensão e corrente do sistema operando com cintilação (*flicker*) imperceptível e onde não há na corrente da lâmpada harmônicas de alta ordem que poderia causar ressonância acústica.

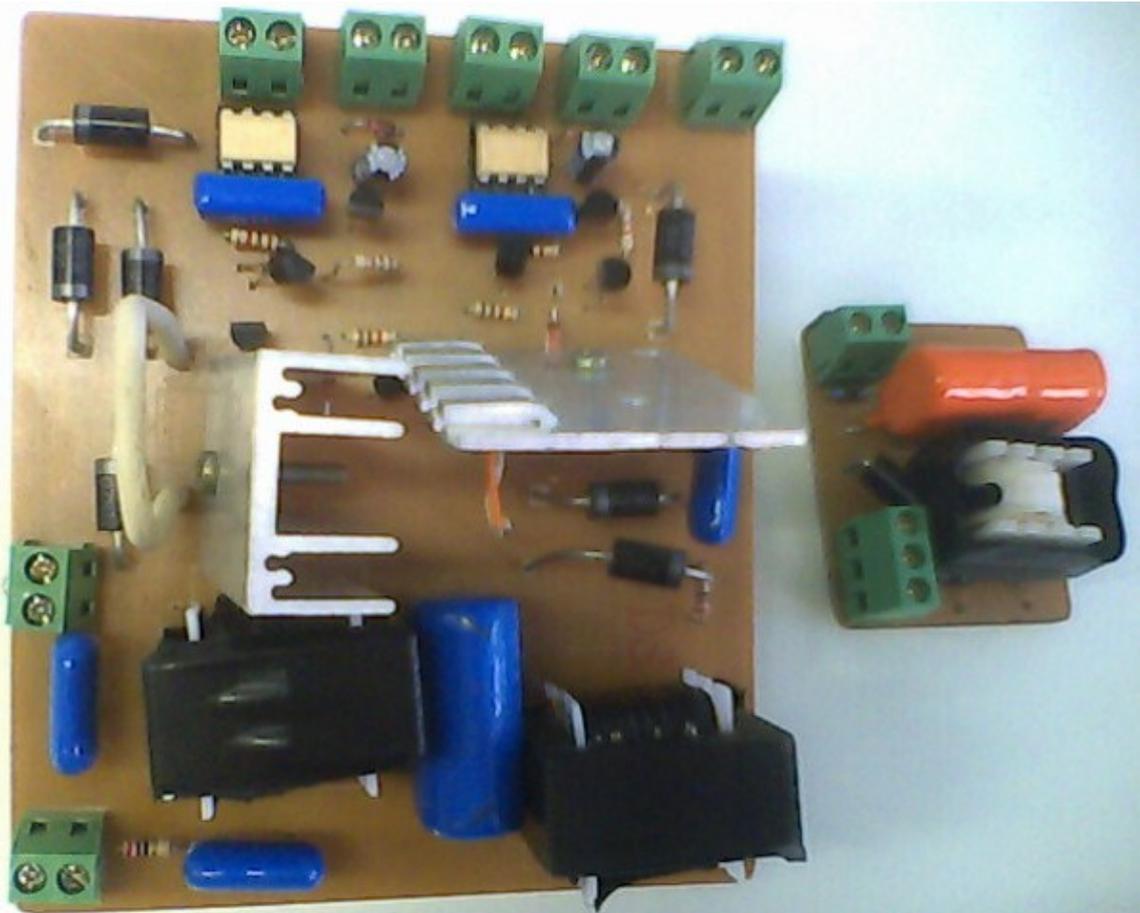


Figura 3.27 - Fotografia parcial do protótipo (etapa de potência) do conversor SEPIC e ao lado o Ignitor.

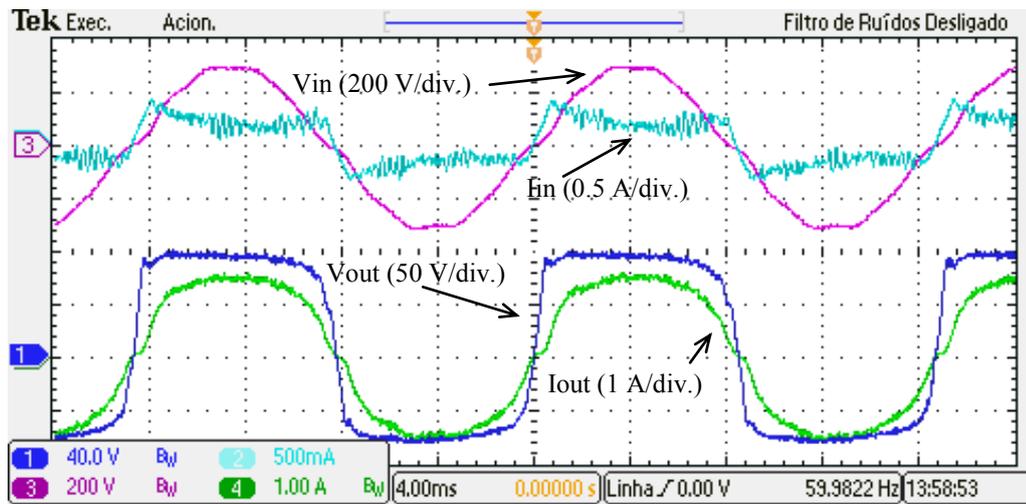


Figura 3.28 - Resposta do sistema, tensão de entrada (traço superior - 200 V/div.) e corrente (traço ciano - 0,5 A/div.); Tensão de saída (traço azul - 40 V/div.) e corrente (traço verde - 1 A/div., 2 ms) na lâmpada.

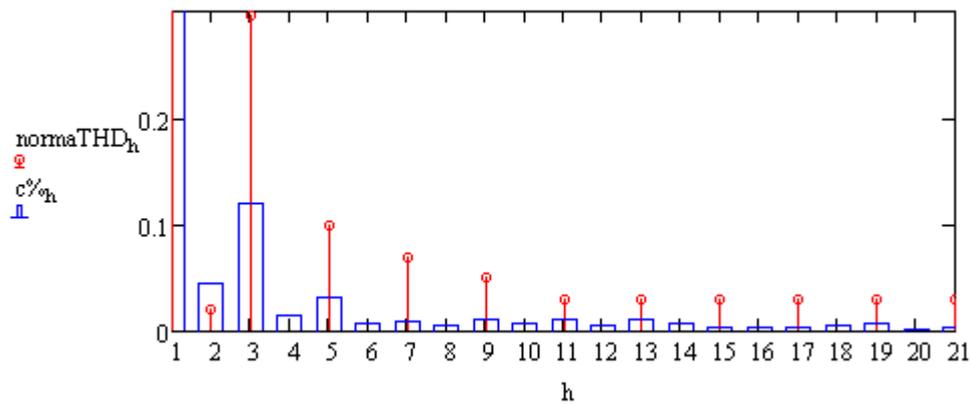


Figura 3.29 – Espectro harmônico da Corrente de entrada normalizada em detalhe.

Na Figura 3.30 o eixo das ordenadas é logaritmo para melhor apresentar os valores obtidos, a potência da lâmpada foi normalizada em 70 W e a linha tracejada representa os 5% máximos de *ripple* admissível ao não pronunciamento da ressonância acústica.

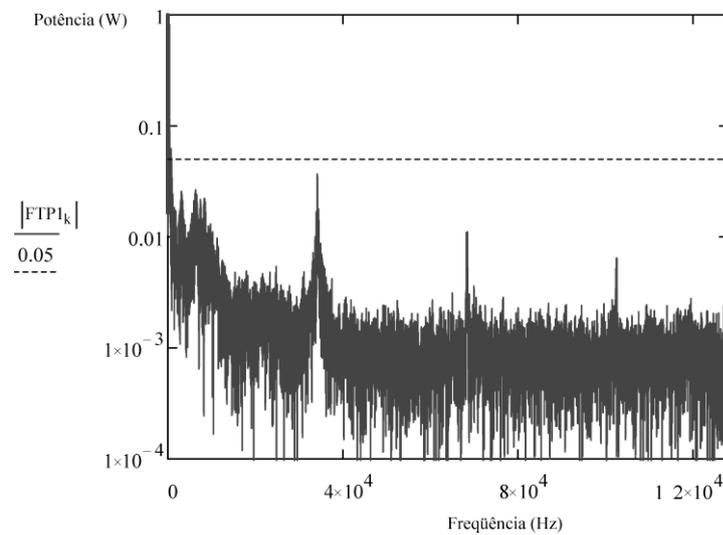


Figura 3.30 – Espectro harmônico da potência na lâmpada.

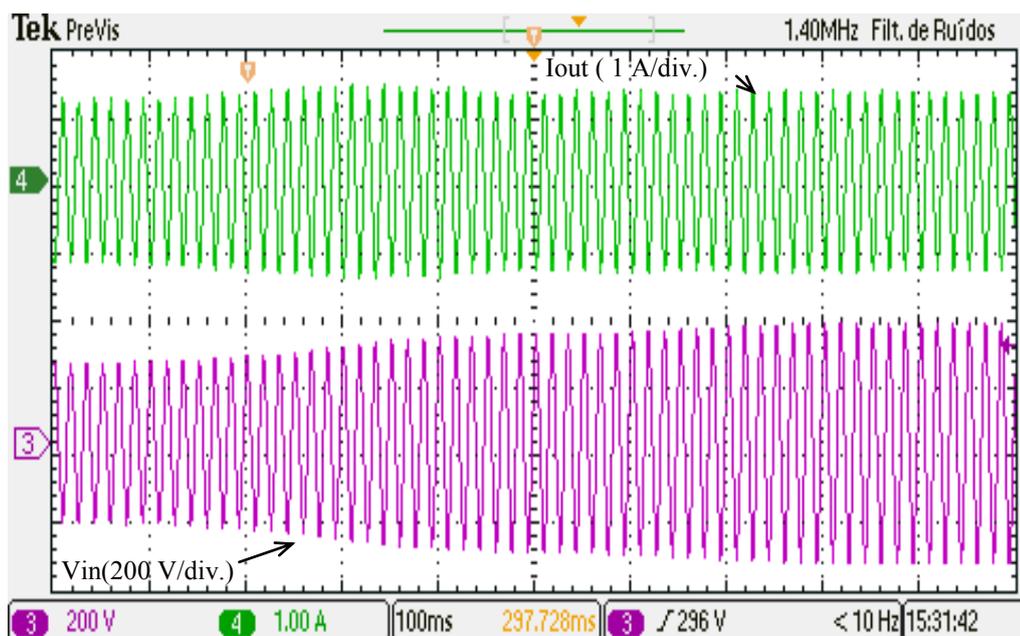


Figura 3.31 - Resposta do sistema a variação da tensão de entrada, tensão de entrada (traço inferior - 200 V/div.) e corrente (traço superior - 1 A/div., 100 ms) na lâmpada.

3.4 Projeto do conversor *ZETA CA/CA* para Lâmpada HPS de 70 W

O conversor *ZETA CA/CA* apresentado no primeiro capítulo será neste subcapítulo aplicado às severas condições de funcionamento exigidas pela lâmpada vapor de sódio de alta pressão com potência nominal de 70 W. É apresentado ao leitor um exemplo de aplicação da metodologia do projeto proposto e metodologia para obtenção da equação de controle. Inicia-se pelo cálculo da menor indutância conforme os valores obtidos na Tabela 2.1 para condução contínua a 33 kHz e assim não haver refluxo de energia no sistema, como mostrado no capítulo 1. As equações para dimensionamento dos elementos passivos da equação 1.104 é aplicada neste como mostra a equação 3.77. As indutâncias deste conversor devem ser as maiores possíveis, e são passíveis de serem integradas em um mesmo núcleo, mas a integração gera sobretensões e por este motivo não será utilizada esta técnica neste trabalho.

$$L_{1cr} = L_{2cr} = \frac{(D_{Méd} \cdot V_{in(pico)})^2}{I_{out(Min)(pico)} \cdot V_{Lamp(Máx)} \cdot f_s} = \frac{(0,4 \cdot 373)^2}{0,76 \cdot 130,2 \cdot 33000} = 3,4mH \quad (3.77)$$

Para a obtenção do volume de núcleo magnético necessário ao indutor do protótipo deve-se possuir o valor de pico e eficaz (RMS) da corrente que o percorre. Para o indutor L1 e L2 do conversor *ZETA CA/CA* a corrente de pico e eficaz tem seus valores definidos pelas

equações 3.78 e 3.79. A equação 3.79 é válida para pequenas ondulações no capacitor de acoplamento.

$$I_{L1(pico)} = \frac{V_{in(pico)} \cdot D_{Méd}}{2 \cdot L_1 \cdot f_s} + \left(\frac{D_{Méd}}{1 - D_{Méd}} \right)^2 \frac{I_{out(RMS)}}{\eta} = \frac{373 \cdot 0,4}{2 \cdot 0,0034 \cdot 33000} + \left(\frac{0,4}{1 - 0,4} \right)^2 \frac{0,92}{0,9} = 1,12 A \quad (3.78)$$

$$I_{L2(pico)} = \frac{V_{in(pico)} \cdot D_{Méd}}{2 \cdot L_2 \cdot f_s} + I_{out(pico)} = \frac{373 \cdot 0,4}{2 \cdot 0,0034 \cdot 33000} + 2,4 = 3,1 A \quad (3.79)$$

Os interruptores são calculados para o pior caso e assim, devem suportar capacidade de corrente superior a que é obtida como resultado na equação 3.80:

$$I_{S1(pico)} = I_{S2(pico)} = I_{L1(pico)} + I_{L2(pico)} = 1,12 + 3,1 = 4,2 A \quad (3.80)$$

Se os indutores estiverem operando em regime contínuo e a potência prevista de dissipação no conversor ser de 7,8 W tem-se:

$$I_{L1(RMS)} = \sqrt{\frac{P_{Lamp}^2}{2 \cdot V_{in(Min)}^2 \cdot \eta^2} + \frac{(V_{Lamp(Máx)}^2 + D_{Méd}^3 \cdot V_{in(pico)}^2 - D_{Méd}^3 \cdot V_{Lamp(Máx)}^2)}{3 \cdot L_1^2 \cdot f_s^2}} \quad (3.81)$$

$$I_{L1(RMS)} = \sqrt{\frac{70^2}{2 \cdot 176^2 \cdot 0,9^2} + \frac{(130,2^2 + 0,4^3 \cdot 176^2 - 0,4^3 \cdot 130,2^2)}{3 \cdot 0,0034^2 \cdot 33000^2}} = 0,87 A \quad (3.82)$$

O núcleo magnético que deve ser utilizado no indutor L_1 é calculado pela equação 1.29 que substituindo as incógnitas pelos seus respectivos valores obtêm-se:

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_1 \cdot I_{L1(pico)} \cdot I_{L1(RMS)} \cdot 10^4}{K_u \cdot J \cdot B_{max}} = \frac{0,0034 \cdot 1,12 \cdot 0,87 \cdot 10^4}{0,8 \cdot 450 \cdot 0,25} = 0,38 cm^4 \quad (3.83)$$

O núcleo de ferrite necessário ao indutor L_1 é um par do NEE-30/15/14 IP12R com Área Efetiva (A_e) de 122 mm² e comprimento médio de espiras no carretel ($l_{méd}$) de 67 mm. A bitola do fio de cobre esmaltado que deve ser utilizado para L_1 é:

$$S_{L1} = \frac{I_{L1(RMS)}}{J} = \frac{0,87}{450} = 0,002 cm^2 = 24 AWG \quad (3.84)$$

O numero de espiras para L_1 é:

$$N_{L1} = \frac{D_{Méd} \cdot V_{in(pico)}}{A_e \cdot \Delta B \cdot f} = \frac{0,4 \cdot 373}{1,2 \times 10^{-4} \cdot 0,25 \cdot 33000} = 151 \text{ espiras} \quad (3.85)$$

A dissipação devido ao efeito Joule no cobre de L_1 é obtida por:

$$P_{L1} = \frac{I_{L1(RMS)}^2 \cdot \rho_{CU} \cdot l_{méd} \cdot n_{L1}}{S_{L1}} = \frac{0,87^2 \cdot 0,000178 \cdot 0,067 \cdot 151}{0,002} = 0,78W \quad (3.86)$$

Para o indutor L_2 do conversor *ZETA CA/CA* a corrente eficaz tem seu máximo valor definidos pela equação 3.87 com resultado expresso em 3.88.

$$I_{L2(RMS)} = \sqrt{\frac{I_{out(pico)}^2}{2} + \frac{V_{out(pico)}^2 + D_{Méd}^3 \cdot V_{in(pico)}^2 - D_{Méd}^3 \cdot V_{out(pico)}^2}{3 \cdot L_2^2 \cdot f_s^2}} \quad (3.87)$$

$$I_{L2(RMS)} = \sqrt{\frac{2,4^2}{2} + \frac{130,2 + 0,4^3 \cdot 373^2 - 0,4^3 \cdot 130,2^2}{3 \cdot 0,0034^2 \cdot 33000^2}} = 1,89A \quad (3.88)$$

O núcleo de ferrite necessário conforme o catálogo da empresa Thornton para o indutor L_1 e o L_2 é o E30/15/14 – IP6 com Área Efetiva (A_e) de 122 mm² e comprimento médio de espiras no carretel ($l_{méd}$) de 67 mm. A bitola do fio de cobre esmaltado que deve ser utilizado para L_2 é:

$$S_{L2} = \frac{I_{L2(RMS)}}{J} = \frac{1,89}{450} = 0,004cm^2 = 21AWG \quad (3.89)$$

O numero de espiras para L_2 é:

$$N_{L2} = \frac{(1 - D_{Méd}) \cdot V_{Lamp(pico)}}{A_e \cdot \Delta B \cdot f} = \frac{(1 - 0,4) \cdot 130,2}{1,48 \times 10^{-4} \cdot 0,25 \cdot 33000} = 64espiras \quad (3.90)$$

A dissipação de energia devido o efeito Joule no cobre de L_2 é obtida por:

$$P_{L2} = \frac{I_{L2(RMS)}^2 \cdot \rho_{CU} \cdot l_{méd} \cdot n_{L2}}{S_{L2}} = \frac{1,89^2 \cdot 0,000178 \cdot 0,067 \cdot 64}{0,004} = 0,35W \quad (3.91)$$

A tensão dos interruptores é a de entrada somada a tensão de saída. Concluindo, obteu-se que para o conversor *ZETA CA/CA* que os interruptores também devem ser de 800 V bem como para o conversor Buck-Boost CA/CA. No interruptor S_1 a corrente eficaz depende da razão cíclica média do sistema e é obtida pela equação 3.43:

$$I_{S1(RMS)} = (I_{L1(RMS)} + I_{L2(RMS)}) \cdot \sqrt{D_{Méd}} = (0,87 + 1,89) \cdot \sqrt{0,4} = 1,72A \quad (3.92)$$

Para o cálculo da potência a ser dissipada no interruptor utilizando o componente CoolMOS[®] da empresa Infineon Technologies AG[®], cujo código é SPP08N80C3 que suporta correntes eficazes de até 8 A, a equação simplificada 1.59 é aplicada em 3.98:

$$P_{S1} = 1,72^2 \cdot 0,65 + (373 + 250) \cdot 4,2 \frac{21 \times 10^{-9}}{2} 33000 + 15 \cdot 40 \times 10^{-9} \cdot 33000 = 2,8W \quad (3.93)$$

No interruptor S_2 e em sua ponte de diodos a corrente eficaz é obtida por:

$$I_{S2(RMS)} = (I_{L1(RMS)} + I_{L2(RMS)}) \cdot \sqrt{1 - D_{Méd}} = 2,9 \cdot \sqrt{1 - 0,4} = 2,14A \quad (3.94)$$

Para o cálculo da potência a ser dissipada no interruptor S_2 no caso da utilização do CoolMOS[®] SPP08N80C3 a equação simplificada de 1.25 foi aplicada e tem resultado expresso ao fim da equação 3.95:

$$P_{S2} = 2,14^2 \cdot 0,65 + (373 + 250) \cdot 4,2 \frac{21 \times 10^{-9}}{2} 33000 + 15 \cdot 40 \times 10^{-9} \cdot 33000 = 3,88W \quad (3.95)$$

Na ponte de diodos do interruptor S_1 a potência dissipada é deduzida na equação 1.26 e aplicada aqui para diodos MUR480:

$$P_{D1} = \frac{1,53 \cdot 0,87 + \frac{1,85 \cdot 4,2 \cdot 33000}{6} (75 \times 10^{-9} + 100 \times 10^{-9})}{2} = 0,67W \quad (3.96)$$

Na segunda ponte de diodos, onde o interruptor S_2 encontra-se envolvido, a potência dissipada em cada um dos diodos é:

$$P_{D2} = \frac{1,53 \cdot 2,14 + \frac{1,85 \cdot 4,2 \cdot 33000}{6} (75 \times 10^{-9} + 100 \times 10^{-9})}{2} = 1,64W \quad (3.97)$$

A Tabela 3.4 reuni os valores calculados e o transistor escolhido. O total calculado de perdas nos dispositivos somam 11,3 W no pico de potência de saída ($P_{out(pico)} = 210$ W) que resulta em rendimento teórico considerando só os principais elementos que foram estudados de 94,9 %. Se somado 1 W do sistema de controle e 1 W dos *Snubbers* o rendimento cai para 94% que esta acima do previsto (η) de 90%.

O capacitor de acoplamento fica submetido à corrente de saída e deve possuir alta qualidade, se não, apresentará defeito em poucos meses de trabalho.

A tensão de pico no capacitor C_2 é igual à tensão de saída somada a ondulação. A tensão máxima que os capacitores do conversor devem suportar é:

$$V_{C1(pico)} = V_{C2(pico)} = V_{out(Máx)} + \Delta V_{C1-2} = 250 + 250 \cdot 0,05 = 263V \quad (3.98)$$

Já o capacitor de saída deve possuir:

$$C_1 \geq \frac{1}{8 \cdot \alpha \cdot f_s^2 \cdot L_2} = \frac{1}{8 \cdot 0,05 \cdot 33000^2 \cdot 0,0034} = 0,68 \mu F \quad (3.99)$$

O capacitor de acoplamento C_2 é calculado por:

$$C_2 \geq \frac{I_{out(RMS)} \cdot D_{Méd}}{V_{Lamp(Máx)} \cdot \alpha \cdot f_s} \geq \frac{0,92 \cdot 0,4}{130,2 \cdot 0,05 \cdot 33000} \geq 1,4 \mu F \rightarrow 1,47 \mu F \quad (3.100)$$

Tabela 3.6 - Componentes Especificados para o Conversor ZETA

C_1, C_2 – Poliéster 400 V	0,22 μF , 2,2 μF
L_1, L_2 – núcleos NEE-30/15/14	10 mH
MOSFET S_1, S_2	SPP04N80C3
Diodos	MUR480

3.4.1 Controlador para o conversor ZETA CA/CA

Será apresentado aqui o desenvolvimento da função de transferência do controlador para o conversor ZETA CA/CA.

Na implementação por controle por Microcontrolador a entrada V_{ref} é uma senóide que controla a corrente de saída de modo a manter a saída senoidal mesmo com as deslinearidades da lâmpada operando a 60 Hz como carga. Após o dimensionamento dos componentes passivos de potência do conversor ZETA na Tabela 3.6 a função de transferência do conversor é obtida pela equação 1.97 para valores em torno do valor médio.

Com este modelo da planta discretizou-se a planta no dobro da frequência de chaveamento e dimensionou-se o filtro de entrada da tensão de modo a obter o mesmo atraso do filtro de quarta ordem que o conversor ZETA apresenta para que este atraso não tenha de ser compensado por filtro digital. O atraso deve ser da ordem de 180 μs para a rede de 60 Hz e é obtido através de um capacitor de 270 nF em paralelo com o resistor de 1 k Ω do divisor resistivo da tensão de entrada. A impedância da lâmpada neste ponto foi considerada como uma resistência pura de 184 Ω . A planta discretizada é representada pela seguinte matriz no modelo de sistema de equação de estados da equação 2.21:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L_1} \\ \dot{i}_{L_2} \\ \dot{v}_{C_1} \\ \dot{v}_{C_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,987 & 0,005 & -2,51 \cdot 10^{-6} & -0,0053 \\ 0,001 & 0,954 & -0,00124 & 0,00044 \\ 0,023 & 56,36 & 0,6454 & 0,01371 \\ 4,8 & -2,02 & 0,001371 & 0,9868 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ i_{L_2} \\ v_{C_1} \\ v_{C_2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0,0046 \\ 0,0044 \\ 0,1346 \\ -0,0415 \end{bmatrix} u \quad (3.101)$$

$$i_{out} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{184} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ i_{L_2} \\ v_{C_1} \\ v_{C_2} \end{bmatrix}$$

O controlador digital em malha fechada para esta planta foi obtido utilizando a ferramenta SISO Design do programa Matlab onde interativamente são colocados pólos e zeros no sistema. A Figura 3.32 apresenta em azul os pólos e zeros da planta e em vermelho do controlador nesta ferramenta.

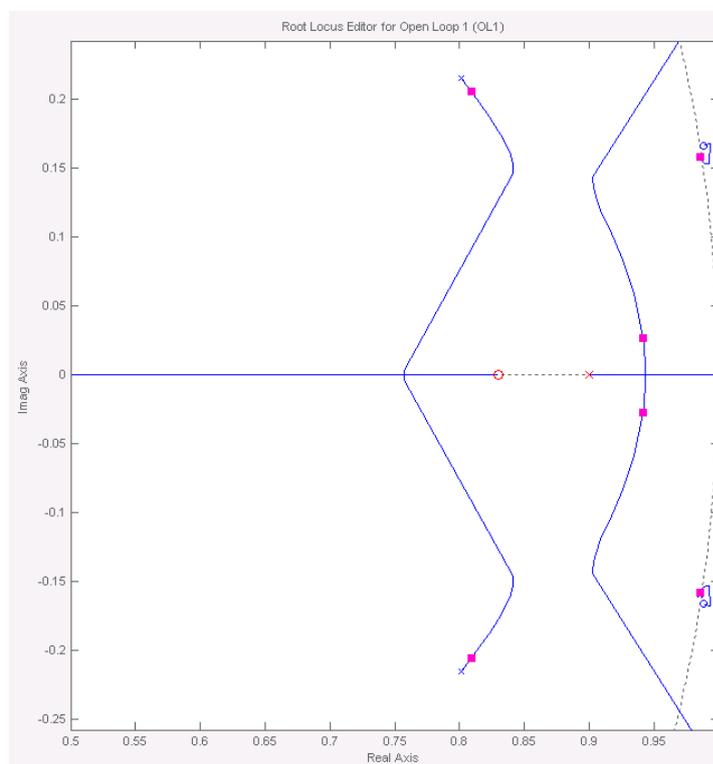


Figura 3.32 – Localização dos pólos do controlador obtida pela Ferramenta (*Toolbox*) do Matlab.

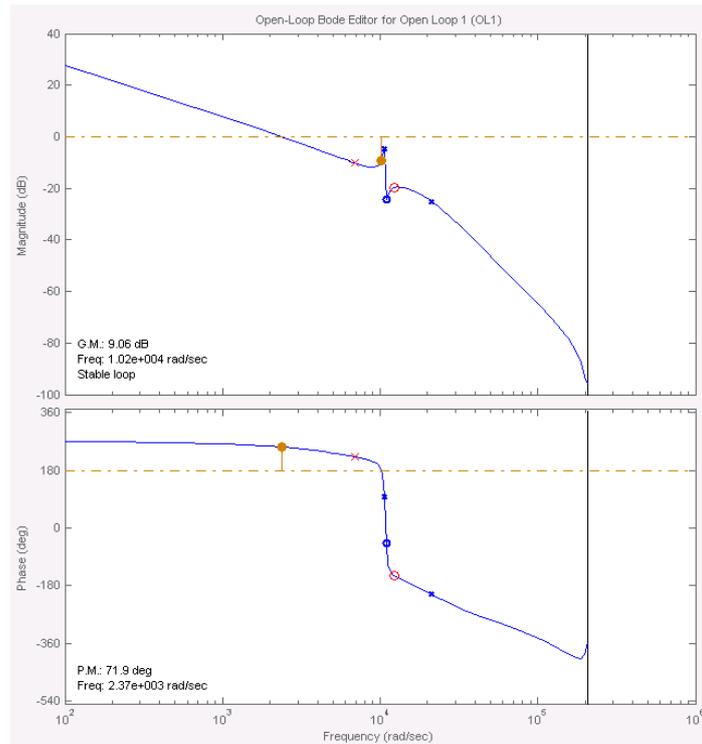


Figura 3.33 – Resposta de ganho e fase do sistema.

O controlador na equação 3.102 aplicado à planta possui a resposta ao degrau mostrada na Figura 3.34 a fim de tornar a planta estável em malha fechada. A fim de minimizar o impacto da ignição sobre a planta as variáveis de atraso do controlador são inicializadas com valores altos na saída do bloco “Inicialização” da Figura 2.11.

$$G_c(z) = \frac{1}{52} z - \frac{39}{2048} \frac{1}{8z^2 - 16z + 8} \quad (3.102)$$

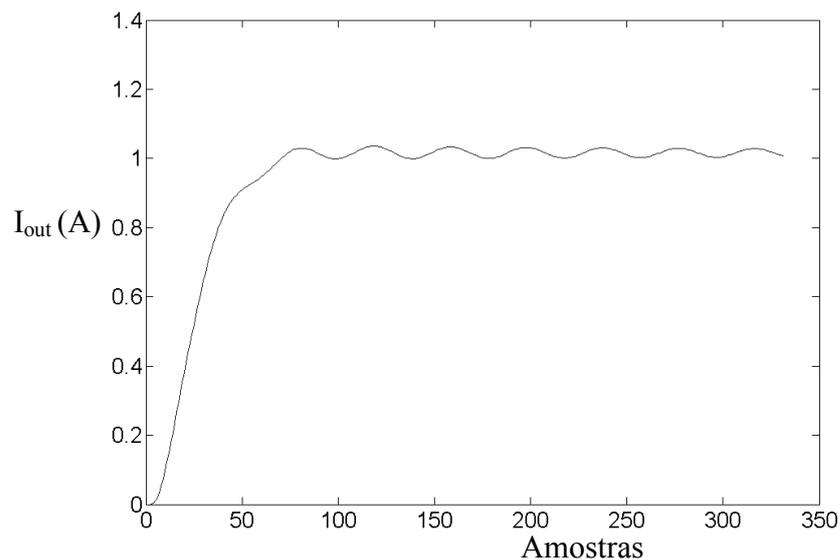


Figura 3.34 - Resposta simulada do sistema ao degrau unitário (15,2 μ s/Amostra).

O laço de controle da Figura 2.11 realiza o cálculo do erro da corrente de saída sendo sincronizada com a tensão de entrada filtrada multiplicada pelo ganho como mencionado no capítulo 2.

3.4.2 Resultados Experimentais

Um protótipo foi construído com a confecção da placa de circuito impresso onde foi reunido os sistemas de gatilho dos MOSFETs (*Driver*) e potência como é apresentado na Figura 3.35.

O rendimento apurado para o protótipo do conversor ZETA foi de 87,3%. Como resultado da análise dos dados obtidos no osciloscópio da corrente de entrada, a TDH total é de 28,6% calculados com a equação 2.38 com os limites da norma IEC 61000-3-2 sendo atendidos. O FT é de 0,91 para este conversor conforme calculo da equação 2.37. A resposta do sistema da Figura 3.36 apresenta a tensão e corrente do sistema operando com baixa cintilação (*flicker*) e onde não há na corrente da lâmpada harmônicas de alta ordem que poderia causar ressonância acústica.

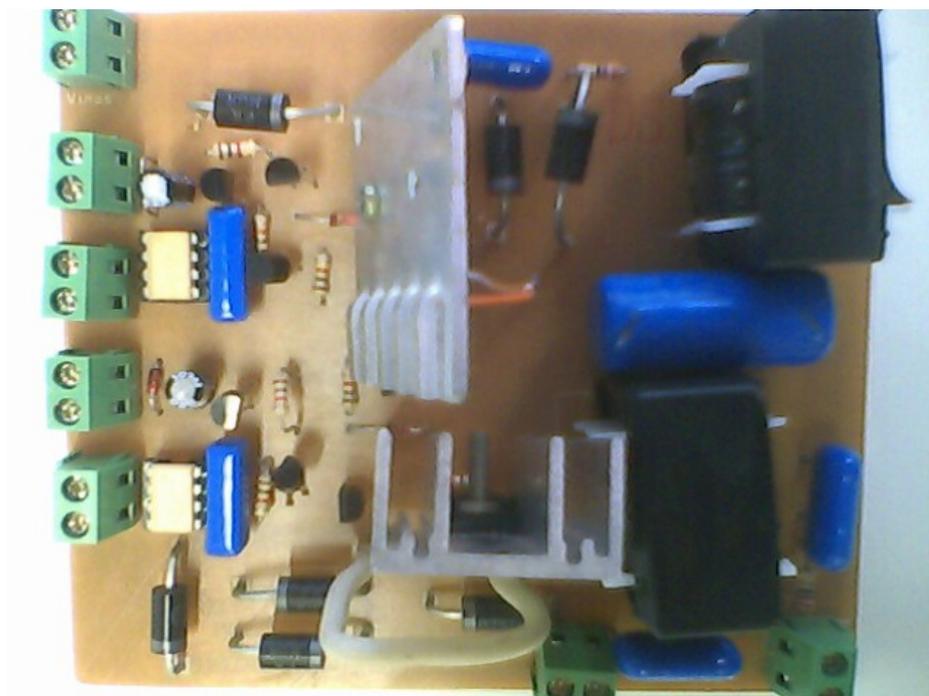


Figura 3.35 – Imagem da etapa de potência do protótipo para o conversor ZETA CA/CA.

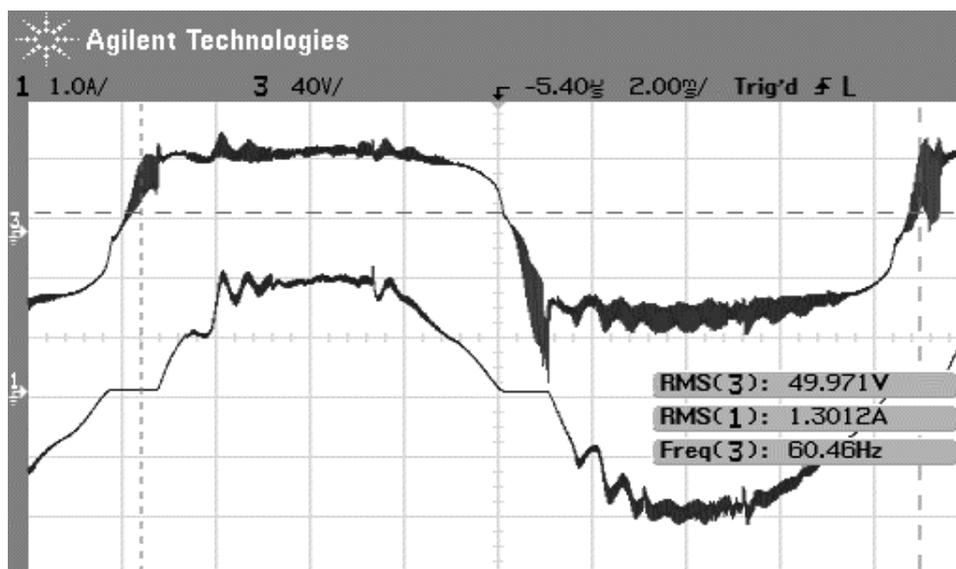


Figura 3.36 – Resposta da Tensão (traço superior - 100 V/div.) e corrente (traço inferior - 1 A/div., 10 ms) na lâmpada com o sistema do conversor *ZETA* CA/CA.

3.5 Conclusão

Os resultados experimentais e de simulação apresentados neste capítulo comprova a análise teórica do capítulo 1 e 2.

Os quatro conversores foco deste trabalho foram padronizados pelos parâmetros de projeto do capítulo 2 e foram comparados na Tabela 3.7 afim de auxiliar o projetista na adoção de uma das topologias. Dos conversores analisados o conversor *Ćuk* foi o que obteve melhores características.

Tabela 3.7 – Tabela comparativa dos resultados obtidos

	η	THD	FP
Buck-Boost	88%	13,94%	0,99
<i>Ćuk</i>	89%	5,03%	0,99
SEPIC	89,1%	27,4%	0,92
ZETA	87,3%	28,6%	0,91

CONCLUSÃO

Foram abordados os conversores Buck-Boost, Ćuk, SEPIC e *ZETA* implementados com interruptores operando em quatro quadrantes a fim de torná-los conversores CA/CA. O controle por microcontrolador de baixo custo foi elaborado trazendo ao sistema robustez compactação e fácil reprodução em larga escala.

Várias técnicas, propostas na literatura, foram estudadas para garantir a não excitação da ressonância acústica, definindo-se a técnica de alimentar a lâmpada sob forma de onda de corrente senoidal em baixa frequência como sendo a mais confiável por ser a mesma aplicada por reatores eletromagnéticos e, por isso, amplamente utilizados no mercado.

A não necessidade de um barramento CC no circuito de potência faz a vida útil do reator seja consideravelmente aumentada (Yan – 2006). A ondulação de alta frequência (*ripple*) na potência da lâmpada ficou abaixo de 5% e com isto não é excita de forma perceptível a ressonância acústica (Dalla Costa – 2007) o que pode não ocorre em várias outras topologias propostas de reatores de baixo custo (Sincero – 2005).

Os tempos para obtenção da tensão de reignição foram reduzidos levando a níveis de cintilação luminosa (*flicker*) da lâmpada consideravelmente reduzidos comparando-se com Tomm (2007) com estes conversores que tem a capacidade de elevar a tensão de saída acima da tensão de entrada. Portanto a forma de onda da tensão na lâmpada ficou mais próxima da retangular com um possível aumento da vida útil e melhora do conforto visual da iluminação.

O trabalho desenvolvido apresentou a aplicação de conversores ainda não explorados para lâmpadas de alta pressão, que só foi possível desenvolvendo uma metodologia adequada de projeto e controle. Uma nova metodologia de cálculo do circuito de ignição da lâmpada foi apresentada e apresentou melhores resultados com um custo inferior ao apresentado em outros trabalhos.

Concluiu-se que o conversor Buck-Boost CA/CA é o que possibilita menores dimensões físicas na implementação e menor sobre corrente nos interruptores comparativamente com os outros conversores. Suas desvantagens frente aos outros conversores é a não possibilidade de partir a lâmpada de forma ressonante, capacitor de saída de valor elevado, maior dificuldade no controle por possuir dinâmicas mais rápidas e a imprescindível presença de grampeadores de tensão nos transistores.

O conversor Ćuk CA/CA é o que apresenta os menores valores de capacitância no circuito de potência e grande facilidade para implementação de partida da lâmpada de forma ressonante. A grande desvantagem se encontra na alta tensão que é submetido o capacitor C_2 e o grande volume necessário de magnéticos.

As vantagens do reator eletrônico implementado com o conversor SEPIC CA/CA são a possibilidade de integração dos dois indutores em um só núcleo, a corrente de entrada possui baixa ondulação e a tensão média do capacitor C_2 é a tensão de entrada do sistema. O ponto desfavorável é o capacitor de saída possui valor elevado como no caso do conversor Buck-Boost o que torna este conversor de difícil controle, principalmente durante a reignição, não sendo possível a partida da lâmpada por ressonância de C_1 com L_2 .

Para o conversor ZETA CA/CA as vantagens são a redução da corrente nos interruptores, a tensão média que o capacitor de acoplamento é submetido que é somente a tensão de saída, há possibilidade de partida ressonante e a capacitância de saída é baixa assim como no conversor Ćuk. A desvantagem está na corrente de entrada recortada na frequência de comutação dos interruptores exigindo um filtro de grandes dimensões na entrada para atender a normas de EMI conduzido para a rede elétrica.

A montagem dos protótipos foi visando baixo custo e alta confiabilidade para viabilizar futura industrialização. Os reatores atingirão o objetivo de um baixo custo com um fator de potência praticamente unitário e ótima regulação da potência entregue à lâmpada. A partida é rápida e segura com um tempo de aquecimento inferior aos reatores eletromagnéticos, resultando em um nível de iluminação inicial superior. O conversor que possibilitou maior compactação foi o implementado com o conversor Buck-Boost que também apresentou maiores margens de controle.

O protótipo apresentou ondulações baixas de alta frequência na potência da lâmpada e, portanto, não excitou perceptivelmente a ressonância acústica nas lâmpadas de diferentes horas de funcionamento disponíveis no laboratório.

O microcontrolador utilizado possui 64 pinos, mas é utilizado somente 9 pinos no circuito de potência e controle da lâmpada, sendo assim, para trabalhos futuros pode-se implementar comunicação com outros dispositivos e outras tarefas.

Na Europa o uso de dispositivos interruptores utilizando a tecnologia CoolMOS[®] vem aumentando pois possuem perdas bem inferiores ao utilizado neste projeto. O custo dos interruptores CoolMOS[®] está caindo rapidamente na Europa viabilizando para esta aplicação

sua utilização.

O rendimento teórico máximo para 70 W é de entorno de 92% considerando apenas as perdas dos interruptores do circuito de potência. Para o reator eletromagnético o rendimento é em torno de 83% para as melhores marcas. O rendimento pode ser melhorado com a utilização de 4 interruptores controlados ao invés de 2 no circuito de potência. Foi avaliado a retirada dos 8 diodos no protótipo do conversor Ćuk, mas com as tecnologias empregadas não foi obtido significativo incremento no rendimento.

Dessa forma, este trabalho procurou contribuir para o desenvolvimento de reatores eletrônicos em iluminação com altos rendimentos (podendo chegar acima de 92% para potências acima de 70 W) para lâmpadas de alta pressão aumentando sua vida útil através da regulação de potência e redução de custos gerais. Porém, antes que o reator possa ser comercializado, ainda há um grande esforço a ser realizado pela indústria: certificações e testes de qualidade devem ser realizados e também proteções contra descargas elétricas devem ser adotadas, uma vez que a aplicação a que se destina este trabalho é a iluminação de vias públicas. Todo este esforço resulta em uma elevação do custo do produto, que acabará por possuir um custo mais elevado que o dos reatores eletromagnéticos convencionais. Apesar disso, este trabalho mostra-se como um grande avanço para a popularização de reatores eletrônicos para lâmpadas HPS em iluminação pública, principalmente em função das potenciais melhorias que a utilização deste reator pode trazer aos sistemas de iluminação pública.

Como continuação deste trabalho, sugere-se a agregação de outras funções ao reator eletrônico e ao sistema de iluminação pública, através da utilização de outras funcionalidades do microcontrolador. A implementação de protocolos de comunicação de rede, a transmissão do consumo energético de cada ponto de iluminação, e a integração do relé fotoelétrico com dimerização em determinados horários ao reator são apenas algumas das funções que poderiam ser acrescentadas à topologia proposta. Por fim, pode-se dizer que este trabalho abre novas possibilidades para que os sistemas de iluminação pública atuais sejam utilizados de forma mais racional e inteligente.

BIBLIOGRAFIA

AHMED, Ashfaq, **Power Electronics for Technology**. Upper Saddle River Prentice Hall, 1999, 427 p.

ALLEN, G. R. et al. Acoustic resonance operation of xenon-metal halide lamps on unidirectional current, **US Patent** number 5,198,727, mar. 1993.

ANDRÉ, A. S. **Sistema Eletrônico para Lâmpadas de Vapor de Sódio de Alta Pressão**. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2004, 131p.

ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. NBR IEC 662: Lâmpadas a vapor de sódio a alta pressão, Rio de Janeiro, 1997.

ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. NBR14219: Fio de cobre e alumínio de seção circular, nu e esmaltado - Padronização de diâmetros e resistências elétricas, Rio de Janeiro, 1998.

BALOGH, Laszlo. Design And Application Guide For High Speed MOSFET Gate Drive Circuits. [1997].

BASSO, Christopher. **Switch-Mode Power Supply SPICE Cookbook**. McGraw-Hill Professional; 1 ed. Mar. 2001.

BISWAS, Dhananjay. Prevention of early switching life failure of Metal Halide and other HID lamp- Invention of Dragon Kink effect. Electronics Regional Test Laboratory (East), Kolkata, India, [2008].

CALDEIRA, P. et al. Controller for a gás discharge lamp with variable inverter frequency and with lamp power and bus voltage control. **U.S. Patent** number 5,623,187, 1997.

CHENG, David K.W. A Simple Electronic Ballast with High power Factor for Metal Halide (MH) Lamps. **Power Electronics and Drive Systems (PEDS)**, 2003.

COATO, J. R.; MARSDEN, A. M. et al. Lamps and Lighting. 4ª Edição, 1997. **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. 26, no. 4, p. 832-840, jul./ago. 1990.

CORREA, F. A. Estudo de ignitores de pulsos superpostos para lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão. Dissertação de mestrado submetida à Escola Politécnica da USP – São Paulo, 2000.

DALLA COSTA, Marco. A. et al. A Novel Low-Cost Electronic Ballast to Supply Metal Halide Lamps. **IEEE Industry Applications Conference**, IAS 2005, 2005.

DALLA COSTA, Marco. A. et al. Acoustic Resonance Characterization of Low-Wattage Metal-Halide Lamps Under Low-Frequency Square-Waveform Operation. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Volume 22, Issue 3, Part Special Section on Lighting Applications, p. 735 – 743, Mai. 2007.

DALLA COSTA, Marco. A.; ALONSO, J. M.; GARCIA, J.; CARDESIN, J e LAMAR, D. G., A Single-stage high-power-factor electronic ballast based on integrated buck flyback converter to supply metal halide lamps. **IEEE Trans. Ind. Electron.**, vol. 55, no. 3, pp. 1112-1122, Mar. 2008.

DENARDIN, Gustavo W.; BARRIQUELLO, C.H.; PINTO, R. A.; SILVA, M. F.; CAMPOS, A.; PRADO, R. N. An Intelligent System for Street Lighting Control and Measurement. **IEEE Industry Applications Conference**, IAS 2009, 2009.

EGERT, Fabrício. A.; PRADO, R. N.; CAMPOS, A. A Review About Electronic Ballasts For High Intensity Discharge Lamps. In: 7th WSEAS International Conference on Circuits, 2003, Corfu. Proceedings of 7th WSEAS International Conference on Circuits. Corfu : WSEAS, 2003. v. 1. p. 275

ELETRÓBRÁS - Ministério de Minas e Energia. Programa RELUZ. Disponível em: <http://www.eletrabras.com.br/EM_Programas_Reluz/default.asp>. Acesso: 01 set. 2011.

ERICKSON R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics**. 2nd ed. Kluwer Academic Publishers, United States of America, 1999.

EVELEIGH, V. W. Introduction to Control Systems Design. **McGraw-Hill**.

FEDYCZAK, Zbigniew; STRZELECKI, R.; BENYSEK, G. Single-phase PWM AC/AC Semiconductor Transformer Topologies and Applications. **Power Electronics Specialists Conference, PESC 02**. IEEE 33rd Annual, p. 1048-1053, 2002.

FREESCALE SEMICONDUCTORS INC. MCF51QE128 Reference Manual – ColdFire Microcontrollers, Rev. 3. Arizona - USA, 2007.

GARCIA, J. G. et al. New control Strategy in Square-Wave Inverters for Low Wattage Metal Halide Lamps Supply to Avoid Acoustic Resonances. **Applied Power Electronics Conference and Exposition**, v. 2, p. 984-990, 2004.

GEENS, R.; WYNER, E. Progress in high pressure sodium lamp technology. **IEE Proceedings Science, Measurement and Technology**, v. 140, Issue:6, p. 450 – 464, 1993.

GROOT, J.J.; VLIET, J. A.; VAN J. M. High-pressure sodium discharge lamps, **IEE Proceedings A: Science, Measurement & Techn.**, vol 128, n. 6, pp. 415-441, Set. 1981.

HART, Daniel W. Introduction to power electronics. **Ed. Prentice-Hall, Inc.** 418p. 1997.

HOLTSLAG, A. H. Method and controller for detecting arc instabilities in gás discharge lamps. **U.S. Patent** number 5,569,984, 1996.

HU, Yongxuan. **Analysis and design of high-intensity-discharge lamp ballast for automotive headlamp.** M.Sc. Thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, 2001.

IESNA. Lighting Handbook – Reference & Application. **Illuminating Engineering Society of North America Publications Department**, New York, USA, 2000.

KAISER, W. **Alimentação Pulsada de Lâmpadas de Vapor de Sódio de Alta Pressão.** Tese (livre docência), USP, São Paulo - 2002.

KAISER, W.; CORREA, A. F.; MARQUES, R. P. Sound emissions from pulse operated High-Pressure-Sodium lamps. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 43, p. 1199-1206, 2007.

LASKAI, L.; ENJETI, P.; PITEL, I. J. White-noise modulation of high frequency high-intensity discharge lamp ballasts. **IEEE Trans. Industry Applications**, Vol. 34, No. 3, 1998, p. 597-605.

MAINALI, Krishna; ORUGANTI, R. Conducted EMI Mitigation Techniques for Switch-Mode Power Converters: A Survey. **IEEE Transactions On Power Electronics**, Vol. 25, No. 9, p. 2344-2356, Set. 2010.

MARCHEZAN, Tiago Bandeira; PAPPIS, D.; PINTO, R. A.; COSTA, R. E. da; CAMPOS, A.; PRADO, R. N. Double-Flyback Half-Bridge Electronic Ballast to Supply HPS Lamps. In: Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005. 32nd Annual Conference of IEEE, 2005, Raleigh. Proceedings of Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005. **32nd Annual Conference of IEEE**. New York : IEEE, 2005. v. 1. p. 798-802.

MARCHEZAN, Tiago Bandeira; **Integração De Conversores Estáticos Aplicados A Sistemas De Iluminação Pública.** 194f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2007.

MICHEL, A. L. **Sistema Eletrônico Auto-Oscilante com Controle de Intensidade Luminosa por Microcontrolador.** 2002. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) -

Universidade Federal de Santa Maria.

MOHAN, N.; UNDELAND, T.M.; ROBBINS, W.P. **Power Electronics: converters, applications, and design**. 4nd ed., New York, John Wiley & Sons, 2007, 824 p.

NASHELSKY, L.; BOYLESTAD, R. Dispositivos Eletrônicos e Teoria de Circuitos. 5ª Ed. **Ed. Prentice, Hall do Brasil**.

MORAIS, L. M. F.; DONOSO-GARCIA, P. F.; SELEME JR, S. I.; CORTIZO, P. C. Acoustic Resonance Avoidance in High Pressure Sodium Lamps Via Third Harmonic Injection in a PWM Inverter-Based Electronic Ballast. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 22, p. 912-918, 2007.

NERONE, L. R. Metal Halide Electronic Ballast. **US Patent** number 5,381,076, Jan. 1995.

NERONE, L. R.; KACHMARIK, D. J. Gas discharge lamp ballast with tap less feedback circuit. **US Patent** number 6,150,769, nov. 2000.

OLIVEIRA, K. E.; et al., Microprocessor based harmonic elimination in chopper type ac voltage regulators, **IEEE Trans. Power Electronics**, vol. 5, no.2, p.191-200, Abr. 1990.

OLIVEIRA, D. S. Jr.; Tomaselli, Luis C. Estudo de um conversor CC-CC buck-boost. Apostila, INEP-UFSC.

OLSEN, J. A.; MOSKOWITZ, W. P.; NEWELL, P. B.; BRATES, N. System for and method of operating a mercury free discharge lamp. **US Patent** number 6,124,683, Set. 2000.

OLSEN, J. Effect of a Small Amount of Ripple in a Metal Halide System. **IEEE IAS, Annual Meeting**, 2005.

OSTEEN, Mitchell M. High pressure double wall sodium arc tube and methods of operating such. **US Patent** number 4839565, Jun. 1989.

PENG, H. et al. Evaluation of acoustic resonance in metal halide (MH) lamps and an approach to detect its occurrence. **IEEE Industry Application Society**. IAS 1997, p. 2276 – 2283.

PHILIPS. Application Guide To Lamp Control Gear High-Intensity Discharge Lamps. 1998.

PRADO, R. N. **Projeto de Conversores estáticos (Apostila)**. Departamento de Eletrônica de Potência e Controle, Universidade Federal de Santa Maria, 2003.

RASHID, M. H. **Power electronic handbook**. Academic Press. San Diego, CA, USA, 2001. 895 p.

RUSCASSIÉ, R. Defining acoustic resonances in dimmed HID lamps using a finite element model, **IEEE**, 2005.

SHÄFER, R.; STORMBERG, H. P. Investigations on the fundamental longitudinal acoustic resonance of high pressure discharge lamps. **Journal Appl. Phys**, Maio 1982, p. 3476-3480.

SINCERO, G. C. R.; A. J. Perin. High Pressure Sodium Lamp High Power Factor Electronic Ballasts Using AC-AC Converters. **IEEE Transactions On Power Electronics**, Vol. 22, No. 3, Maio 2007.

SONLIGHT, Electronic ballast. Disponível em: < http://www.sonlight.biz/aqua_mh.html >
Acesso em: 8 mar. 2008.

THORNTON Industria. Disponível em: <<http://www.thornton.com.br>>. Acesso em 4 jun. 2008.

VENTURE, HID Control Gear - PDF Data Sheets. Disponível em: < <http://www.venturelightingeurope.com/en/control-gear/data-sheets-wattage.php?watts=70> >
Acesso em: 12 dez. 2010.

VERGHESE, G. C. et al. The Control Handbook, **Power Electronics Control**, CRC Press, Inc. 1996, cap. 78.

WITTING, H. L. Acoustic Resonances in Cylindrical high-pressure arc discharges. **American Institute of Physics**. Vol. 49, No. 5, Mai. 1978, p. 2680-2683.

YAN, Wei. Improved High-Intensity Discharge Lamp Model Including Acoustic Resonant Effect on the Lamp Arc Resistance. **IEEE Transaction on Industrial Electronics**, vol. 19, 2004, p. 1661-1668.

YAN, Wei; HO, Y. K. E.; HUI, S. Y. R. Investigation on Methods of eliminating acoustic resonance in small wattage high-intensity-discharge (HID) lamps. **IEEE Industry Application Conference, IAS 2000**, p. 3399-3406. 2000.

YAN, Wei; HUI, S. Y. R.; CHUNG, H. S. -H.; Energy Saving of Large-Scale High-Intensity-Discharge Lamp Lighting Networks Using a Central Reactive Power Control System. **IEEE Trans. Ind. Electron.**, vol. 56, issue 8, p. 3069-3078, Ago. 2009..

YAN, Wei; HO, Y. K. E.; HUI, S. Y. R. Stability Study and Control Methods for Small-Wattage High-Intensity-Discharge (HID) Lamps. **IEEE Transactions On Industry Applications**, Vol. 37, No. 5. set. 2001.

ZHOU, J. A novel method for testing acoustic resonance of HID lamps. **APEC'99**, 1999. p. 480-485.

PUBLICAÇÕES DO AUTOR

Da COSTA, Rafael E.; DA SILVEIRA, J.S.; TOMM, Fabio L.; MARCHEZAN, T.B.; CAMPOS, Alexandre; PRADO, Ricardo N. do. Warm-Up and Steady-State Control of High-Pressure Sodium Lamps Applied to Public Lighting Systems, **IEEE Industry Applications Conference**, IAS 2008, 2008.

GRIGOLETTO, F.B.; GASTALDINI, C.C.; TOMM, F.L.; BELTRAME, F.; SARTORI, H.; MARTINS, M.; DIAS, S.G.; AZZOLIN, R.; BERNARDES, T.; PINHEIRO, H.; Nova modulação Space Vector para o controle da corrente do ponto central do divisor capacitivo do NPC, **XXI Congresso Brasileiro de Automática**, Juiz de Fora, MG, 2008.

TOMM, F.L.; CAMPOS, A.; PRADO, R. N.; MARCHEZAN, T. B., A Simple Electronic Ballast to Supply HID Lamps, **IEEE Industry Applications Conference**, IAS 2008, 2008.

TOMM, F.L.; CAMPOS, A.; PRADO, R. N.; MARCHEZAN, T. B., A Chopper-based Electronic Ballast To Supply HID Lamps. **9º Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência**, Blumenau, 2007.

TOMM, F.L.; CAMPOS, A.; PRADO, R. N.; HANSEN J.; SEIDEL, A.R. ; COSTA, M.A.D HID Lamp Electronic Ballast based on SEPIC AC-AC Converter. **International Symposium on Power Electronics Electrical Drives Automation and Motion (SPEEDAM)**, 2010, p. 368–373.

TOMM, F.L.; HANSEN, J.; PRADO, R.N. e CAMPOS A., Reator De Alto FP Para Lâmpadas HID Com Conversor Sepic AC-AC, **XXI Congresso Brasileiro de Automática**, 2008.

TOMM, F.L. et al. HID Lamp Electronic Ballast Based on Chopper Converters, **Aceito em IEEE Transaction on Industrial Electronics**, 2011.

TOMM, F.L. et al. HID Lamp Electronic Ballast Based on *ZETA* AC-AC Converter, Conferência Internacional em Aplicações Industriais, INDUSCON, São Paulo – SP, 2010.

TOMM, F.L., Projeto de reatores eletrônicos para HID baseado no conversor Chopper AC. 2007. 80f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria, 2007.