

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

**MODELAGEM E CONTROLE DE UM REATOR
ELETRÔNICO PARA LÂMPADAS HPS BASEADO NA
CONEXÃO DIFERENCIAL DE CONVERSORES CC**

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Jacson Hansen

Santa Maria, RS, Brasil

2012

**MODELAGEM E CONTROLE DE UM REATOR
ELETRÔNICO PARA LÂMPADAS HPS BASEADO NA
CONEXÃO DIFERENCIAL DE CONVERSORES CC**

Jacson Hansen

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Eletrônica de Potência, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para a obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica**

Orientador: Prof. Dr. Álysson Raniere Seidel

Santa Maria, RS, Brasil

2012

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

A Comissão Examinadora, abaixo assinada,
aprova a Dissertação de Mestrado

**MODELAGEM E CONTROLE DE UM REATOR ELETRÔNICO PARA
LÂMPADAS HPS BASEADO NA CONEXÃO DIFERENCIAL DE
CONVERSORES CC**

elaborada por
Jacson Hansen

como requisito parcial para obtenção do grau de
Mestre em Engenharia Elétrica

COMISSÃO EXAMINADORA:

Álysson Raniere Seidel, Dr. (UFSM)
(Presidente/Orientador)

Jorge García García, Dr.
(Universidade de Oviedo - Espanha)

Murilo Cervi, Dr. (UFSM)

Marco Antônio Dalla Costa, Dr. (UFSM)
(Co-orientador)

Santa Maria, 28 de fevereiro de 2012.

*Ao meu amor,
Jaqueline,
pelo companheirismo, amizade
e pelo incentivo em todos os momentos.*

*A meus pais,
Isabete e Loverci,
e minha irmã Jordana,
pelo carinho e dedicação demonstrados sempre.*

AGRADECIMENTOS

Ao professor Álysson Raniere Seidel, pela amizade e orientação no desenvolvimento do trabalho.

Ao professor Marco Antônio Dalla Costa, pela dedicação, amizade, paciência e valores passados a mim para a concretização deste trabalho.

Ao professor Ricardo Nederson do Prado, pela dedicação e amizade mostradas a mim e ao Grupo GEDRE.

Ao mestrando Diogo Ribeiro Vargas, pelo apoio, amizade e dedicação mostrados durante a pesquisa.

Ao doutorando André Luis Kirsten pelas valiosas contribuições e ensinamentos, além da amizade desenvolvida ao longo do trabalho.

Aos professores do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE) da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), pela grande contribuição na minha formação profissional.

Aos demais colegas do Grupo de Pesquisa GEDRE, por proporcionarem um ambiente afetivo e de alto nível de conhecimento em todos esses anos. Tenho certeza de que a Família GEDRE estará sempre em minhas lembranças.

Aos funcionários do Núcleo de Pesquisa e Desenvolvimento em Engenharia Elétrica (NUPEDEE), pelo suporte técnico para a realização deste trabalho.

Aos funcionários do PPGEE, Cleonice Sanger de Oliveira, Carlo Castelanelli e Luciana Ivanete Kapelinsk, pelo apoio e suporte.

Meus agradecimentos à banca examinadora, pelas suas importantes contribuições para o encerramento do trabalho.

À Universidade Federal de Santa Maria, pela estrutura e serviços prestados.

À Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pelo suporte financeiro.

RESUMO

Dissertação de Mestrado
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Santa Maria

MODELAGEM E CONTROLE DE UM REATOR ELETRÔNICO PARA LÂMPADAS HPS BASEADO NA CONEXÃO DIFERENCIAL DE CONVERSORES CC

AUTOR: JACSON HANSEN

ORIENTADOR: ÁLYSSON RANIERE SEIDEL

Local da Defesa e Data: Santa Maria - RS, 28 de fevereiro de 2012.

Este trabalho apresenta o desenvolvimento de um reator eletrônico para alimentar lâmpadas de descarga em alta pressão, utilizando a técnica de conexão diferencial aplicada aos conversores Flyback. A etapa de correção de fator de potência foi implementada através de um conversor Buck-Boost operando em modo de condução descontinuo. Posteriormente, foi utilizada a técnica de integração de conversores para simplificar o circuito de potência, fazendo com que a etapa de correção do fator de potência e os conversores Flyback compartilhassem os mesmos interruptores ativos. O circuito proposto foi modelado dinamicamente a fim de obter os parâmetros matemáticos que regem o comportamento do reator, obtendo as equações diferenciais referentes à tensão e corrente na lâmpada, em função da variação, tanto da tensão de entrada como da razão cíclica. O controle digital da corrente de saída proporcionou a utilização de um dispositivo microcontrolado de baixo custo, sendo o compensador do sistema projetado em tempo discreto a partir da utilização de um integrador e uma banda passante de baixa frequência. Para o efetivo controle da potência na lâmpada foi adicionada uma malha externa que regula a referência de corrente do circuito. Foi realizada a implementação prática do reator eletrônico a fim de verificar a performance do controle proposto.

Palavras-chave: Reatores eletrônicos; Lâmpadas HPS; Conexão diferencial; Modelagem; Controle de conversores.

ABSTRACT

Master Thesis

Post-Graduation Program in Electrical Engineering
Federal University of Santa Maria

MODELING AND CONTROL OF AN ELECTRONIC BALLAST FOR HPS LAMPS BASED ON DIFFERENTIAL CONNECTION OF DC CONVERTERS

AUTHOR: JACSON HANSEN

ADVISOR: ÁLYSSON RANIERE SEIDEL

Place and Date: Santa Maria - RS, February 28th, 2012.

This paper presents the development of an electronic ballast for high intensity discharge lamps, using the differential connection technique applied to Flyback converters. The power factor correction stage was implemented by a Buck-Boost converter operating in discontinuous conduction mode. Subsequently, the integrating converters technique was used to simplify the power circuit, making the power factor correction stage and Flyback converters share the same active switches. The proposed circuit was dynamically modeled, in order to obtain the mathematical parameters that govern the behavior of the ballast, obtaining the differential equations relating the voltage and current in the lamp, due to the variation of both the input voltage as the duty cycle. Digital control of the output current provided the use of a low cost microcontroller, the compensating system was designed in discrete time from the use of an integrator and a low frequency bandwidth. For effective control of lamp power, an external loop that regulates the circuit current reference was implemented. The practical implementation of the electronic ballast was performed, in order to verify the proposed control performance.

Keywords: Electronic ballast; HPS lamps; Differential connection; Modeling; Converters control.

LISTA DE ABREVIATURAS

<i>A/D</i>	Analógico/Digital
<i>ABNT</i>	Associação Brasileira de Normas Técnicas
<i>ANEEL</i>	Agência Nacional de Energia Elétrica
<i>AWG</i>	Sistema americano de medida de fios
<i>CA</i>	Corrente Alternada
<i>CC</i>	Corrente Contínua
<i>CCM</i>	Modo de condução contínuo
<i>CFP</i>	Correção do fator de potência
<i>DCM</i>	Modo de condução descontínuo
<i>FP</i>	Fator de Potência
<i>HID</i>	Lâmpada de Descarga em Alta Pressão
<i>HPS</i>	Lâmpada de Descarga em Alta Pressão de Sódio
<i>IEC</i>	Comitê Internacional de Eletrotécnica
<i>IRC</i>	Índice de Reprodução de Cores
<i>NBR</i>	Norma Brasileira
<i>PWM</i>	Modulação por largura de pulsos
<i>THD</i>	Taxa de Distorção Harmônica

SUMÁRIO

INTRODUÇÃO.....	12
CAPÍTULO 1	15
LÂMPADAS DE DESCARGA EM ALTA PRESSÃO.....	15
1.1. LÂMPADAS DE DESCARGA EM ALTA PRESSÃO DE VAPOR DE MERCÚRIO.....	15
1.2. LÂMPADAS DE MULTI-VAPOR METÁLICO.....	16
1.3. LÂMPADAS DE ALTA PRESSÃO EM VAPOR DE SÓDIO.....	16
1.4. IGNIÇÃO E AQUECIMENTO DA LÂMPADA <i>HPS</i>	18
1.5. RESSONÂNCIA ACÚSTICA	19
1.6. CONCLUSÃO	23
CAPÍTULO 2	25
REATORES ELETRÔNICOS	25
2.1. ESTRUTURA DOS REATORES ELETRÔNICOS	26
2.2. CONEXÃO DIFERENCIAL.....	29
2.3. INTEGRAÇÃO DE CONVERSORES	32
2.4. CONCLUSÃO	34
CAPÍTULO 3	35
TOPOLOGIA ESTUDADA.....	35
3.1. CONEXÃO DIFERENCIAL DE CONVERSORES FLYBACK.....	36
3.2. INTEGRAÇÃO DOS CONVERSORES	38
3.3. ETAPAS DE OPERAÇÃO.....	39
3.4. PROJETO DA TOPOLOGIA	41
3.5. CONCLUSÃO	48
CAPÍTULO 4	49
MODELAGEM DO SISTEMA.....	49
4.1. MODELO EM ESPAÇO DE ESTADOS	49
4.2. MODELO LINEARIZADO	55
4.4. CONCLUSÃO	61

CAPÍTULO 5	62
CONTROLE DIGITAL	62
5.1. MALHA DE CONTROLE DE CORRENTE.....	62
5.2. PROJETO DO CONTROLE DIGITAL	66
5.3. CONCLUSÃO	69
CAPÍTULO 6	71
RESULTADOS EXPERIMENTAIS	71
CONCLUSÃO GERAL.....	82
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	84
APÊNDICE A.....	91
CIRCUITOS AUXILIARES.....	91
APÊNDICE B.....	96
PUBLICAÇÕES	96

INTRODUÇÃO

Desde os tempos antigos a evolução da iluminação artificial esteve sempre ligada às necessidades da sociedade, como trabalho, diversão e outras diversas ocupações, cada uma necessitando de tipos e qualidades de iluminação diferenciadas. A iluminação urbana entra neste contexto, sendo de grande importância para toda sociedade, pois proporciona um ambiente seguro para ser desfrutado por todas as pessoas.

A iluminação pública abrange um grande percentual de consumo de energia no mundo. Este fato implica muitas vezes em criação de programas de eficiência energética, na tentativa de diminuir esta demanda de consumo.

Na área da iluminação pública alguns aspectos são destacados para o melhor aproveitamento da energia elétrica. As lâmpadas utilizadas como fonte de luz devem impor uma alta intensidade de fluxo luminoso (lm), mas em geral não necessitam possuir um alto índice de reprodução de cores (IRC), pois apenas é necessário distinguir a forma dos objetos e não suas cores. As fontes de luz utilizadas devem possuir custos de manutenção baixos, devido aos inúmeros pontos instalados, isso implica em utilizar lâmpadas que possuam longa vida útil. Atualmente as lâmpadas que mais se aproximam destas especificações são as lâmpadas de descarga de alta pressão em vapor de sódio (*HPS – High Pressure Sodium*).

No Brasil foi implantado no ano 2000 pelo Governo Federal o programa RELUZ, com o objetivo fundamental de substituir as lâmpadas de vapor de mercúrio por lâmpadas *HPS*. É neste contexto que projetos e desenvolvimentos de sistemas mais eficientes, confiáveis, de baixo custo e que atendam os requisitos de operação das lâmpadas *HPS* vêm ao encontro das necessidades dos sistemas de iluminação como um todo (MARCHESAN, 2007).

Devido às características de sua operação, as lâmpadas de descarga em alta pressão necessitam de um dispositivo limitador de corrente denominado reator. Atualmente existem inúmeras pesquisas sendo feitas no campo dos reatores eletrônicos, mas os reatores eletromagnéticos ainda são os mais utilizados comercialmente, devido à sua robustez e baixo custo. Já os reatores eletrônicos, mesmo possibilitando uma maior vida útil da lâmpada, não são utilizados em larga escala devido à sua baixa confiabilidade e custo elevado.

Na medida em que vai envelhecendo, a lâmpada sofre um aumento de tensão em seus terminais, o que é um fator limitante para a vida útil da lâmpada, pois altera a sua resistência

equivalente com o tempo de uso (GROOT e VAN VLIET, 1986). Essa variação da resistência na lâmpada é ilustrada na Figura 1.

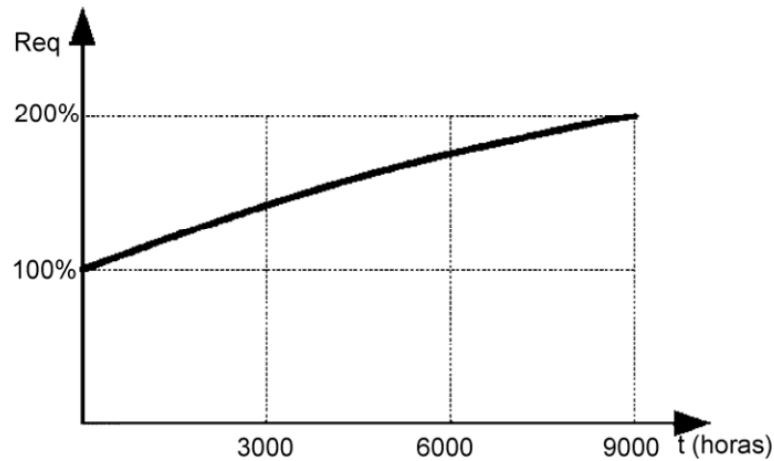


Figura 1 - Alteração da resistência equivalente da lâmpada em função do tempo de operação (GARCIA, et al., 2004).

Este aumento de tensão 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 deste material sobe e induz à elevação da tensão de arco (TOMM, 2011).

Frente a este contexto, é possível valorizar ainda mais os reatores eletrônicos, pois permitem que a vida útil da lâmpada seja aumentada a partir da realização do controle da potência, mesmo com a variação dos parâmetros do dispositivo. Para tanto é necessário que se obtenha a leitura da tensão e corrente sobre a lâmpada, dando suporte à malha de realimentação do circuito do reator. Tal operação se torna impraticável com a utilização dos reatores eletromagnéticos.

O controle de potência na lâmpada torna-se possível na medida em que se conheça o funcionamento do circuito do reator utilizado. A partir disso é possível obter o modelo matemático que rege o funcionamento da topologia e posteriormente projetar o compensador de malha fechada que irá tornar efetiva a realimentação do circuito e posterior controle em torno dos pontos de operação definidos.

Atualmente o desenvolvimento de tecnologias de dispositivos microcontrolados possibilita opções de controle digital simplificadas e de baixo custo. Estes benefícios possibilitam substituir vários circuitos analógicos por apenas um microcontrolador que faça todas as operações necessárias através da programação em *software*. Este procedimento permite alterar e adequar as diversas variáveis do sistema apenas modificando a estrutura do programa.

Este trabalho propõe a modelagem e controle de uma topologia de reator eletrônico baseada na conexão diferencial de conversores Flyback. A fim de usufruir das vantagens mencionadas sobre os dispositivos microcontrolados, é realizado o projeto de controle digital. A implementação do reator é feita para proporcionar a alimentação de uma lâmpada *HPS* de 70 W, validando o projeto de controle digital com o controle da potência nominal na lâmpada.

Para expor o trabalho realizado foram elaborados 6 capítulos, onde cada um possui o objetivo de exemplificar uma parte importante da pesquisa feita. No capítulo 1 são observadas as descrições e funcionalidades das lâmpadas de descarga em alta pressão (*HID – High Intensity Discharge*), com ênfase na lâmpada *HPS* empregada.

No capítulo 2 é mostrado o reator eletrônico generalizado, com sua diferença para o reator eletromagnético e sua composição e características físicas e elétricas. Também é abordada a conexão diferencial de conversores e junto a isso a integração das etapas que constituem uma topologia de reator eletrônico.

A topologia foco desta pesquisa é apresentada no capítulo 3, onde o conversor integrado proposto por CERVI (2009) é projetado em cada etapa de funcionamento. A seguir, no capítulo 4, é apresentada a modelagem do sistema do reator eletrônico proposto, com as equações matemáticas que descrevem o comportamento físico do sistema.

No capítulo 5 é apresentado o controle digital para que o reator eletrônico atenda as normas existentes e obtenha a adequada operação da lâmpada através do emprego de um microcontrolador.

No capítulo 6 são apresentados os resultados experimentais obtidos a partir da implementação de um protótipo.

CAPÍTULO 1

LÂMPADAS DE DESCARGA EM ALTA PRESSÃO

Todo aparelho eletrônico é desenvolvido para prover energia a uma determinada carga, e deve ser projetado com base nas características desta. Para o desenvolvimento dos reatores que alimentam as lâmpadas de descarga em alta pressão é fundamental obter todos os conhecimentos possíveis destas lâmpadas a fim de que o projeto seja realizado com êxito. Cada lâmpada possui características individuais importantes e as lâmpadas *HID* são reconhecidas por alguns atributos complexos de seu funcionamento e devem ser sempre considerados no projeto de um reator.

Com o objetivo de contextualizar as lâmpadas *HPS*, serão mostrados neste capítulo diferentes tipos de lâmpadas de descarga em alta pressão, destacando suas respectivas características.

1.1. Lâmpadas de Descarga em Alta Pressão de Vapor de Mercúrio

Estas são as primeiras entre as lâmpadas de descarga em alta pressão, sendo usadas por muito tempo no mercado de iluminação pública. Devido à sua baixa eficácia luminosa (em torno de 50 lm/W) foram gradualmente substituídas por lâmpadas de vapor de sódio em alta pressão e multi-vapor metálico (DALLA COSTA, 2008).

O bulbo externo da lâmpada de mercúrio é fabricado em borosilicato, e suas paredes internas são revestidas por material fluorescente (fósforo) que converte a radiação eletromagnética produzida fora do espectro visível (ultravioleta) em radiação do espectro visível. Isto provoca uma melhora no índice de reprodução de cores da lâmpada ao custo de uma redução de sua eficácia luminosa (ORLETTI, 2005). Apenas 15% da energia elétrica consumida é transformada em luz visível (COSTA, 2005).

1.2. Lâmpadas de Multi-vapor Metálico

São lâmpadas semelhantes às de vapor de mercúrio, nas quais se introduzem, como o próprio nome indica, outros elementos gasosos, de forma que o arco elétrico se realize numa atmosfera mista de vários gases e vapores.

Tal melhoria feita nestas lâmpadas em relação às lâmpadas de vapor de mercúrio resulta em um excelente índice de reprodução de cores (cerca de 90%) e eficiência luminosa de até 100 lm/W. Com estas características, as lâmpadas de multi-vapor metálico são utilizadas para iluminação de residências, assim como em ginásios e estádios para as lâmpadas de maior potência. (SILVA, 2002); (DALLA COSTA, 2008).

1.3. Lâmpadas de Alta Pressão em Vapor de Sódio

A lâmpada de vapor de sódio de alta pressão começou a ser desenvolvida em 1962, mas só em 1965 começou a ser comercializada. O maior problema encontrado no desenvolvimento da lâmpada HPS foi a dificuldade de obter um material apropriado para a construção do tubo de descarga, que permitisse a passagem da luz e fosse resistente ao poder corrosivo do sódio em altas temperaturas. (GROOT e VAN VLIET, 1986).

Estas lâmpadas possuem dois bulbos, sendo o interno feito com um material especial, o óxido de alumínio sintetizado, resistente ao ataque químico do sódio e às altas temperaturas (acima de 120° C). O bulbo externo é feito de borossilicato (vidro duro) no interior do qual é feito vácuo. Tem como principais funções prevenir ataques químicos ao tubo de descarga (bulbo interno) e partes metálicas, bem como ajudar na manutenção da temperatura do tubo de descarga, isolando-o da temperatura ambiente. No bulbo interno há xenônio, que auxilia a ignição, e uma pequena quantidade de amálgama de sódio e mercúrio, que é parcialmente vaporizada quando a lâmpada atinge a temperatura de operação. O mercúrio existente na lâmpada tem várias funções, mas serve principalmente para reduzir a condutibilidade térmica, uma vez que o mercúrio não é bom condutor térmico, o que traz como principal consequência o aumento da eficiência da lâmpada (ANDRÉ, 2004).

A Figura 1.1 mostra a estrutura de uma lâmpada de vapor de sódio em alta pressão.

O princípio de funcionamento da lâmpada HPS consiste em produzir uma descarga elétrica no tubo de descarga, que contém mercúrio, criando um arco luminoso neste ambiente, e fazendo surgir átomos eletricamente excitados. Após a excitação do gás de reação, o mercúrio, o sódio é adicionado à descarga, emitindo radiação em comprimentos de onda

característicos do sódio, especialmente nas chamadas linhas D do espectro. Estas linhas, próximas da região amarela do espectro visível do sódio, possuem comprimentos de onda de 589 e 589,6 nm. A luz emitida pelas lâmpadas *HPS* está muito próxima do pico de sensibilidade fotópica do olho humano, resultando em uma eficiência luminosa bastante elevada (GROOT e VAN VLIET, 1986).

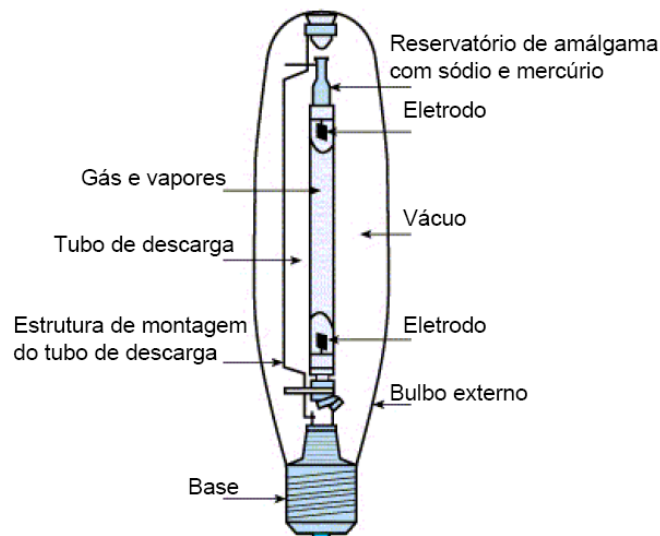


Figura 1.1 – Formatos de – Estrutura da lâmpada de vapor de sódio de alta pressão (ANDRÉ, 2004).

Lâmpadas *HPS* são encontradas em potências que variam de 35 a 2.000 watts. Portanto, podem ter diversas aplicações, que vão desde a iluminação de ambientes internos como estádios, ginásios, fábricas e indústrias, até a iluminação de ambientes externos, como estacionamentos, parques, praças, rodovias, entre outros (EGERT, 2004). Ainda do ponto de vista social a lâmpada de sódio emite menos radiação ultravioleta que a de mercúrio diminuindo a atração de insetos (RODOVALHO, 2009).

A vida média destas lâmpadas é de 24.000 horas até 32000 horas aproximadamente, dependendo do modelo da lâmpada, e sua eficiência estimada em 120 lm/W para as lâmpadas de maior potência, embora em alguns modelos possa chegar a 145 lm/W. Esta alta eficiência luminosa torna a lâmpada de vapor de sódio extremamente atrativa, principalmente na iluminação de grandes áreas, se a reprodução de cores não for fator determinante (ANDRÉ, 2004); (EGERT, 2004); (OSRAM, 2011-2012).

1.4. Ignição e aquecimento da lâmpada *HPS*

Como já foi ressaltado no início deste capítulo, conhecer a carga a ser alimentada pelo reator é de extrema importância. As lâmpadas *HPS* possuem um funcionamento característico e de certa forma complexo, assim como vários outros tipos de lâmpadas de descarga.

A Figura 1.2 mostra claramente as etapas de funcionamento das lâmpadas de descarga em vapor de sódio de alta pressão. Pode-se perceber que para o correto funcionamento da lâmpada, ela precisa passar pelas etapas que vão desde a sua partida até o regime permanente.

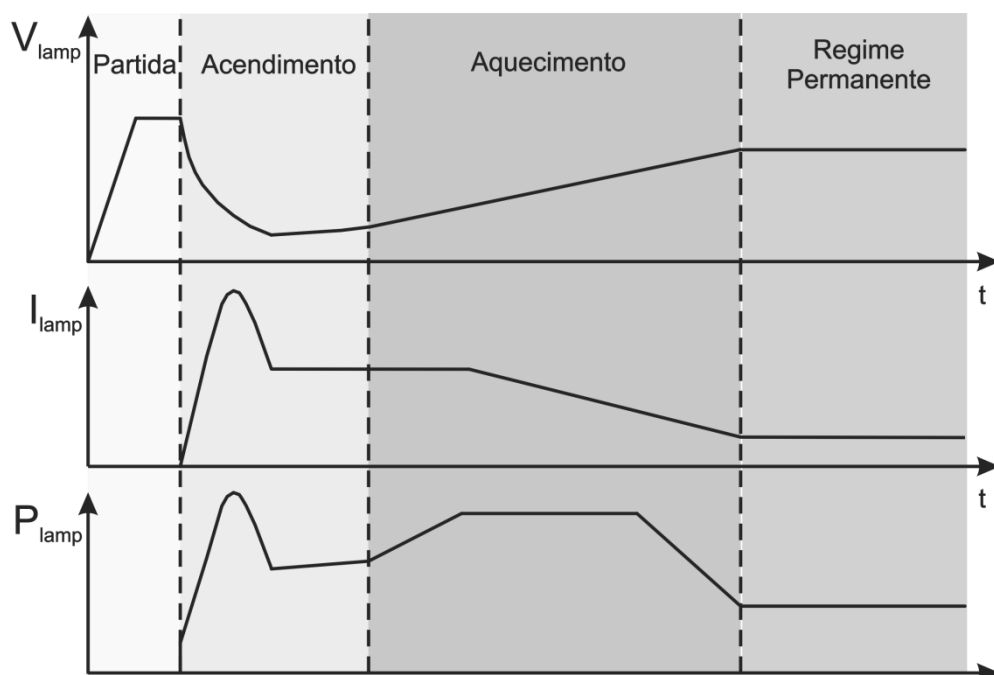


Figura 1.2 – Etapas de funcionamento da lâmpada (adaptado HU (2001))

A Ignição envolve conversão do gás de um estado de não condução para um estado de condutividade. O primeiro estágio importante no processo de ignição, a ruptura do gás de ignição (ou ignição propriamente dita), somente pode ser realizada se o circuito elétrico provê à lâmpada uma tensão de ignição de amplitude e tempo de subida apropriados. O campo elétrico criado pelo pulso de ignição coloca os elétrons livres em movimento, o processo é continuado pela colisão dos elétrons com os átomos, onde novos elétrons são liberados produzindo um efeito avalanche. Este processo é conhecido como avalanche de Townsend (CÓ, 2002).

Este pulso necessário para a ignição da lâmpada deve atender as determinações da norma NBR IEC662, onde define-se que o reator utilizado deva impor um pulso máximo de

tensão de 2500 V na lâmpada, sendo que a sua duração aproximada seja de 2 μ s e seu tempo de subida não seja maior que 1 μ s.

Após a ignição, ocorre a descarga luminescente, caracterizada por pouca emissão de luz. A lâmpada apresenta uma alta impedância. Este efeito acontece porque a temperatura dos eletrodos não é suficiente para que ocorra emissão de elétrons pelo processo térmico. A descarga luminescente provoca deterioração dos eletrodos, por isso não deve se estender por muito tempo. A fonte deve fornecer energia suficiente para o aquecimento dos eletrodos, assim a emissão termiônica se estabelece encerrando a descarga luminescente e iniciando a descarga de arco (ORLETTI, 2005).

Na fase de aquecimento o grande número de elétrons livres aumenta as colisões inelásticas e a temperatura do tubo se elevava. Com isso, o metal existente se vaporiza aumentando a pressão e excitação dos átomos. A partir de então, predominam as radiações de descarga em vapores metálicos (ORLETTI, 2005).

No início do estágio de aquecimento, a tensão da lâmpada cai bruscamente, chegando a aproximadamente 20% do seu valor nominal. A corrente, por sua vez, aumenta e deve ser controlada, de modo a não ultrapassar o limite máximo imposto pela norma NBR IEC662, mas ao mesmo tempo a corrente deve ser suficiente para sustentar o arco de descarga. A tensão da lâmpada aumenta gradualmente enquanto a corrente ainda é controlada (COSTA, 2009).

A partir desta etapa a lâmpada entrará em regime permanente e a sua potência deve ser regulada no valor nominal. Nesta fase a temperatura e a pressão da lâmpada tendem a estabilizar. Entretanto, se ocorrer o desligamento da lâmpada quando esta estiver em regime permanente não será possível obter uma re-ignição até que a temperatura do tubo de descarga reduza. Sem a redução da temperatura o pulso de tensão necessário para a ignição da lâmpada ultrapassa o valor máximo imposto pela norma.

1.5. Ressonância Acústica

Quando uma excitação é periódica (ou oscilatória), o sistema é forçado a vibrar na frequência de excitação. Se a frequência de excitação coincidir com uma das frequências naturais do sistema, uma condição de ressonância é encontrada, e uma vibração de grande amplitude pode surgir (MARCHESAN, 2007); (SINHA, 1992).

Os dispositivos usualmente empregados para o funcionamento das lâmpadas de descarga de alta pressão são os reatores eletromagnéticos ou eletrônicos. Os primeiros funcionam com frequência de operação da rede, ou seja, 50/60 Hz. Já os reatores eletrônicos operam com altas ou extra altas frequências.

As lâmpadas *HID*, quando alimentadas com potências que sejam formas de onda de alta frequência, são atingidas por ondas permanentes de pressão, cujas frequências de ressonância podem estar correlacionadas às frequências em que as distorções do arco ocorrem. Quando a frequência imposta à lâmpada é aumentada, e uma frequência limite é alcançada, as ondas de pressão se propagam, perturbando o arco de descarga. A geração das ondas de ressonância acústica só se torna visível quando a perturbação do arco de descarga nas frequências relevantes é grande o suficiente. Entretanto, a ressonância acústica pode ser detectada em níveis menores de energia, mas não visualmente (GROOT e VAN VLIET, 1986).

Nas lâmpadas de descarga de alta pressão a ressonância acústica pode acarretar instabilidade no arco de descarga, variações na intensidade luminosa, mudanças na cor da luz e ainda em casos extremos pode levar à quebra do tudo de descarga.

A tentativa de evitar a ocorrência destrutiva da ressonância acústica através da busca de faixas de frequência em que ela não ocorra é extremamente complexa, devido que a frequência de ressonância depende também das características físicas da lâmpada. Sendo que a construção das lâmpadas não segue uma exata maneira de fabricação, sempre existirão diferentes tipos de lâmpadas. Ainda, com o passar do tempo e o conseqüente envelhecimento da lâmpada, as faixas de ocorrência da ressonância acústica vão se alterando. A Figura 1.3 mostra faixas de frequência de ocorrência da ressonância acústica.

Com o intuito de propiciar a operação dos reatores eletrônicos sem que ocorra o efeito destrutivo da ressonância acústica, são apresentadas na literatura diferentes estratégias para alcançar tal objetivo, como apresentadas a seguir.

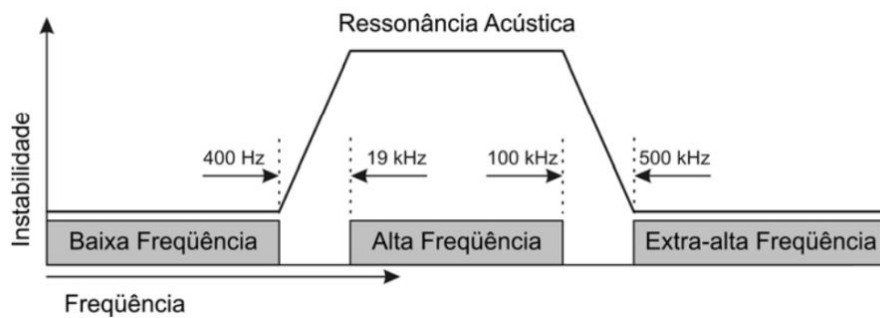


Figura 1.3 – Faixas de frequências e ocorrência da ressonância acústica (FELLOWS, 2003).

1.5.1. Operação com corrente contínua

Como a ressonância acústica acontece devido à oscilação da potência instantânea entregue à lâmpada, uma solução trivial é evitar esta oscilação através da alimentação da lâmpada com corrente contínua. Esta solução implica em uma degradação considerável no tempo de vida útil da lâmpada devido ao fenômeno da cataforese que provoca um desgaste desigual dos eletrodos devido à diferença de temperatura de operação entre os mesmos (TOSS, 2004).

1.5.2. Operação com onda senoidal em baixa frequência

Como percebe-se através da Figura 1.3, nesta faixa de frequências a ressonância acústica não ocorre, mas por outro lado, ocorre a reignição da lâmpada a cada meio ciclo do sinal de alimentação, acarretando picos de tensão na lâmpada e diminuindo a sua vida útil. Este método é utilizado pelos reatores eletromagnéticos que são muito difundidos comercialmente (MARCHESAN, 2007)

1.5.3. Operação com alta frequência fixa

Este método consiste em escolher uma determinada faixa fixa dentro da faixa de altas frequências, onde a ressonância acústica não ocorra. O principal empecilho para este método seria a divergência nos aspectos físicos e envelhecimento das lâmpadas, como já foi dito anteriormente, onde uma mesma faixa fixa de frequência não poderia ser empregada para alimentar diferentes lâmpadas. Existem estudos que visam identificar a ocorrência da

ressonância e assim variar a frequência de operação (YAN, *et al*, 2001); (ZHOU, 1999). Entretanto, a energia de ativação das ressonâncias muda conforme o envelhecimento da lâmpada, fazendo com que este método não seja totalmente imune às ressonâncias acústicas (KIRSTEN, 2011).

1.5.4. Operação com onda quadrada de baixa frequência

Outra forma de evitar a ocorrência da RA de forma destrutiva é através da alimentação com forma de onda quadrada em baixa frequência. Desta forma, a potência entregue à lâmpada é constante, o que evita a re-ignição da lâmpada e a ocorrência do cintilamento luminoso, evitando reduzir sua vida útil (COSTA, 2009).

Esta abordagem de operação parece ser a mais prudente e difundida entre os pesquisadores da área ((CÓ, 2002); (SHEN, *et al*, 2002); (MARCHESAN, 2007), (DALLA COSTA, 2007)).

1.5.5. Operação em extra-alta frequência

Alguns trabalhos são encontrados na literatura propondo esta prática (RIBAS, *et al.*, 2005), (LIN e WANG, 2006). Percebe-se que nesta área de operação também não é excitada a ressonância acústica, mas pode tornar-se uma estratégia complexa, devido às grandes perdas em comutação geradas, sendo necessárias técnicas de comutação suave, podendo tornar inviável a implementação do reator. A geração de interferências eletromagnéticas também se acentua com esta abordagem.

Dentre as opções de operações para o funcionamento de um reator eletrônico a questão mais adequada e praticável é a alimentação da lâmpada de descarga em alta pressão com um sinal quadrado de baixa frequência.

Considerando-se a utilização de um conversor CC/CC operando em alta frequência (faixa em que possibilita melhor rendimento ao conversor) para controlar a potência na lâmpada, ligado a um estágio inversor para gerar uma tensão quadrada, deve-se levar em conta que há um nível de ondulação em alta frequência dessa tensão (CERVI, 2009). Isso é observado através da Figura 1.4.

O tempo de inversão da onda quadrada deve ser pequeno o suficiente para evitar a re-ignição da lâmpada e a ondulação do sinal CC de cada estágio tem que respeitar certos níveis de ondulação para não excitar o fenômeno da ressonância acústica.

DALLA COSTA (2007) realiza uma análise do efeito visível das ressonâncias acústicas excitadas por essa ondulação de alta frequência, em lâmpadas *HID* com diferentes níveis de envelhecimento (100, 2.500 e 5.000 horas). Após o experimento verificou-se que uma ondulação em alta frequência de 10% da tensão da lâmpada resulta em uma excitação visível da ressonância acústica apenas em poucas faixas de frequências, e essa ondulação não resulta em efeito visual significativo nas lâmpadas ensaiadas, quando compreendida na faixa de frequências entre 60 e 150 kHz. Os resultados apresentados indicam também que uma ondulação de 5% da tensão nominal não resulta em ressonância acústica detectável visualmente, dentro das faixas de frequência ensaiadas (1 a 200 kHz).

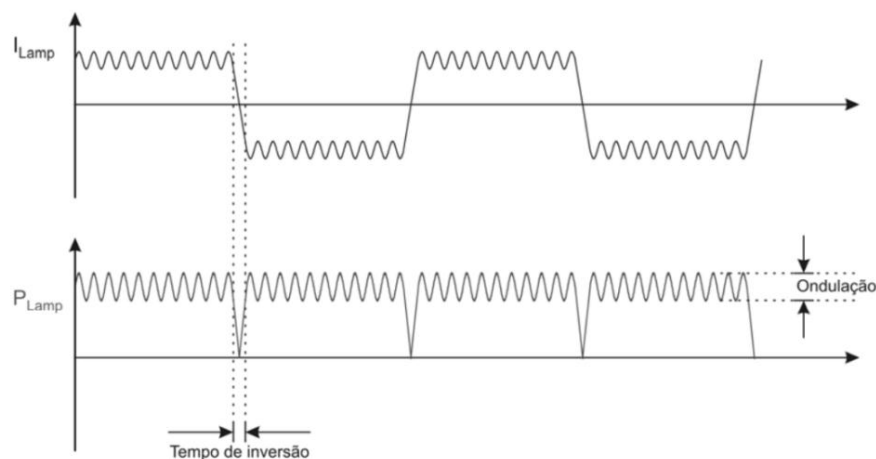


Figura 1.4 – Representação da onda quadrada em baixa frequência com ondulação em alta frequência (CERVI, 2009).

1.6. Conclusão

Este capítulo abordou os principais tipos de lâmpadas pesquisadas neste trabalho e suas características. A partir da explanação dos pontos positivos e também de questões adversas enfrentadas com a pesquisa envolvendo as lâmpadas *HID* foi possível obter algumas diretrizes importantes para o restante do trabalho.

As lâmpadas de descarga de alta pressão possuem uma larga aplicação no nosso cotidiano, sendo responsáveis por grande parte das utilizações na área de iluminação.

Um dos principais problemas encontrados em lâmpadas *HID* é a ressonância acústica. A solução para esse problema empregando reatores eletrônicos pode ser obtida operando o reator eletrônico em alta frequência e alimentando a carga com uma onda quadrada de baixa frequência.

CAPÍTULO 2

REATORES ELETRÔNICOS

Devido à complexidade em se obter um reator eletrônico que atinja as necessidades das lâmpadas e imposições das normas a serem respeitadas, os reatores eletromagnéticos ainda são a alternativa utilizada comercialmente para este fim. Os reatores eletromagnéticos possuem características importantes, tais como: baixo custo, simplicidade e confiabilidade, mas apresentam diversos inconvenientes, incluindo grande peso e volume, geralmente baixo fator de potência e baixo rendimento, regulação pobre de potência, sensibilidade aos afundamentos de tensão da rede e necessidade de um ignitor externo para a partida da lâmpada (BUTTENDORFF, 2003).

Mas os reatores eletrônicos possuem características determinantes que elevam cada vez mais a existência de pesquisas na área de eletricidade e iluminação. Com o uso destes reatores é possível a manutenção da potência entregue à lâmpada no valor nominal independentemente da variação da rede elétrica e da impedância da lâmpada; capacidade de reduzir a potência entregue à lâmpada de maneira relativamente simples e por parâmetros definidos (horário, movimento, luminosidade ambiente); 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 a sobre tensões e ou flutuações de grande ordem; estimar a vida útil da lâmpada e informar via rede a necessidade de troca da mesma (TOMM, 2007).

Neste capítulo são abordadas as características necessárias ao funcionamento adequado de um reator eletrônico, através das diversas alternativas existentes usadas para a escolha da topologia e seu respectivo projeto e desenvolvimento.

2.1. Estrutura dos reatores eletrônicos

Com a avaliação anterior de que o melhor modo para alimentar as lâmpadas HID é através de um sinal de saída com a forma de onda quadrada em baixa frequência, necessita-se buscar qual o melhor modelo de reator eletrônico a ser estudado.

As topologias comumente estudadas, a fim de atender este objetivo, possuem três estágios de tratamento da energia fornecida pela rede elétrica, como mostra a Figura 2.1, um estágio responsável pela correção do fator de potência, um estágio para o controle de potência e um estágio inversor.

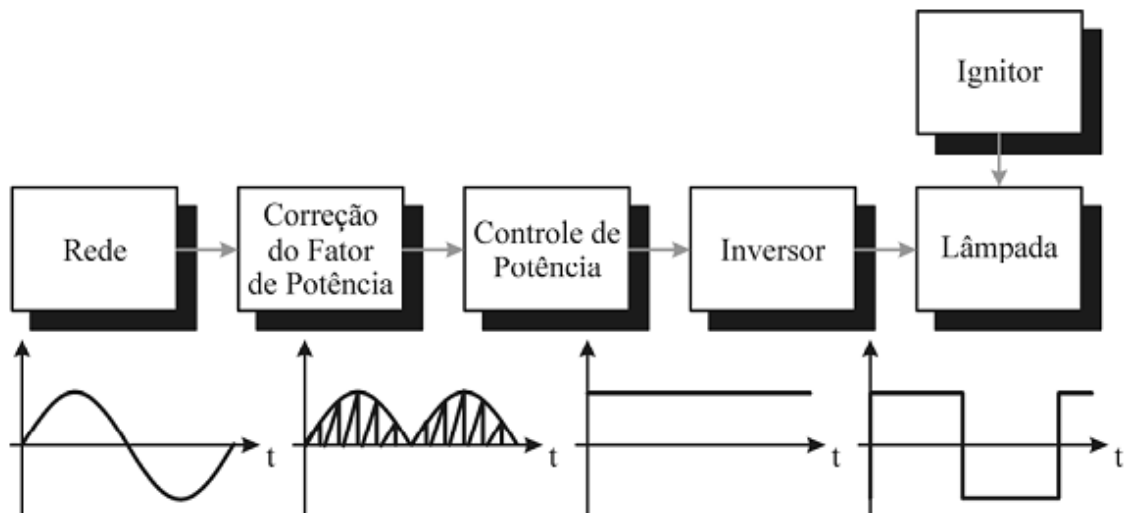


Figura 2.1 – Estágios convencionais que integram os reatores eletrônicos (COSTA, 2009).

2.1.1. Correção do fator de potência

Atualmente os reatores eletrônicos devem seguir os requisitos da norma internacional *IEC 6100-3-2*, que regula a taxa de distorção harmônica e de corrente consumida por estes. Dentro desta norma, os equipamentos de iluminação estão incluídos na classe C, sendo que os limites de emissão de harmônicos para esta classe são mostrados na Tabela 2.1.

A correção do fator de potência (CFP) pode ser feita de forma passiva ou ativa, sendo a diferença fundamental entre os dois métodos a utilização de interruptores controlados (MARCHESAN, 2007).

Tabela 2.1 Limite de emissão de harmônicas para equipamentos classe C segundo IEC 61000-3-2

Ordem da harmônica (n)	Máxima corrente harmônica permitida expressada como porcentagem (%) da fundamental
2	2
3	30
5	10
7	7
9	5
11 ≤ n ≤ 39 (somente ímpares)	3

Na forma passiva são utilizados basicamente filtros LC (indutor e capacitor), uma solução de menor custo e robusta, mas também implica um maior volume da estrutura.

O método ativo de correção do fator de potência é empregado na maioria das topologias de reatores eletrônicos para a alimentação de lâmpadas HPS. Neste método geralmente é utilizado um conversor CC/CC (corrente contínua para corrente contínua) operando no modo de condução descontínua e em alta frequência. Os conversores mais utilizados nesse estágio são o conversor Boost ((CANESIN e BARBI, 1999); (QIAO e M., 2001)) e o Flyback ((SEIDEL, BISOGNO, *et al.*, 2005); (MARCHESAN, 2007)). Porém alguns estudos já foram realizados empregando os conversores Sepic ((SIMONETTI, SEBASTIÁN e UCEDA, 1997); (WAKABAYASHI e CANESIN, 2004)), Buck (DALLA COSTA, 2005), Zeta ((MARCHESAN, 2007)) e Buck-Boost ((CERVI, 2009); (BISOGNO, 2001); (SILVA, 2000)). Este método, embora resulte em componentes que ocupem um volume menor, geralmente agrega ao circuito um aumento nos custos.

Os principais conversores utilizados no estágio de correção de fator de potência e, como será mostrado posteriormente, no estágio de controle de potência, são observados na Figura 2.2.

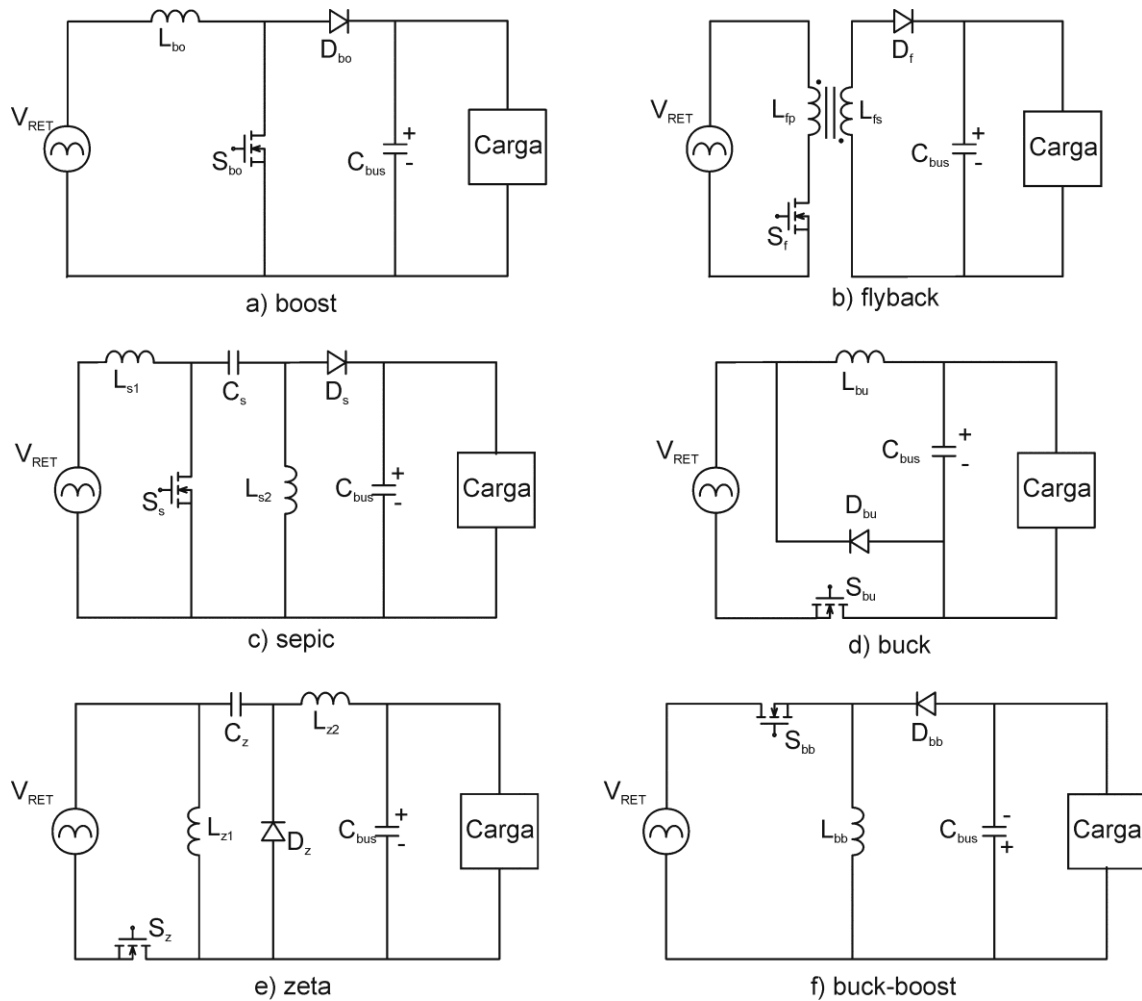


Figura 2.2 -- Principais conversores utilizados em diferentes estágios das topologias de reatores eletrônicos.

2.1.2. Controle da potência

As lâmpadas de alta pressão caracterizam-se como um sistema de fase não mínima, ou seja, essas lâmpadas se comportam como uma impedância com coeficiente de temperatura negativa. Assim, um aumento de temperatura leva a um aumento de corrente que, por conseguinte, leva a um novo aumento de temperatura, repetindo-se e deixando o sistema instável.

A principal função do estágio de controle de potência é impedir que a corrente na lâmpada cresça infinitamente, causando a sua destruição. Em reatores eletromagnéticos, a indutância do reator, em série com a lâmpada,  responsável pelo limite de corrente. Em reatores eletrônicos para lâmpadas HPS, cuja forma de onda na lâmpada seja quadrada em baixa frequência, o estágio de controle de potência (CP) executa esta função. Este estágio

deve ser inserido entre o circuito de correção do fator de potência e o estágio inversor (COSTA, 2009).

2.1.3. Estágio inversor

O estágio inversor é responsável pela transformação da tensão contínua, fornecida pelo estágio de controle de potência, em uma tensão quadrada simétrica a ser aplicada à lâmpada, como já foi mencionado anteriormente. Através deste estágio de inversão é definido o sinal de baixa frequência de operação da lâmpada. As topologias clássicas de reatores que alimentam a lâmpada com forma de onda quadrada em baixa frequência normalmente utilizam no estágio de inversão um circuito inversor ponte completa ou meia ponte (MARCHESAN, *et al.*, 2005).

2.2. Conexão diferencial

A técnica de conexão diferencial de conversores CC/CC consiste basicamente em utilizar dois conversores CC/CC quaisquer, bidirecionais em corrente e simétricos entre si, alimentados a partir de uma fonte comum, e conectados a uma única carga (CERVI, 2009). A Figura 2.3 exemplifica o significado da conexão diferencial.

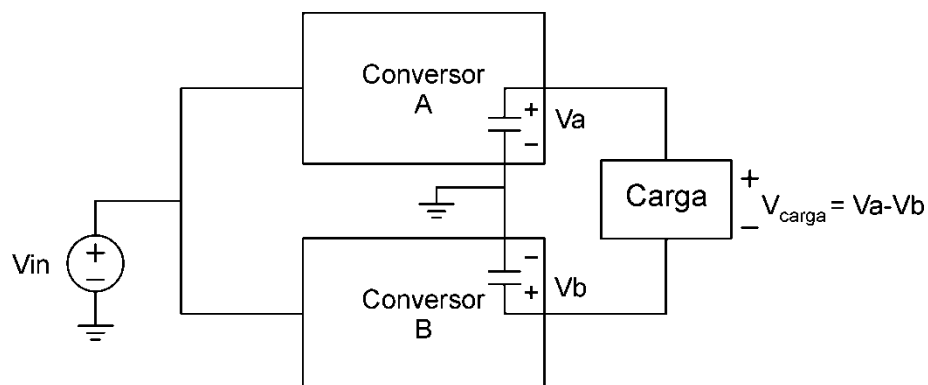


Figura 2.3 – Conexão diferencial de dois conversores (CERVI, 2009).

Os primeiros trabalhos utilizando a conexão diferencial de conversores não pretendiam alimentar lâmpadas de descarga, mas sim foram utilizados na área de telecomunicações (CIMADOR, 1990), e na área de fontes ininterruptas de energia (SKINNER, 1993). Ambos os trabalhos obtinham sinais senoidais na saída dos conversores.

Como foi visto no capítulo anterior, usualmente necessita-se de um conversor adicional para obter o sinal alternado de baixa frequência na lâmpada. Utilizando a conexão diferencial de dois conversores, nota-se que não é mais necessário o conversor adicional. Com a aplicação de uma modulação adequada aos dois conversores CC é possível obter o sinal alternado em baixa frequência desejado a partir dos sinais contínuos A e B.

Outra vantagem da conexão diferencial pode ser percebida a partir do tipo de modulação aplicada aos conversores. Em alta frequência os conversores operam cada um gerando um sinal contínuo, mas dependendo do modo de operação é possível obter diferentes modelos de sinais alternados.

A Figura 2.4 mostra como é possível gerar um sinal senoidal utilizando dois conversores CC/CC. A operação dos interruptores S_1 e S_2 em alta frequência, uma moduladora senoidal permite que a forma de onda V_o também seja senoidal.

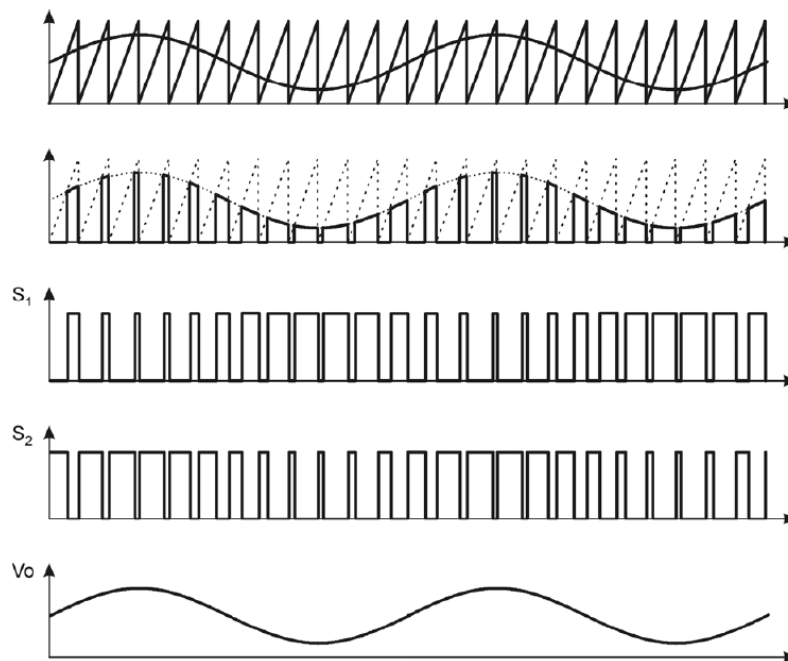


Figura 2.4 – Modulação senoidal da conexão diferencial (CERVI, 2009).

Para aplicações com reatores eletrônicos alimentando lâmpadas de descarga em alta pressão é necessário obter uma onda quadrada de baixa frequência. Para tanto, é necessário apenas que o sinal da moduladora possua esta característica, possibilitando assim o sinal desejado. Na Figura 2.5 é exemplificado como é obtida a onda quadrada de baixa frequência a partir de um conversor bidirecional operando em alta frequência. Aqui temos novamente os

interruptores S_1 e S_2 operando em alta frequência, mas desta vez a moduladora do sinal possui o formato de onda quadrada.

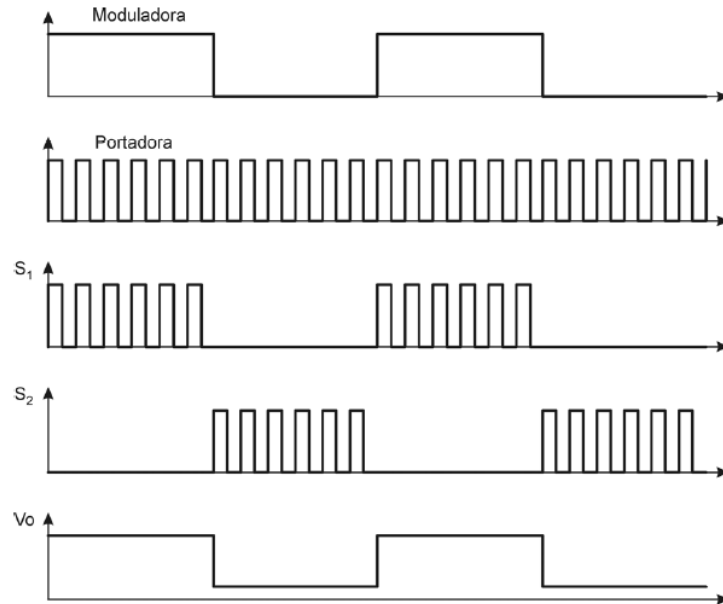


Figura 2.5 – Sinal de baixa frequência modulado como onda quadrada (CERVI, 2009).

A tensão de saída obtida a partir disso será sempre considerada como a diferença de tensões impostas à lâmpada. Sendo assim, a cada semi-ciclo a tensão irá se alterar de positiva para negativa e vice-versa. Essa constatação é melhor observada na Figura 2.6, onde V_a e V_b serão as tensões originadas dos conversores A e B, respectivamente.

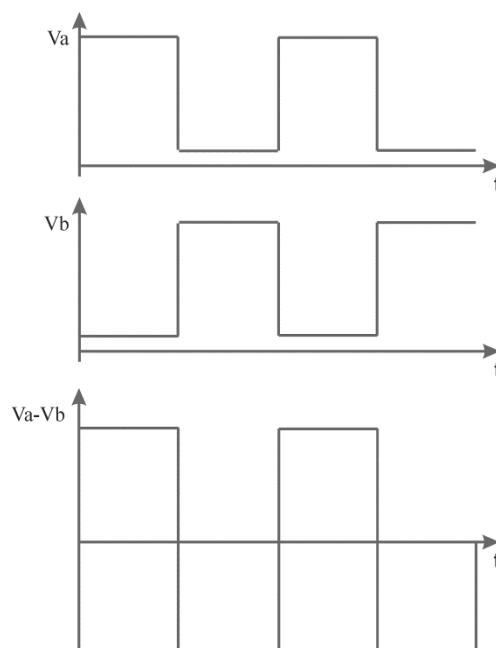


Figura 2.6 – Tensão em forma de onda quadrada obtida pela conexão diferencial.

2.3. Integração de Conversores

Conversores estáticos de potência têm sido amplamente utilizados em diversas aplicações, entre as quais podem ser incluídos conversores ressonantes, reatores eletrônicos, fontes ininterruptas de energia, entre outras. Visando uma melhor qualidade de energia, os conversores estáticos de potência devem possuir uma etapa de correção do fator de potência antes da etapa de controle de potência (conversor CC/CC).

Como no estágio de controle de potência também é utilizado um conversor CC/CC, é vantajoso utilizar a integração dos semicondutores ativos desses conversores, visando diminuir o número de interruptores ativos e dos circuitos de comando, que representam grande parte do custo dos conversores estáticos, e, além disso, aumenta a confiabilidade do sistema (MARCHESAN, 2007). Técnicas de integração de conversores estáticos apresentadas na literatura ((REDL, *et al* 1994); (QIAN, *et al* 1998); (WU e CHEN, 1998)) passaram a ser utilizadas por pesquisadores da área de iluminação para integração dos estágios de correção do fator de potência e de controle de potência, de forma que os dois estágios compartilhassem o mesmo interruptor (COSTA, 2009).

Para que as etapas de CFP e controle de potência possam ser integradas, alguns requisitos devem ser satisfeitos: a frequência de comutação e a razão cíclica dos dois estágios deve ser a mesma. Entretanto, cada conversor opera de forma independente, como se não houvesse o compartilhamento de nenhum componente do circuito. Se satisfeitas essas condições, pode-se substituir os dois interruptores ativos dos conversores por apenas um interruptor.

A principal técnica de integração utilizada por pesquisadores atualmente corresponde ao trabalho de (WU e CHEN, 1998). Essa técnica de integração de conversores CC/CC é chamada *graft-scheme*, e pode ser utilizada se os interruptores controlados a serem integrados apresentam pelo menos um ponto em comum.

A união dos interruptores de dois conversores ligados em cascata possui quatro diferentes modos de integração: tipo T, tipo I-T (inversa em relação ao tipo T), tipo II e tipo I-II (inversa em relação ao tipo II). No tipo T necessita-se que o *source* de ambos dispositivos seja o ponto em comum. O modelo I-T apresenta o dreno como ponto em comum. A conexão do tipo II possui o ponto em comum como sendo o *source* do primeiro interruptor e o dreno do segundo, uma conexão S-D. Já a conexão do tipo I-II é o inverso, com um acoplamento D-S. Na Figura 2.7 são mostrados os diferentes modos de conexão entre os interruptores.

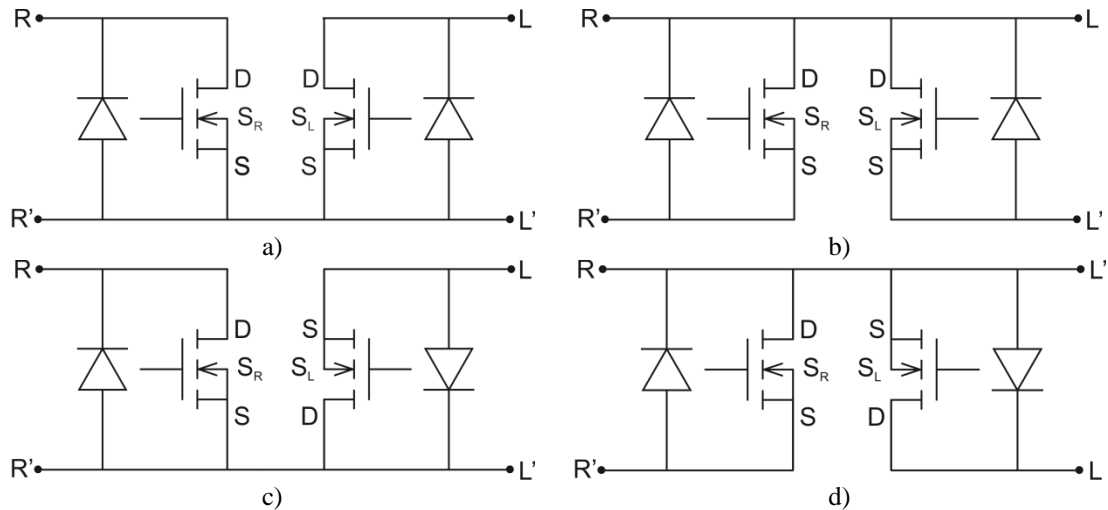


Figura 2.7 – Tipos de integrações: a) tipo T; b) tipo I-T; c) tipo II; d) tipo I-II.

A partir dos diferentes tipos de conexões mostrados na Figura 2.7, originam-se as configurações integradas dos tipos TSS, I-TSS, IISS e I-IISS, que podem ser verificadas na Figura 2.8. Nessas configurações, pode haver interações entre os conversores, levando a operação inadequada do sistema. Assim, outros interruptores não controlados, como diodos, podem ser requeridos para prevenir uma operação inadequada.

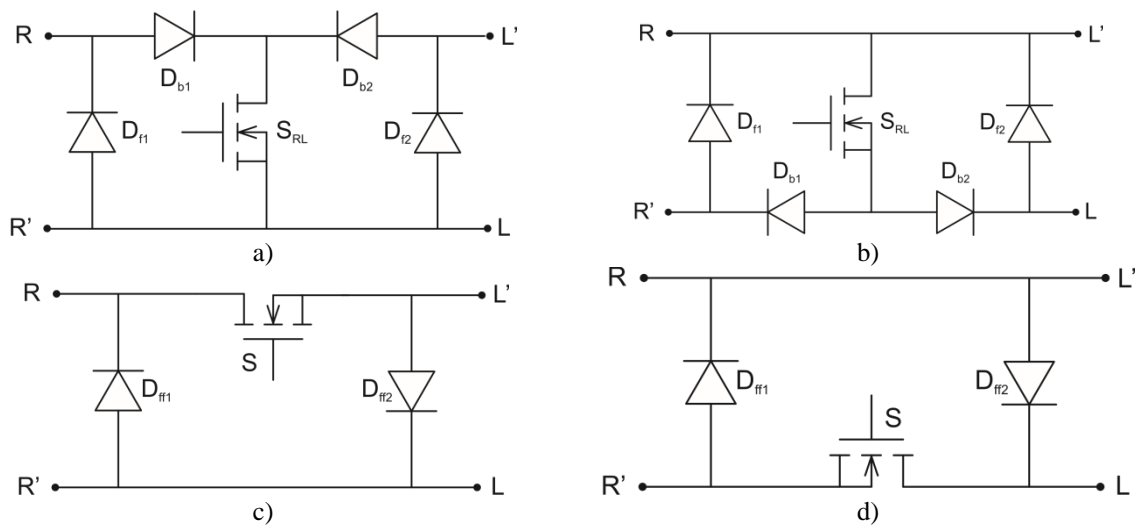


Figura 2.8 – Tipos de configurações: a) tipo TSS; b) tipo I-TSS; c) tipo IISS; d) tipo I-IISS..

O semiconductor utilizado na topologia integrada será estimado de acordo com a técnica empregada, o que resultará em esforços de sobre tensão ou sobre corrente no dispositivo. Para algumas topologias pode-se observar qual a melhor alternativa a ser aplicada

na integração, embora na maioria dos casos só haja uma maneira possível de integração dos conversores.

2.4. Conclusão

Neste capítulo foi realizado o estudo dos reatores eletrônicos utilizados para alimentação de lâmpadas de descarga em alta pressão. Partiu-se da hipótese geral sobre os reatores, mostrando suas características tanto elétricas como estruturais para após serem individualizadas algumas situações, como cada estágio do tratamento da energia, desde a rede elétrica até chegar à carga.

A conexão diferencial de conversores foi analisada, assim como a técnica de integração de estágios dos reatores eletrônicos.

Foi avaliado o estudo de caso entre os reatores eletromagnéticos e os reatores eletrônicos, onde se vislumbra aprimoramentos necessários para que os reatores eletrônicos possam ser considerados aplicáveis comercialmente. É neste contexto que as pesquisas se aprimoram a cada dia para que, através de várias oportunidades e situações, os reatores eletrônicos se consolidem na sociedade.

CAPÍTULO 3

TOPOLOGIA ESTUDADA

As pesquisas em iluminação sempre possuem destaque no ambiente da comunidade científica. Novas ideias sempre estão a surgir na tentativa de contribuir para o melhor aproveitamento da energia elétrica, vindo a obter formas de contribuir para uma melhor conservação do meio ambiente.

Amparado no advento destas novas ideias, CERVI (2009) propõe uma estrutura de reator eletrônico, agregando conceitos aplicados por outros autores e direcionando para o desenvolvimento de uma topologia para a área de eletrônica voltada à iluminação.

Este capítulo propõem o estudo e detalhamento da topologia a ser analisada, sendo necessário para que posteriormente sejam abordadas as contribuições feitas na adaptação da carga alimentada para lâmpadas de descarga em alta pressão de vapor de sódio e na aplicação do projeto do controlador que irá regular a potência na lâmpada.

Na Figura 3.1 é mostrado o circuito completo do sistema estudado, destacando os estágios de correção do fator de potência (conversor Buck-Boost) e de controle de potência (conversores Flyback).

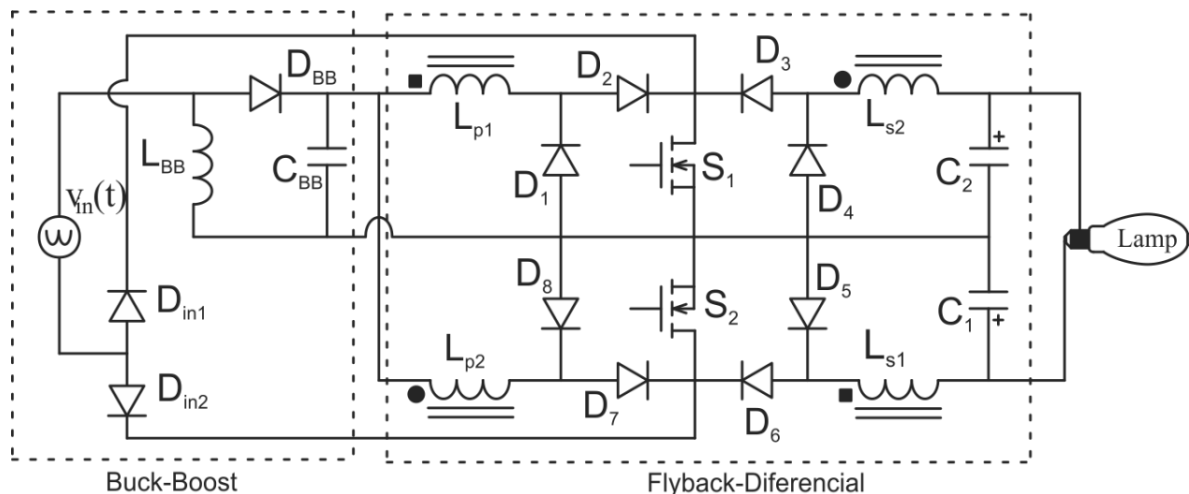


Figura 3.1 – Topologia estudada.

3.1. Conexão diferencial de conversores Flyback

O conversor Flyback, também conhecido como conversor Buck-Boost isolado, é um dos conversores CC/CC mais difundidos em sistemas eletrônicos de alimentação de cargas não-lineares, principalmente em aplicações que requerem isolamento galvânica entre a fonte de alimentação e a carga (CERVI, 2009). Estes conversores possibilitam que, através de uma única fonte, seja obtidas várias saídas e o uso do transformador propicia uma faixa de tensão de saída mais ampla.

Assim como outros conversores, o Flyback pode ser conectado diferencialmente e, com a modulação adequada, pode ser utilizado para alimentar lâmpadas HPS com um sinal quadrado de baixa frequência. A Figura 3.2 exemplifica a conexão diferencial de dois conversores Flyback.

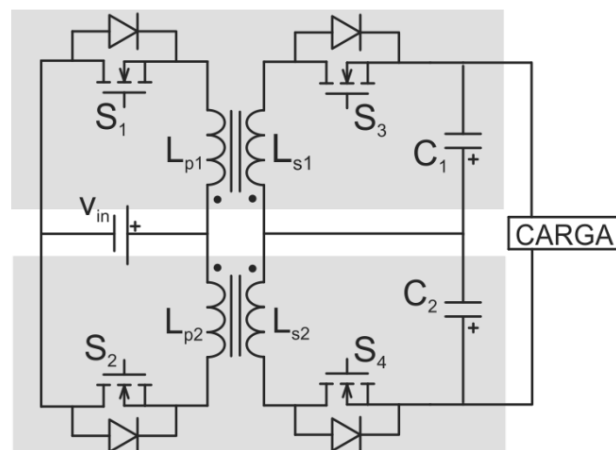


Figura 3.2 – Conexão diferencial de conversores Flyback.

O funcionamento correto deste conversor, para a aplicação aqui desejada, se dá devido à modulação imposta aos interruptores. No momento em que S_1 estiver acionado, juntamente a ele o interruptor S_4 recebe o mesmo sinal de operação. De forma complementar ocorre a operação de S_2 e S_3 . Mas no período em que S_1 e S_4 recebem sinal de operação o mesmo não acontece com S_2 e S_3 .

Durante o intervalo de tempo referente a um semi-ciclo de tensão positiva na lâmpada, um conversor opera em sua forma de polarização direta, transferindo energia da fonte à carga, como é o caso do conversor A, na Figura 3.3. Nesse mesmo intervalo de tempo, o outro conversor é polarizado reversamente, transferindo energia da carga à fonte, como no caso do conversor B na Figura 3.3 (CERVI, 2009).

Para o período de tensão negativa na lâmpada os papéis se invertem, sendo que o conversor B entrega energia proveniente da fonte para a carga e o conversor A faz o contrário, transfere energia da saída para a fonte, como podemos ver na Figura 3.4.

Assim, a tensão resultante na lâmpada será uma onda quadrada de baixa frequência, o que resultará numa potência praticamente constante, já que a sua corrente terá a mesma representação da tensão, como pode ser visto na Figura 3.5.

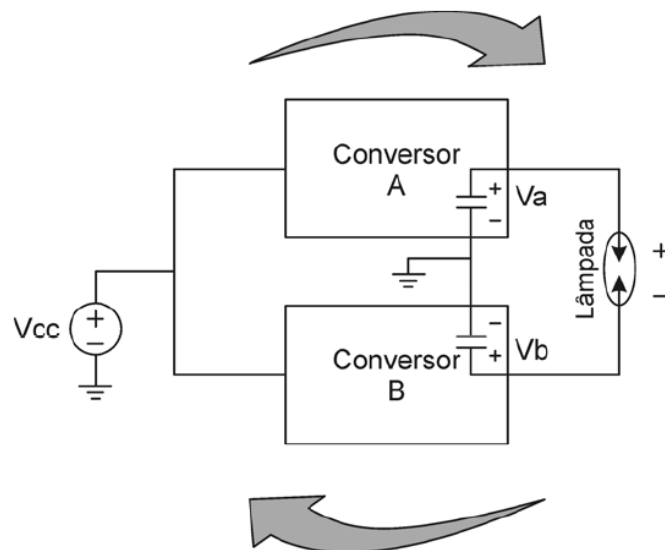


Figura 3.3 – Modulação para tensão positiva na lâmpada (CERVI, 2009).

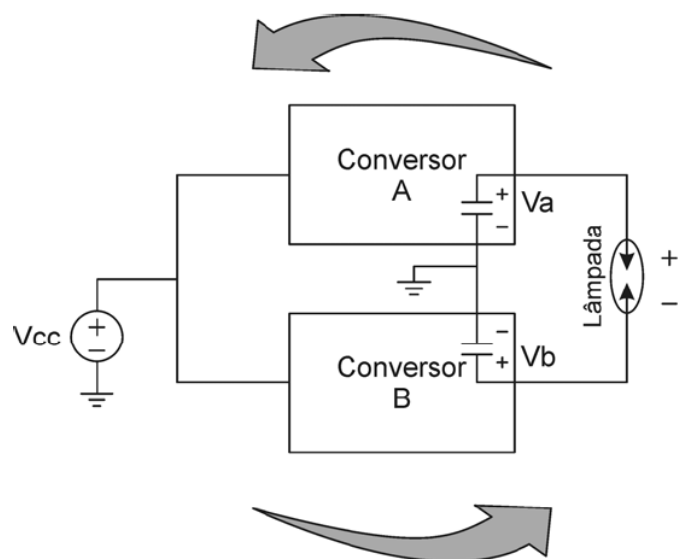


Figura 3.4 – Modulação para tensão negativa na lâmpada (CERVI, 2009).

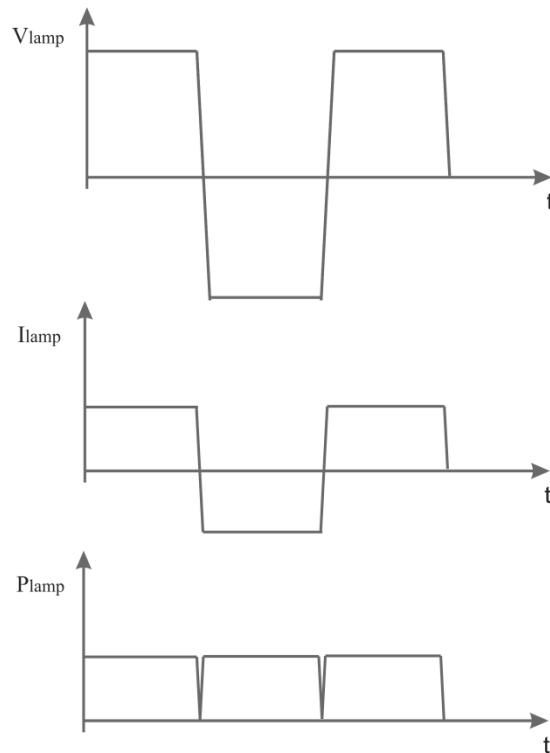


Figura 3.5 – Formas de onda resultantes na lâmpada.

3.2. Integração dos conversores

Como observado no Capítulo 2, é possível obter a integração de conversores através do compartilhamento de seus interruptores. O arranjo dos conversores Flyback em modo de conexão diferencial também propicia esta integração, onde, partindo de quatro interruptores utilizados, torna possível a utilização de apenas dois. Na Figura 3.6 é mostrado o processo de integração do conversor em questão.

Os interruptores S_1 e S_4 podem ser integrados assim como S_2 e S_3 , resultando em apenas dois interruptores S_1 e S_2 , respectivamente. O novo circuito permite simplificar o modo de comando dos interruptores, pois estão referenciados ao mesmo ponto. Uma desvantagem da integração é a perda da isolamento galvânica original do conversor Flyback, mas que não se torna um problema para a topologia, uma vez que essa característica não é necessária ao funcionamento adequado do conversor em modo diferencial.

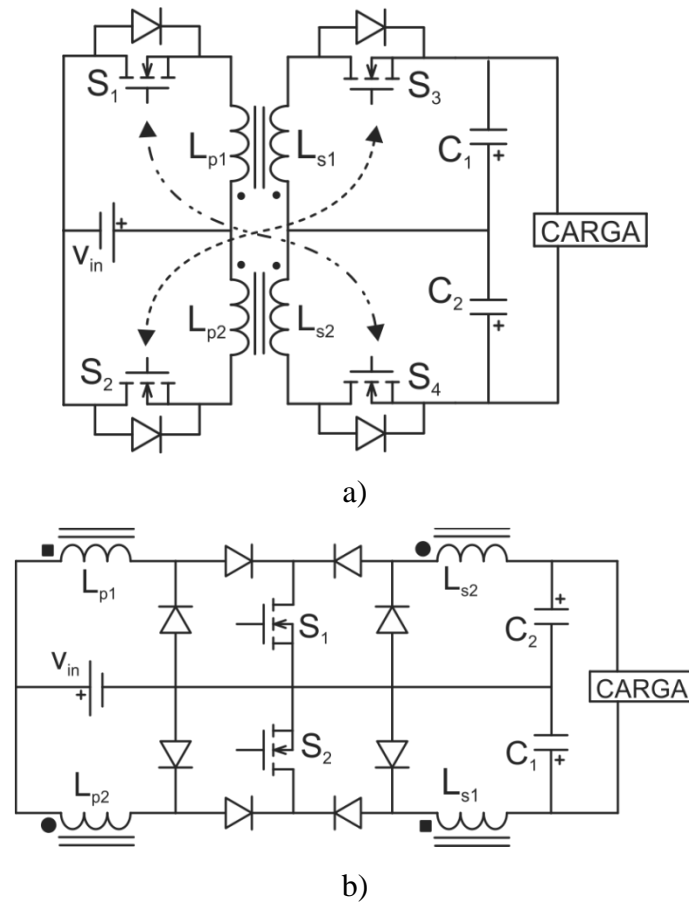


Figura 3.6 – Processo de integração do conversor Flyback diferencial; a) designação dos pares de interruptores a serem compartilhados; b) resultado da integração.

3.2.1. Integração ao estágio CFP

Já foi mencionado o fato de estágio de correção do fator de potência ser importante e necessário na composição dos reatores eletrônicos. No caso da topologia estudada é proposto o estágio CFP ativo, e o conversor usado para esta função é o conversor Buck-Boost (Figura 2.2f). Tal escolha deve-se ao fato da necessidade, a fim de possuir o mínimo de interruptores, do conversor do estágio de CFP integrar-se ao estágio de controle de potência, onde o conversor Buck-Boost possui os requisitos necessários à integração (CERVI, 2009).

3.3. Etapas de operação

O princípio de operação da topologia é baseado na modulação dos interruptores S_1 e S_2 . Ambos operam em alta frequência, mas com uma modulação de baixa frequência alternada.

Para uma tensão positiva na lâmpada, o interruptor S_1 é acionado em alta frequência. No primeiro passo, quando o interruptor S_1 é ativado durante um período de razão cíclica específica, o indutor L_{BB} armazena energia proveniente da fonte de entrada, enquanto que o indutor L_{p1} armazena energia oriunda do capacitor C_{BB} e o indutor L_{s2} armazena energia obtida do capacitor C_2 . Esta etapa pode ser verificada na Figura 3.7.

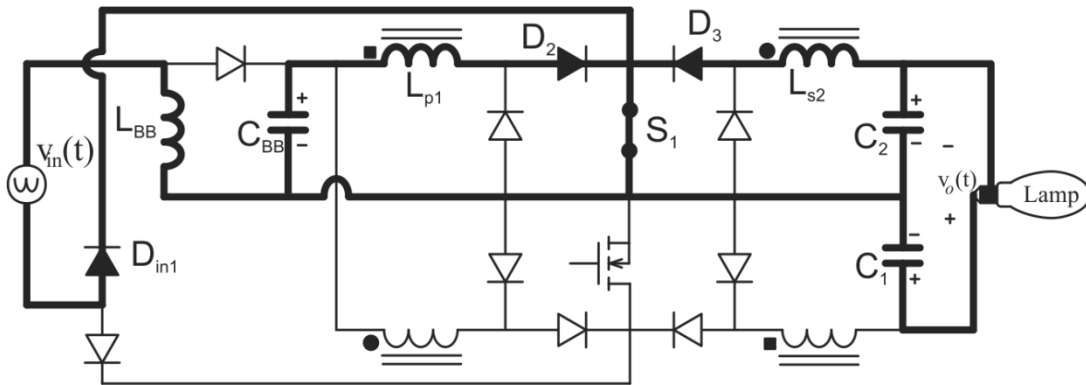


Figura 3.7 – Primeiro passo de operação para tensão positiva na lâmpada.

No período seguinte o interruptor S_1 é desativado. Assim a energia armazenada nos indutores será descarregada. A energia de L_{BB} é transferida para o capacitor de barramento C_{BB} , assim como a energia do indutor L_{p2} . O capacitor C_1 recebe a energia transferida de L_{s1} (Figura 3.8). Durante este processo, em que S_1 é ligado e desligado, a lâmpada estará sempre com uma tensão positiva, conforme a referência adotada.

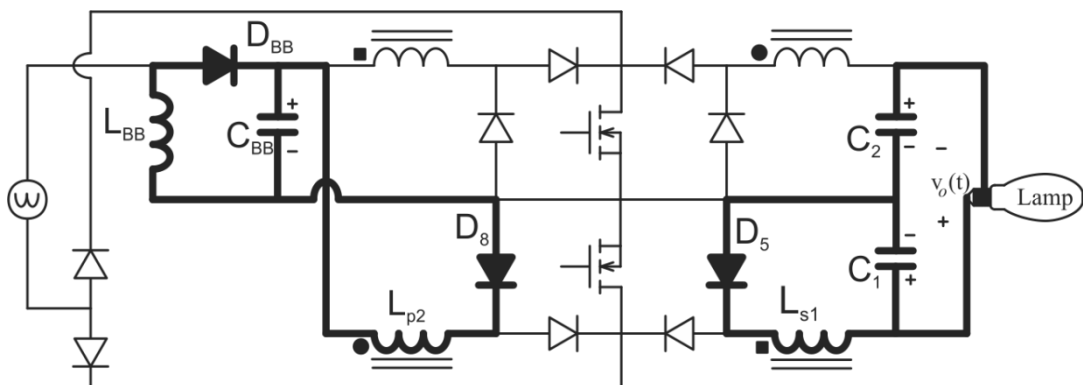


Figura 3.8 – Segundo passo de operação para tensão positiva na lâmpada.

A tensão negativa na lâmpada é obtida de maneira análoga, sendo nesta etapa o interruptor S_2 controlado em alta frequência. Com o interruptor ativo, a energia provida da

tensão de entrada é transferida para o indutor L_{BB} , enquanto que a energia do capacitor C_{BB} é direcionada para o indutor L_{p2} . A energia do capacitor C_1 é transferida para L_{s1} . Quando o interruptor é desativado, a energia armazenada em L_{BB} é transferida para o capacitor de barramento C_{BB} , assim como a energia de L_{p1} . O indutor L_{s2} irá transferir a energia para o capacitor C_2 . Nesse estágio a lâmpada apresenta uma tensão negativa imposta pelo conversor.

3.4. Projeto da Topologia

3.4.1. Filtro de entrada

A fim de obter um alto fator de potência no circuito e também para evitar que as componentes de alta frequência sejam inseridas na rede, se faz necessário que a topologia possua um filtro de entrada, localizado entre rede de alimentação e o circuito CFP. Outra vantagem do filtro é a diminuição dos picos na corrente de entrada, o que promove a diminuição da interferência eletromagnética.

Com o objetivo de filtrar as componentes harmônicas citadas é utilizado um filtro LC conforme é mostrado na figura 3.9.

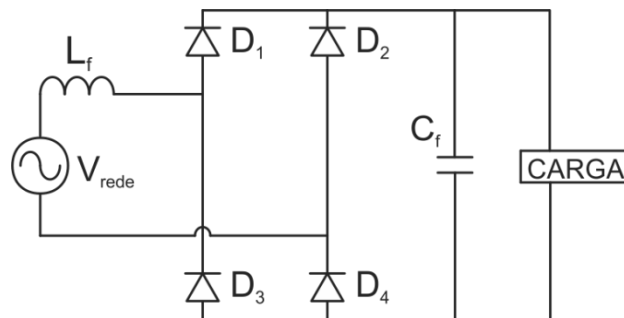


Figura 3.9 – Filtro LC de entrada.

Para o projeto do filtro, primeiramente considera-se uma frequência de corte dez vezes inferior à frequência de comutação (3.1) (BISOGNO, 2001).

$$f_c = \frac{f_s}{10} \quad (3.1)$$

A função de transferência característica do circuito LC, um sistema de segunda ordem, é dada por:

$$G_f(s) = \frac{\frac{1}{L_f \times C_f}}{s^2 + \frac{1}{C_f \times R_f} \times s + \frac{1}{L_f \times C_f}} \quad (3.2)$$

Onde a resistência equivalente R_f seria a carga colocada após o filtro, e é dada por:

$$R_f = \frac{V_{in(pk)}}{I_{in(pk)}} \quad (3.3)$$

A equação característica de um filtro de segunda ordem é dada pela equação (3.4).

$$G(s) = \frac{\omega_c^2}{s^2 + 2 \times \xi \times \omega_c \times s + \omega_c^2} \quad (3.4)$$

A frequência angular de corte é representada por ω_c (equação (3.5)) e o termo ξ é o coeficiente de amortecimento, normalmente adotado com um valor maior ou igual a 0,707, para não haver pico de ressonância na frequência de corte (OGATA, 2003).

$$\omega_c = 2 \times \pi \times f_c \quad (3.5)$$

Assim, os valores do capacitor C_f e do indutor L_f que formam o filtro de entrada podem ser encontrados a partir das equações (3.6) e (3.7).

$$C_f = \frac{1}{2 \times \xi \times \omega_c \times R_f} \quad (3.6)$$

$$L_f = \frac{1}{\omega_c^2 \times C_f} \quad (3.7)$$

3.4.2 Estágio CFP

Considerando a tensão de entrada um sinal senoidal retificado e a tensão de saída deste estágio um sinal constante, podem ser analisadas as potências de entrada e de saída. Sendo imposta a condição de idealidade para todos os elementos da topologia, a potência permanece a mesma tanto na entrada como na saída dos conversores.

Em DALLA COSTA (2008) propõe-se um método de análise de conversores integrados, onde se aproximam os conversores utilizados por resistências equivalentes e leva-se em conta a potência de entrada, a potência transferida do estágio CFP para o estágio de controle de potência e também o capacitor de acoplamento. O circuito simplificado a ser analisado é mostrado na Figura 3.10, sendo este válido desde que se garanta que os conversores operem em condução descontínua.

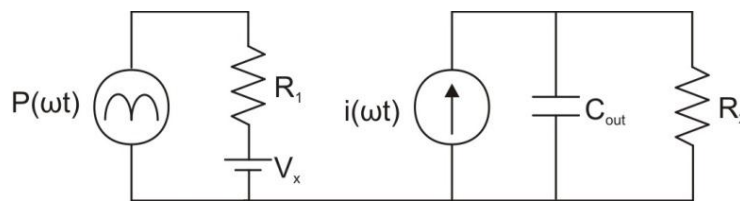


Figura 3.10 – Circuito equivalente para os conversores integrados.

A potência de entrada é dada por $P(\omega t)$. V_x representa uma fonte de tensão CC, apenas para o conversor Buck, para os demais conversores, como no caso do Buck-Boost, possui valor zero. A fonte de corrente $i(\omega t)$ é a corrente de saída do estágio de CFP, onde a componente alternada de $i(\omega t)$ circulará pelo capacitor C_{out} e a componente CC por R_2 . Os resistores R_1 e R_2 representam, respectivamente, as resistências equivalentes do estágio CFP e do estágio de controle de potência. C_{out} é o capacitor de barramento que liga os dois estágios.

Sendo $P(\omega t)$ a potência, tem-se:

$$P(\omega t) = \frac{(V_p \cdot \text{sen}(\omega t))^2}{R_1} \quad (3.8)$$

Onde R_1 vale:

$$R_1 = \frac{E}{I_{1_méd}} \quad (3.9)$$

$I_{1_méd}$ é obtido por

$$I_{1_méd} = I_{1_pico} \cdot \frac{D \cdot T}{T} \cdot \frac{1}{2} \quad (3.10)$$

Onde D é a razão cíclica e T o período da frequência de comutação.

Sendo I_{1_pico} :

$$I_{1_pico} = \frac{E}{L_1} \cdot D \cdot T \quad (3.11)$$

Onde E é a tensão de entrada e L_1 a indutância do indutor do CFP.

A Figura 3.11 mostra a forma de onda da corrente no conversor Buck-Boost CFP.

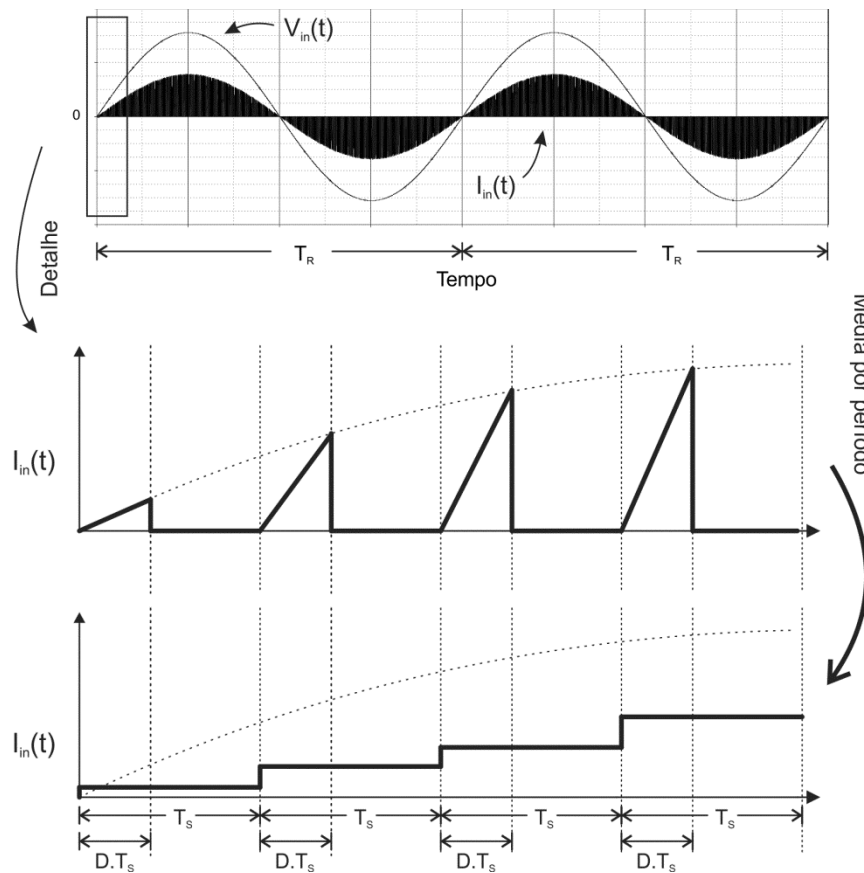


Figura 3.11 – Forma de onda da tensão e corrente no conversor Buck-Boost CFP (acima); detalhe da corrente (meio); corrente média por período (abaixo) (KIRSTEN, 2012).

Assim temos $I_{1_méd}$

$$I_{1_méd} = \frac{E}{L_1} \cdot \frac{D^2 \cdot T}{2} \quad (3.12)$$

E por consequência R_1 :

$$R_1 = \frac{2 \cdot L_1}{D^2 \cdot T} \quad (3.13)$$

A partir disso a potência é dada por

$$P(\omega t) = \frac{D^2 \cdot T \cdot V_p^2 \cdot \text{sen}^2(\omega t)}{2 \cdot L_1} \quad (3.14)$$

Sendo

$$i(\omega t) = \frac{P(\omega t)}{V_{dc}} \quad (3.15)$$

Temos que:

$$i(\omega t) = \frac{D^2 \cdot T \cdot V_p^2 \cdot \text{sen}^2(\omega t)}{2 \cdot L_1 \cdot V_{dc}} \quad (3.16)$$

Como apenas a parcela CC de corrente circula por R_2 , obtemos:

$$V_{dc} = \overline{i(\omega t)} \cdot R_2 \quad (3.17)$$

Onde

$$\overline{i(\omega t)} = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{D^2 \cdot T \cdot V_p^2 \cdot \text{sen}^2(\omega t)}{2 \cdot L_1 \cdot V_{dc}} d\omega t \quad (3.18)$$

$$\overline{i(\omega t)} = \frac{D^2 \cdot T \cdot V_p^2}{4 \cdot L_1 \cdot V_{dc}} \quad (3.19)$$

E a partir da relação abaixo

$$V_{dc}^2 = \frac{D^2 \cdot T \cdot V_p^2}{4 \cdot L_1} \cdot R_2 \quad (3.20)$$

Encontramos R_2 :

$$R_2 = \frac{V_{dc}}{P_{in,2}} \quad (3.21)$$

A potência de saída irá depender do rendimento da topologia, como observado abaixo:

$$P_{in,2} = \frac{P_{o,2}}{\eta} \quad (3.22)$$

Assim L_1 pode ser obtido por:

$$L_1 = \frac{D^2 \cdot T \cdot V_p^2}{4 \cdot P_o} \cdot \eta \quad (3.23)$$

Para garantir a operação dos conversores em *DCM*, o valor da razão cíclica máxima (D_{max}) é encontrado através da equação (3.24).

$$D_{max} \leq \frac{V_{bus}}{V_{bus} + V_{in(pk)}} \quad (3.24)$$

Onde V_{bus} é o valor da tensão de saída do estágio CFP.

O capacitor de barramento C_{out} é encontrado através da equação (3.25).

$$C_{out} = \frac{D^2 \cdot T \cdot V_p^2}{2 \cdot L_1 \cdot V_{bus}} \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 2 \cdot f \cdot \Delta V} \quad (3.25)$$

3.4.3 Controle de potência

O projeto do estágio de controle de potência, que é formado pelos conversores Flyback ligados de forma diferencial (Figura 3.5b), é realizado de acordo com as definições analisadas em (Cervi, 2009).

Para o período de tensão positiva na lâmpada, durante o período de condução do dispositivo S_1 , as tensões nos indutores são

$$V_{Lp1} = V_{bus} \quad (3.26)$$

$$V_{Ls2} = -V_{C2} \quad (3.27)$$

Já quando S_1 está bloqueado os diodos em antiparalelo aos interruptores conduzem, e então têm-se

$$V_{Lp2} = V_{bus} \quad (3.28)$$

$$V_{Ls1} = -V_{C1} \quad (3.29)$$

Sendo que os conversores operam em *DCM*, pode-se afirmar que

$$\frac{V_{CC} \cdot D \cdot T}{L_{p1}} = \frac{V_{C1} \cdot \Delta \cdot T}{L_{s1}} \quad (3.30)$$

$$\frac{V_{C2} \cdot D \cdot T}{L_{s2}} = \frac{V_{CC} \cdot \Delta \cdot T}{L_{p2}} \quad (3.31)$$

Onde ΔT representa o período de condução dos diodos, que é igual em todos devido às características dos indutores.

Sendo a corrente média em C_1 e C_2 igual a zero, determina-se a corrente na lâmpada em (3.32) e pode-se assumir a igualdade de (3.33).

$$I = I_{Ls1} \Delta = -I_{Lp2} D \quad (3.32)$$

$$\frac{V_{CC} \cdot D \cdot T \cdot \Delta}{2 \cdot L_{p1}} = \frac{V_{C2} \cdot D^2 \cdot T}{2 \cdot L_{s2}} \quad (3.33)$$

Assim, observa-se que

$$V_{C1}(V_{C1} + v_o) = V_{CC}^2 \quad (3.34)$$

$$V_{C2}(V_{C2} + v_o) = V_{CC}^2 \quad (3.35)$$

A partir da corrente de entrada do conversor é possível obter as indutâncias acopladas (L_{fly}), dadas por

$$L_{fly} = \frac{V_{CC} \cdot T}{2 \cdot I_{in}} (D^2 - \Delta^2) \quad (3.36)$$

Os capacitores de saída possuem o mesmo valor e são encontrados a partir de (3.37).

$$C_{1,2} = \frac{I \cdot D \cdot T}{v_o \cdot \Delta V_C} \quad (3.37)$$

3.5. Conclusão

Este capítulo apresentou a topologia em que se baseia o estudo desta dissertação. Foram mostradas as principais ideias que fazem parte da conexão diferencial e da integração dos conversores.

O estágio de CFP foi projetado detalhadamente para atingir as especificações impostas pelas normas e pela integração ao estágio de controle de potência. Nestes mesmos aspectos foi projetado o filtro de entrada da topologia.

O projeto do estágio de controle de potência não foi abordado detalhadamente pois é um assunto já especificado por (CERVI, 2009).

CAPÍTULO 4

MODELAGEM DO SISTEMA

Com o objetivo de tornar mais acessível a modelagem do sistema, deve-se observar que o conversor de estágio CFP Buck-Boost opera em modo de condução descontínua, sendo possível considerá-lo como uma resistência. Assim, pode-se simplificar o circuito substituindo o conversor Buck-Boost e o capacitor de barramento do sistema por uma fonte de tensão contínua. Esta modificação não afetará o desempenho da modelagem, pois o conversor CFP, operando em *DCM*, não interfere na dinâmica do sistema.

Outra simplificação possível de ser feita é a substituição da lâmpada *HID* por uma resistência que emule o seu funcionamento. O modelo padrão de lâmpadas *HPS* usualmente encontrado na literatura ((DENG e CUK, 1997); (ALONSO, DALLA COSTA e RAMOS, 2005)), remete à característica de impedância incremental negativa, que pode ser modelada como mostrado em (4.1), através de um pólo (*p*), um zero (*z*) e um ganho (*k*).

$$Z_L(s) = k \times \frac{(s+z)}{(s+p)} \quad (4.1)$$

O projeto de controle do sistema realimentado possui uma banda passante muito lenta, e se encontra abaixo da frequência da dinâmica da lâmpada. Neste contexto é possível desprezar a ação do pólo e do zero (4.1), levando em conta apenas seu ganho (*k*). Assim pode-se optar por considerar a carga como uma simples resistência, não afetando a modelagem e o projeto do controle.

4.1. Modelo em espaço de estados

O sistema a ser considerado para obter o modelo em espaço de estados é o circuito da Figura 4..

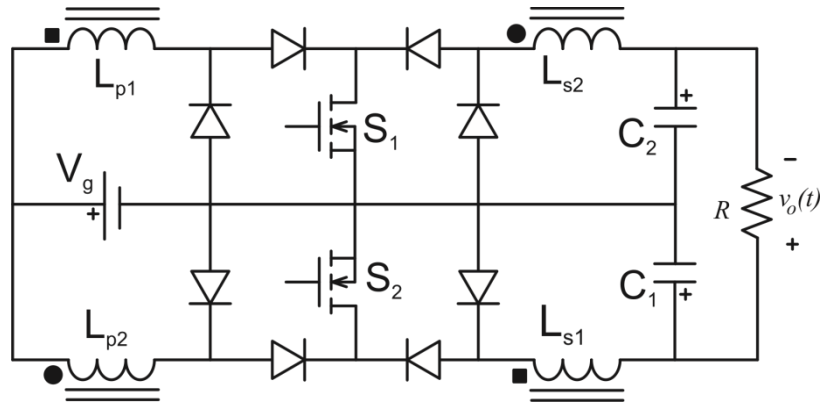


Figura 4.1 – Circuito utilizado para modelagem do sistema.

A fonte de tensão V_g substitui o capacitor de barramento da topologia original e para fins de simplificações futuras a lâmpada é substituída por uma resistência equivalente.

O modelo padrão de representação em espaço de estados está representado em (4.2).

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx + Du \end{aligned} \quad (4.2)$$

Onde x é o vetor de estados, u é o vetor de entrada e A , B , C , D são respectivamente as matrizes de transição de estados, de entrada, de saída e de transmissão direta.

Os parâmetros a serem modelados (vetor de estados) serão as correntes nos indutores acoplados (i_1 e i_2) (Figura 4.2) e as tensões nos capacitores de saída ($v_{C1} = v_a$ e $v_{C2} = v_b$).

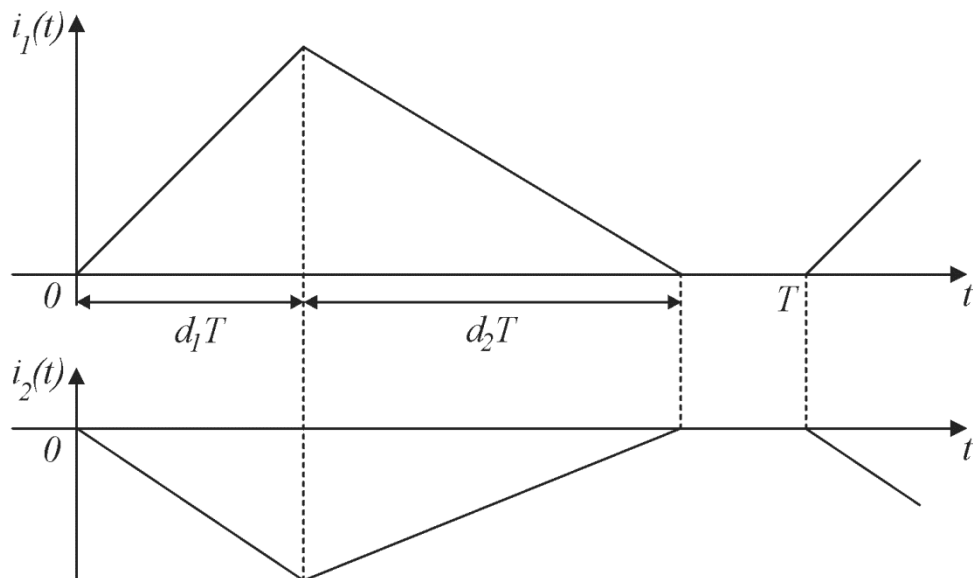


Figura 4.2– Correntes i_1 e i_2 modeladas como parâmetros do sistema.

A operação no modo de condução descontínuo de um conversor irá diferir do modo contínuo por apresentar um intervalo de tempo adicional em cada ciclo de comutação, durante o qual a corrente no indutor é nula.

As etapas de operação do circuito podem ser observadas de acordo com as correntes dos conversores Flyback, mostradas na Figura 4.3. Percebe-se que para o intervalo de tempo de $0 \leq t \leq d_1T$ o interruptor está em condução e a indutância de magnetização é carregada. No intervalo de $d_1T \leq t \leq d_2T$ a energia armazenada é descarregada e chega a zero. Para o intervalo $d_2T \leq t \leq T$ a corrente permanece nula. A razão cíclica do conversor é representada por d_1 .

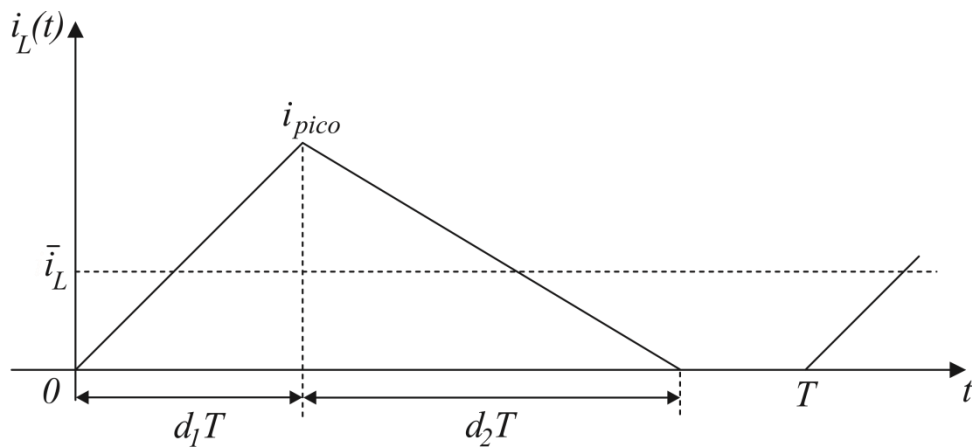


Figura 4.3– Corrente de magnetização em modo *DCM* para os conversores Flyback.

Assim, o modelo em espaços de estado para funcionamento em *DCM* será dado por (4.3), (4.4) e (4.5).

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}_1\mathbf{x} + \mathbf{B}_1\mathbf{u} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{C}_1\mathbf{x} + \mathbf{D}_1\mathbf{u} \end{aligned} \quad \text{para } 0 \leq t \leq d_1T, \quad (4.3)$$

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}_2\mathbf{x} + \mathbf{B}_2\mathbf{u} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{C}_2\mathbf{x} + \mathbf{D}_2\mathbf{u} \end{aligned} \quad \text{para } d_1T \leq t \leq d_2T, \quad (4.4)$$

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}_3\mathbf{x} + \mathbf{B}_3\mathbf{u} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{C}_3\mathbf{x} + \mathbf{D}_3\mathbf{u} \end{aligned} \quad \text{para } d_2T \leq t \leq T, \quad (4.5)$$

onde assume-se que o vetor $\mathbf{x} = [i_1 \ i_2 \ v_a \ v_b]^T$.

A partir das considerações feitas é possível encontrar o modelo médio de espaço de estados seguindo a equação (4.6)

$$\dot{\bar{x}} = [A_1d_1 + A_2d_2 + (1 - d_1 - d_2)A_3]\bar{x} + [B_1d_1 + B_2d_2 + (1 - d_1 - d_2)B_3]\bar{u} \quad (4.6)$$

Onde o símbolo “ $\bar{\alpha}$ ” remete ao valor médio da variável.

Embora (4.6) signifique o modelo médio em espaço de estados convencional ela não preserva a lei da conservação das cargas sob operação no modo descontínuo durante um período T de comutação (SUN, MITCHELL, *et al.*, 2001).

A corrente média do conversor Flyback, mostrada na figura 4.3, é dada por

$$\bar{i}_L = \frac{i_{\text{pico}}}{2}(d_1 + d_2) \quad (4.7)$$

A transferência de carga para o capacitor de saída, quando o interruptor está aberto, assume (4.8)

$$Q_C = \frac{1}{2}i_{\text{pico}}d_2T \quad (4.8)$$

Sendo assim, a corrente média de carregamento será:

$$\bar{i}_C = \frac{1}{2}i_{\text{pico}}d_2 \quad (4.9)$$

Por outro lado, utilizando (4.7) no modelo médio de espaço de estados (4.6), resulta que:

$$d_2\bar{i}_L = \frac{i_{\text{pico}}}{2}(d_1 + d_2)d_2 \quad (4.10)$$

Onde não é mantido o padrão de (4.9), mostrando que o modelo padrão de espaço de estados para o modo *DCM* não mantém o padrão das equações que descrevem a conservação das cargas do sistema. Partindo deste princípio de discordância, é necessário corrigir o modelo médio *DCM* a partir da observação entre a diferença de (4.9) e (4.10). Tal diferença irá implicar no fator $(d_1 + d_2)$.

Para tanto, corrige-se o modelo médio de espaço de estados através da matriz de correção “M” mostrada em (4.11). Esta matriz é construída analisando o número de parâmetros a serem modelados e quais deles remetem às correntes no indutores. A matriz será uma matriz diagonal, onde os elementos que não pertencem à diagonal principal são nulos e o número de linhas e colunas será igual ao número de parâmetros a serem controlados. Os elementos da diagonal principal serão constituídos pela variável $(d_1 + d_2)^{-1}$, de acordo com o número de correntes do circuito a serem modeladas, o restante dos elementos será considerado unitário. Neste caso, torna-se necessário substituir dois elementos da diagonal principal, como observado em (4.11).

$$M = \begin{bmatrix} \frac{1}{d_1+d_2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{d_1+d_2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

Aplicando a matriz M à equação padrão (4.6) observa-se um novo padrão para o modelo médio em espaço de estados, visto em (4.12).

$$\dot{\bar{x}} = [A_1 d_1 + A_2 d_2 + (1 - d_1 - d_2)A_3]M\bar{x} + [B_1 d_1 + B_2 d_2 + (1 - d_1 - d_2)B_3]\bar{u} \quad (4.12)$$

Onde $\bar{x} = [\bar{i}_1 \ \bar{i}_2 \ \bar{v}_a \ \bar{v}_b]^T$, $\bar{u} = V_g$.

Embora encontrado o modelo médio, ainda existe a dependência para com a variável d_2 . Tal impasse pode ser resolvido utilizando (4.7), onde i_{pico} é a corrente ao final do carregamento da indutância magnetizante.

$$i_{\text{pico}} = \frac{\bar{v}_g}{L} d_1 T \quad (4.13)$$

Assim, é possível encontrar d_2 como sendo

$$d_2 = \frac{2L}{T} \bar{i}_L - d_1 \quad (4.14)$$

O funcionamento do circuito para as etapas *DCM* no ciclo de tensão positiva na carga ocorre como observado na Figura 4.3, onde a operação é destacada em negrito. Na etapa 1, o interruptor S_1 é acionado e a tensão V_g é aplicada sobre L_{p1} , enquanto a tensão v_b é aplicada em L_{s2} e o capacitor C_1 alimenta a carga. Na etapa 2, L_{p2} descarrega a energia acumulada em L_{s2} na fonte V_g , enquanto que L_{s1} carrega o capacitor C_1 com a energia armazenada em L_{p1} . A etapa 3 e última ocorre com o capacitor C_1 alimentando a carga enquanto o capacitor C_2 é carregado.

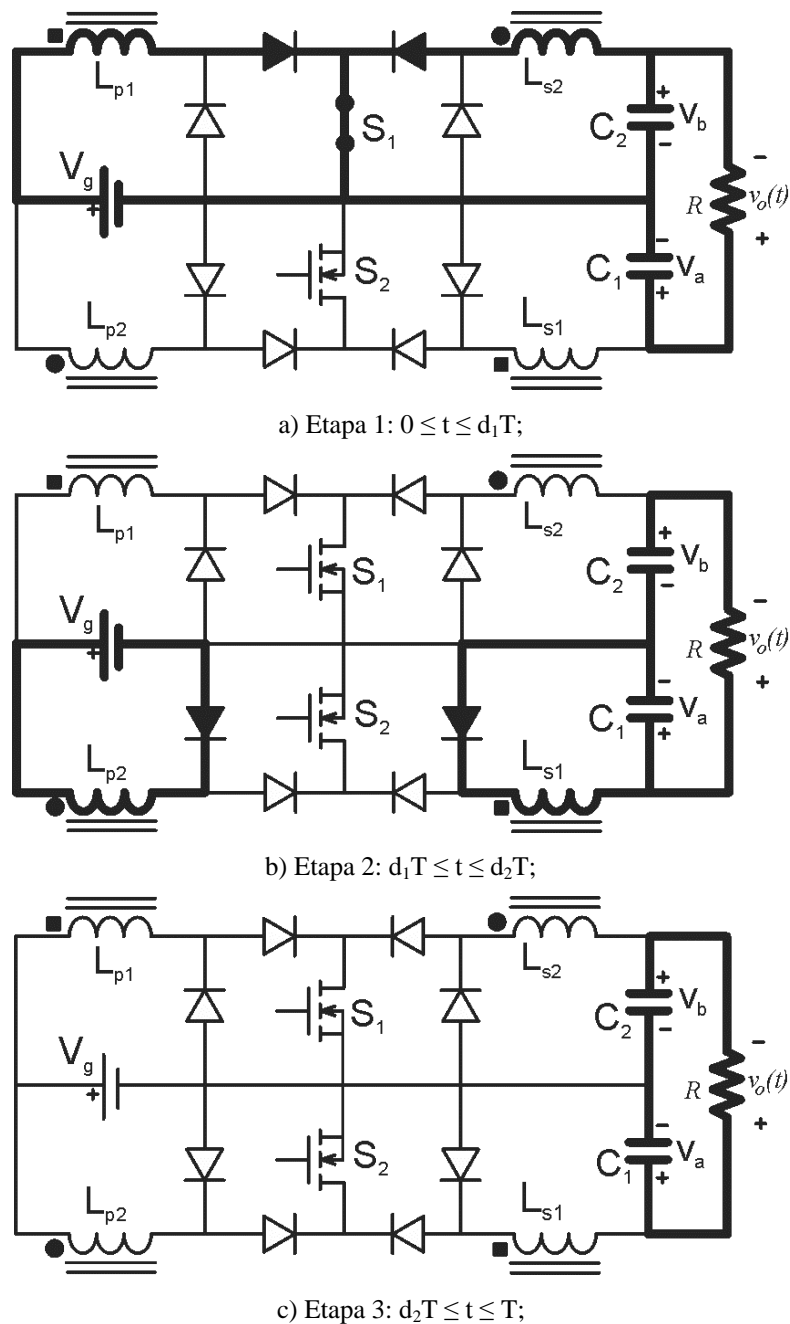


Figura 4.4 – Etapas de operação da topologia para tensão positiva na carga.

A partir da análise de circuito, pode-se encontrar as matrizes de estado para cada etapa de operação, e a partir de (4.11) obter o modelo médio em espaço de estados corrigido para *DCM*. Assim, têm-se as matrizes de estado dadas em (4.15) e (4.16).

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-2L\bar{i}_1 + d_1^2 T \bar{v}_g}{\bar{v}_g d_1 TL} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-d_1}{L} \\ \frac{2L\bar{i}_1 - d_1^2 T \bar{v}_g}{\bar{v}_g d_1 TC} & 0 & -\frac{1}{RC} & \frac{1}{RC} \\ 0 & \frac{d_1}{C} & \frac{1}{RC} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

$$\bar{B} = \begin{bmatrix} \frac{d_1}{L} \\ \frac{2L\bar{i}_1 - d_1^2 T \bar{v}_g}{\bar{v}_g d_1 TL} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

4.2. Modelo Linearizado

A partir da determinação das matrizes do modelo médio, elas ainda dependem das variáveis $\bar{i}_1, \bar{i}_2, \bar{v}_a, \bar{v}_b$ e \bar{v}_g , ou seja, o modelo é não linear. Por esse motivo é necessário realizar a linearização das matrizes \bar{A} e \bar{B} em torno de um ponto de equilíbrio.

Para encontrar os valores de equilíbrio $\bar{i}_1, \bar{i}_2, \bar{v}_a$ e \bar{v}_b , é preciso resolver o sistema das equações (4.17) a (4.20). Para atingir o ponto de equilíbrio desejado, deve-se zerar o lado esquerdo das equações e adotando o valor médio da fonte de entrada como uma tensão contínua ($\bar{v}_g = V_g$).

$$\dot{\bar{i}}_1 = \frac{-2L\bar{i}_1 + d_1^2 T \bar{v}_g}{\bar{v}_g d_1 TL} \bar{i}_1 + \frac{d_1}{L} \bar{v}_g \quad (4.17)$$

$$\dot{\bar{i}}_2 = -\frac{d_1}{L} \bar{v}_b + \frac{2L\bar{i}_1 - d_1^2 T \bar{v}_g}{\bar{v}_g d_1 TL} \bar{v}_g \quad (4.18)$$

$$\dot{\bar{v}}_a = \frac{2L\bar{i}_1 - d_1^2 TV_g}{\bar{v}_g d_1 TC} \bar{i}_1 - \frac{1}{RC} \bar{v}_a + \frac{1}{RC} \bar{v}_b \quad (4.19)$$

$$\dot{\bar{v}}_b = \frac{d_1}{C} \bar{i}_2 + \frac{1}{RC} \bar{v}_a - \frac{1}{RC} \bar{v}_b \quad (4.20)$$

A linearização das matrizes de estado \bar{A} e \bar{B} será feita a partir da técnica encontrada em (KHALIL, 2001).

Sendo o sistema

$$\dot{x} = f(x, u) \quad (4.21)$$

Onde $f(X;U) = 0$ é um ponto de equilíbrio e $f(x,u)$ é continuamente diferenciável no domínio que contém a origem ($x = 0, u = 0$), então o sistema linear obtido pela linearização sobre a origem resulta em

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (4.22)$$

Onde

$$A = \left. \frac{\partial f}{\partial x}(x, u) \right|_{x=X, u=U}; B = \left. \frac{\partial f}{\partial u}(x, u) \right|_{x=X, u=U} \quad (4.23)$$

Assim, as matrizes do modelo médio de espaço de estados finais são dadas por

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-2\bar{V}_a}{\bar{V}_g d_1 T} & 0 & \frac{-2L\bar{i}_1 + d_1^2 TV_g}{\bar{V}_g d_1 TL} & 0 \\ \frac{2}{d_1 T} & 0 & 0 & \frac{-d_1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{RC} & \frac{1}{RC} \\ \frac{-d_1^2 TV_g \bar{i}_2}{2\bar{i}_2^2 CL} & \frac{d_1^2 TV_g}{2\bar{i}_1 CL} & \frac{1}{RC} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{2\bar{v}_a \bar{L} \bar{i}_1 + d_1^2 T V_g^2}{V_g^2 d_1 T L} & \frac{\bar{v}_a V_g d_1^2 T + 2\bar{v}_a \bar{L} \bar{i}_1 + d_1^2 T V_g^2}{d_1^2 T L V_g} \\ \frac{-d_1}{L} & \frac{-\bar{v}_b d_1^2 T - V_g d_1^2 T - 2L \bar{i}_1}{d_1^2 T L} \\ \frac{-d_1^2 T}{2CL} & \frac{-V_g d_1 T}{CL} \\ \frac{d_1^2 T \bar{i}_2}{2CL \bar{i}_1} & \frac{V_g d_1 T \bar{i}_2}{CL \bar{i}_1} \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

Onde

$$\bar{i}_1 = \frac{V_g T d_1^2 + \sqrt{2} V_g T d_1^2 \sqrt{\frac{L}{RT d_1^2 + 2L}}}{2L} \quad (4.26)$$

$$\bar{i}_2 = -\frac{T d_1^2 V_g}{RT d_1^2 + 2L} - \frac{\sqrt{2} V_g T d_1^2 \sqrt{\frac{L}{RT d_1^2 + 2L}}}{2L} \quad (4.27)$$

$$\bar{v}_a = \sqrt{2} V_g (RT d_1^2 + 2L) \sqrt{\frac{L}{RT d_1^2 + 2L}} \quad (4.28)$$

$$\bar{v}_b = \sqrt{2} V_g \sqrt{\frac{L}{RT d_1^2 + 2L}} \quad (4.29)$$

Substituindo as equações (4.26) a (4.29) em (4.24) e (4.25) obtêm-se as matrizes do sistema operando em modo de condução descontínua para o modelo em espaços de estado. A partir destas é possível fazer a transformação de espaços de estado para funções de transferência, a fim de obter a análise das mesmas. Tais funções de transferência são mostradas e analisadas na seção seguinte para validação do modelo matemático frente ao circuito elétrico.

4.3. Validação do modelo

Para validar o modelo matemático obtido, é realizada a simulação deste, paralelamente ao circuito da topologia, no software PSIM[®]. Para tanto, são utilizados os parâmetros definidos na Tabela 4.1.

Tabela 4.1– Parâmetros de simulação

Parâmetros	Valores
Tensão de entrada V_g	300 V
Frequência de comutação	40 kHz
Razão cíclica	0,45
Indutores acoplados	827 μ H
Capacitores C1 e C2	1 μ F
Resistência de carga	115 Ω

Aplicando os parâmetros escolhidos para o circuito e substituindo nas equações matemáticas do modelo, obtêm-se as funções de transferência da tensão de saída ($V_{out}(s)$) e da corrente de saída ($I_{out}(s)$), ambas em função da variação da razão cíclica ($d(s)$) e da variação da tensão de entrada ($Vg(s)$). As funções de transferência são mostradas abaixo.

$$\frac{V_{out}(s)}{Vg(s)} = \frac{-2847 s^7 + 2.038e008 s^6 + 1.168e014 s^5 - 9.48e018 s^4}{s^8 + 4.298e005 s^7 + 5.054e010 s^6 + 9.969e014 s^5 + 1.872e019 s^4 - 7.18e022 s^3 - 1.253e027 s^2 - 1.125e031 s + 2.088e034 + 2.491e023 s^3 + 2.124e027 s^2 + 1.646e031 s + 6.896e034} \quad (4.30)$$

$$\frac{I_{out}(s)}{Vg(s)} = \frac{-24.75 s^7 + 1.772e006 s^6 + 1.016e012 s^5 - 8.243e016 s^4}{s^8 + 4.298e005 s^7 + 5.054e010 s^6 + 9.969e014 s^5 + 1.872e019 s^4 - 6.243e020 s^3 - 1.089e025 s^2 - 9.779e028 s + 1.815e032 + 2.491e023 s^3 + 2.124e027 s^2 + 1.646e031 s + 6.896e034} \quad (4.31)$$

$$\frac{V_{out}(s)}{d(s)} = \frac{-3.795e006 s^7 - 9.044e010 s^6 + 1.471e017 s^5 + 1.436e021 s^4}{s^8 + 4.298e005 s^7 + 5.054e010 s^6 + 9.969e014 s^5 + 1.872e019 s^4 + 4.041e025 s^3 + 3.744e029 s^2 + 2.752e033 s + 2.423e037 + 2.491e023 s^3 + 2.124e027 s^2 + 1.646e031 s + 6.896e034} \quad (4.32)$$

$$\frac{I_{out}(s)}{d(s)} = \frac{-3.3e004 s^7 - 7.864e008 s^6 + 1.279e015 s^5 + 1.249e019 s^4}{s^8 + 4.298e005 s^7 + 5.054e010 s^6 + 9.969e014 s^5 + 1.872e019 s^4 + 3.514e023 s^3 + 3.255e027 s^2 + 2.393e031 s + 2.107e035 + 2.491e023 s^3 + 2.124e027 s^2 + 1.646e031 s + 6.896e034} \quad (4.33)$$

Para verificar a veracidade das funções de transferências, usou-se (4.32) e (4.33), que são equações da tensão e corrente de saída em função da variação da razão cíclica.

A Figura 4.5 mostra o resultado da tensão de saída quando o sistema é submetido à uma alteração de 5% na razão cíclica e onde também nota-se que o modelo matemático segue o mesmo comportamento do circuito elétrico. A Figura 4.6 ilustra o diagrama de bode obtido a partir da função de transferência, onde mostra que o sistema não é estável e possui uma margem de fase de -83,9 graus.

O mesmo procedimento é efetuado analisando a corrente de saída do sistema, quando este é submetido a uma alteração de 5% na razão cíclica. Neste caso percebe-se que o distúrbio aplicado gera a mesma resposta, tanto para o modelo matemático como para o circuito analisado, como mostra a figura 4.7. O ponto positivo é que para o modelo da função de transferência da corrente o sistema é estável, como mostra a Figura 4.8.

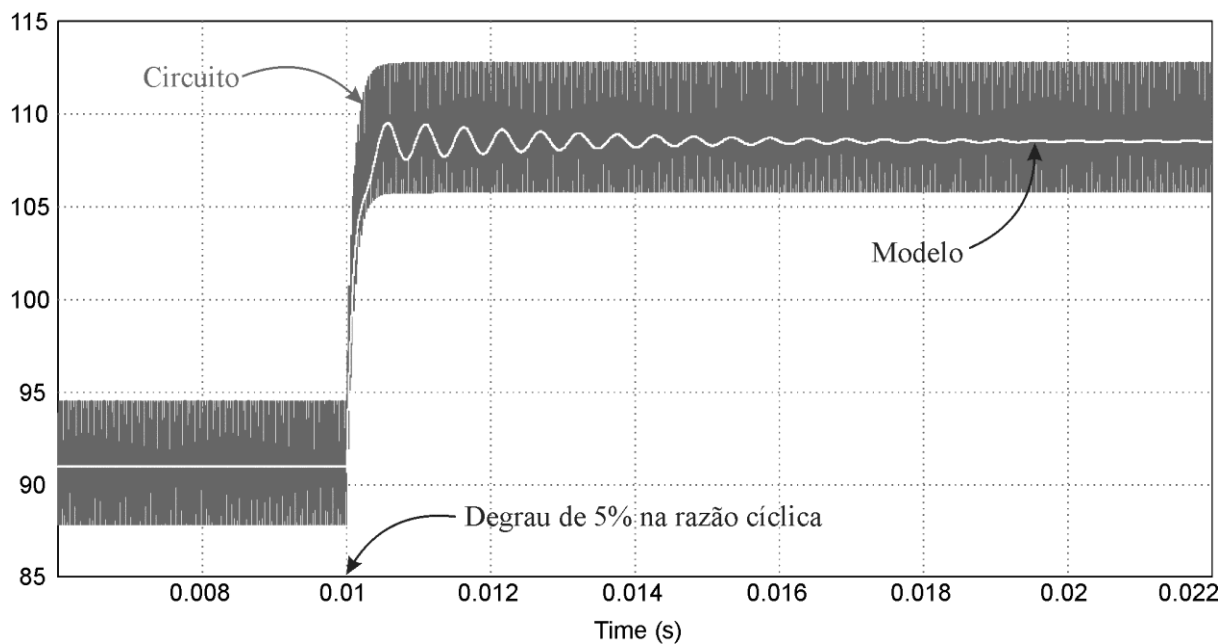


Figura 4.5 – Comparação entre modelo e circuito para a tensão de saída com variação de 5% na razão cíclica.

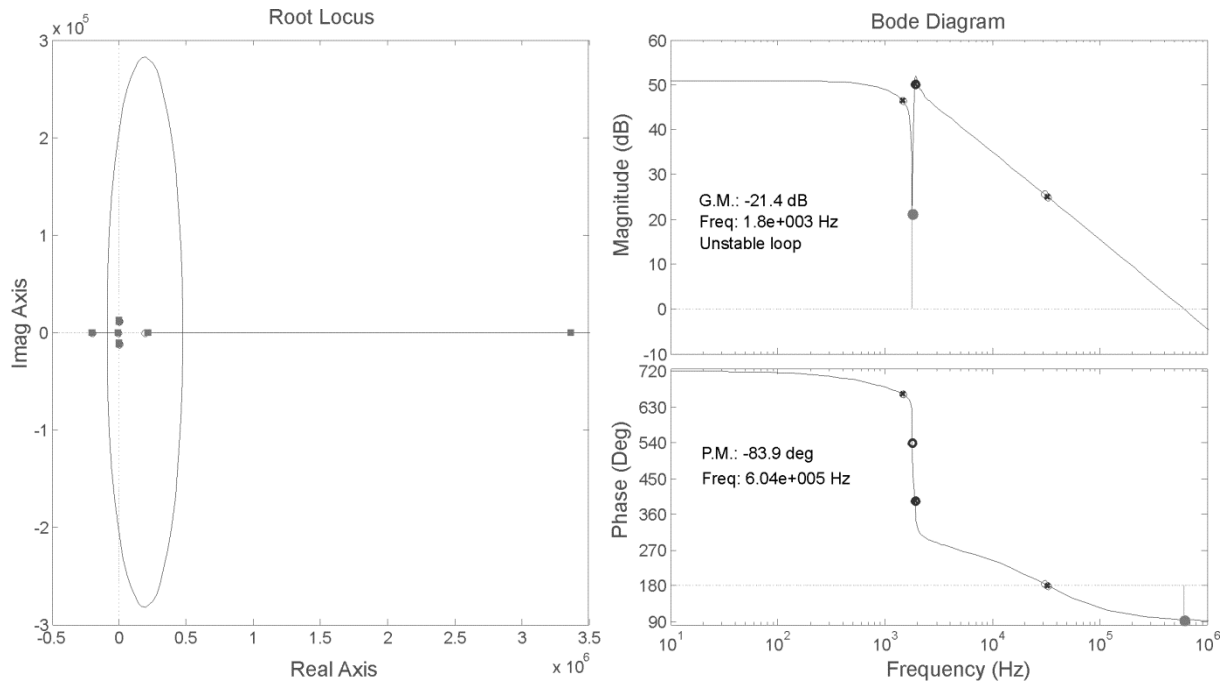


Figura 4.6– Lugar das raízes e Diagrama de Bode do sistema da tensão de saída.

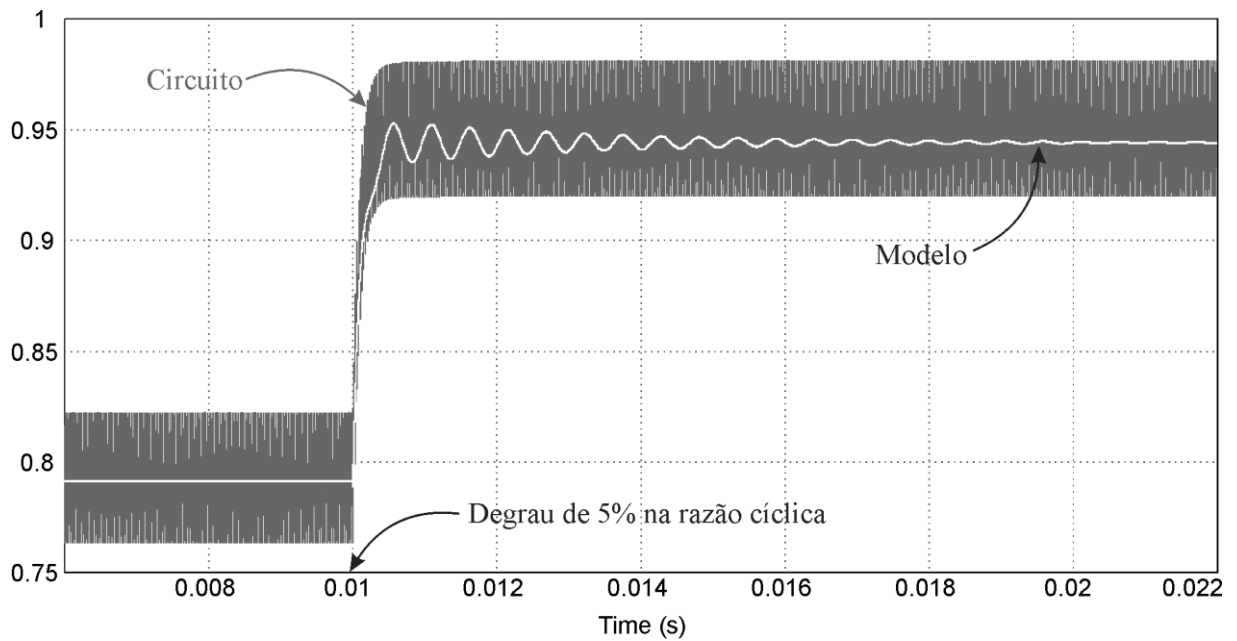


Figura 4.7 - Comparação entre modelo e circuito para a corrente de saída com variação de 5% na razão cíclica.

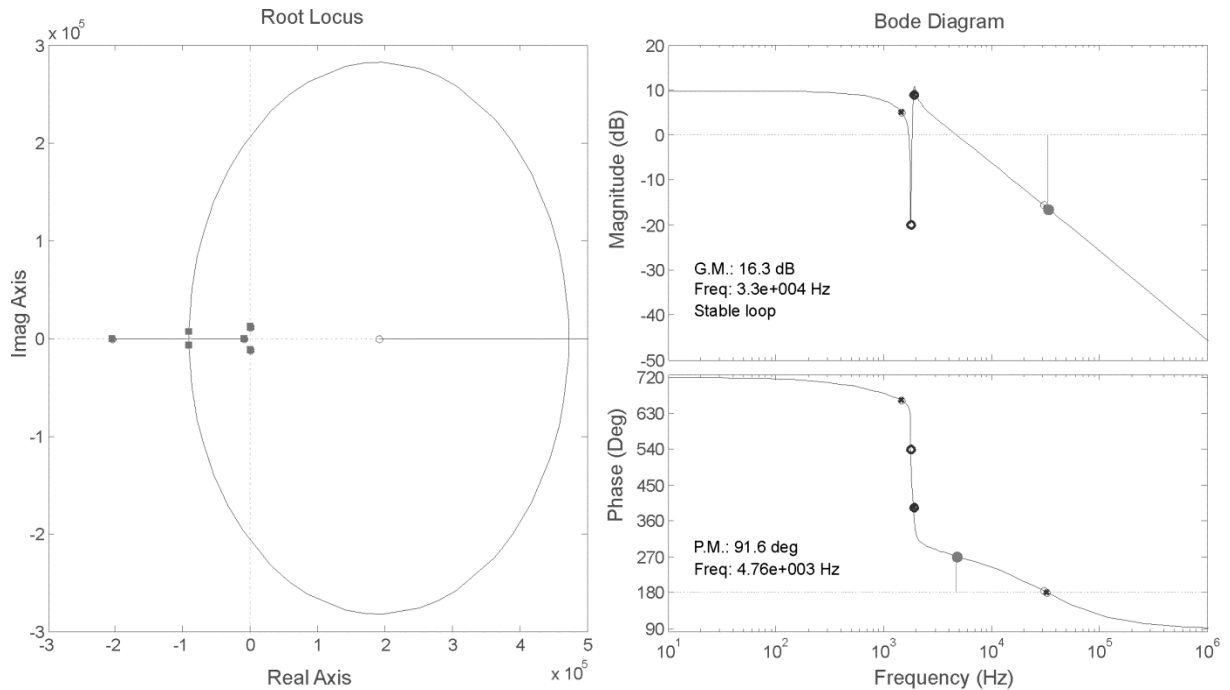


Figura 4.8– Lugar das raízes e Diagrama de Bode do sistema de corrente de saída.

4.4. Conclusão

Neste capítulo foi apresentada a modelagem dos conversores Flyback em conexão diferencial através do método de espaços de estado. Foram obtidas as equações que determinam matematicamente o funcionamento do sistema elétrico.

Como resultado podem ser averiguadas a funções de transferência que determinam o comportamento do sistema, em torno do ponto de operação, mesmo com mudanças bruscas de razão cíclica e tensão de entrada.

Foram analisadas as equações que determinam a corrente e tensão de saída do sistema através da simulação em software. A partir da aplicação de distúrbios na razão cíclica é possível perceber que a resposta do modelo matemático é a mesma da topologia estudada.

CAPÍTULO 5

CONTROLE DIGITAL

A partir da modelagem do sistema é obtido o modelo matemático que representa o comportamento do circuito da topologia às variações de tensão de entrada e razão cíclica. As funções de transferência que abrangem a relação da tensão de saída pela variação da razão cíclica e da tensão de entrada possuem zeros em seus semi-planos direitos, determinando a instabilidade do sistema.

Por outro lado, as funções de transferência que fazem relação da corrente de saída pela variação da razão cíclica e da tensão de entrada não apresentam esta instabilidade, sendo então os parâmetros a serem utilizados para o projeto de controle de sistema.

A Figura 1 mostra a possível variação que ocorre com a resistência equivalente da lâmpada ao longo de sua vida útil. Para impor à lâmpada a devida alimentação de potência constante, a fim de obter o máximo de vida útil possível, se faz necessário a implementação de uma malha de realimentação que faça o adequado controle da corrente e da potência.

Neste capítulo é mostrado o projeto do controle digital em malha fechada para que se possa controlar a corrente e potência na lâmpada.

5.1. Malha de controle de corrente

A função de transferência em que se baseia o projeto de controle é a relação da corrente de saída pela variação da razão cíclica. Esta equação é mostrada novamente em (5.1).

$$G_i(s) = \frac{-3.3e004 s^7 - 7.864e008 s^6 + 1.279e015 s^5 + 1.249e019 s^4}{s^8 + 4.298e005 s^7 + 5.054e010 s^6 + 9.969e014 s^5 + 1.872e019 s^4 + 3.514e023 s^3 + 3.255e027 s^2 + 2.393e031 s + 2.107e035} \quad (5.1)$$
$$\frac{+ 2.491e023 s^3 + 2.124e027 s^2 + 1.646e031 s + 6.896e034}{+ 2.491e023 s^3 + 2.124e027 s^2 + 1.646e031 s + 6.896e034}$$

A Figura 5.1 ilustra o princípio básico da malha de corrente.

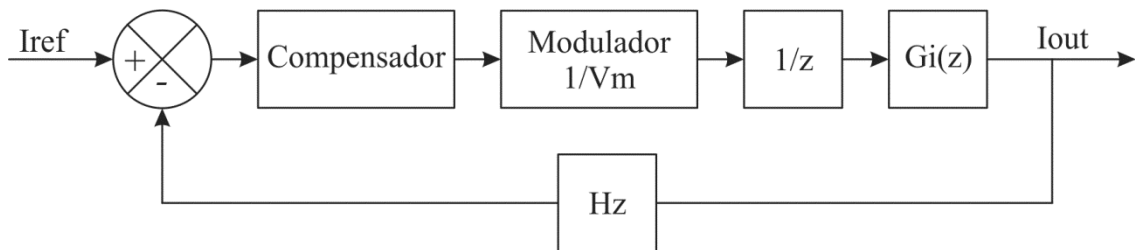


Figura 5.1 – Diagrama da malha de corrente.

Para a implementação digital do controle, o projeto dos parâmetros é obtido no domínio de tempo discreto. O período de amostragem utilizado será o mesmo da frequência de trabalho do conversor, ou seja, $25\mu\text{s}$. A função de transferência discretizada é observada em (5.2), onde se utiliza o método *Zero Order Hold* para a conversão analógico-digital.

$$G_i(z) = \frac{0.4274 z^7 - 1.726 z^6 + 2.567 z^5 - 1.392 z^4}{z^8 - 5.394 z^7 + 12.29 z^6 - 15.11 z^5 + 10.58 z^4 - 0.3396 z^3 + 0.6616 z^2 - 0.1985 z + 0.001156} \cdot \frac{-4.014 z^3 + 0.6566 z^2 - 0.007386 z + 2.153 \cdot 10^{-5}}{1} \quad (5.2)$$

A aquisição da medida de corrente no circuito é feita através de um sensor de efeito joule, modelo Allegro® ACS712. O ganho da conversão analógico-digital é calculado a partir de (5.3)

$$\text{Hz} = \frac{2^{N_b} \times H_{se}}{V_a - V_b} = 757.76 \quad (5.3)$$

Onde: $N_b = 12$ bits - número de bits da conversão A/D;

$H_{se} = 185\text{mV}$ - ganho do sensor de corrente;

$V_a = 3\text{V}$ – referência de alta tensão do conversor A/D;

$V_b = 2\text{V}$ – referência de baixa tensão do conversor A/D;

A amplitude para o modulador (V_m) possui o valor de 625, o qual representa o valor utilizado para o módulo do contador do PWM (Pulse-Width Modulation) no microcontrolador, calculado de acordo com (5.4)

$$V_m = \frac{\text{Frequência contador}}{\text{Frequência comutação}} = \frac{25\text{MHz}}{40\text{kHz}} = 625 \quad (5.4)$$

A equação correspondente ao laço aberto de corrente não compensado é verificado em (5.5) e (5.6).

$$G_{\text{open}}(z) = \frac{G_i(z) \times H_z}{z \times V_m} \quad (5.5)$$

$$G_{\text{open}}(z) = \frac{323.9 z^7 - 1308 z^6 + 1945 z^5 - 1055 z^4}{625 z^9 - 3372 z^8 + 7679 z^7 - 9444 z^6 - 6614 z^5 - 257.3 z^3 + 501.3 z^3 - 150.4 z + 0.8761} \quad (5.6)$$

$$\frac{-2508 z^4 + 410.4 z^3 - 4.616 z^2 + 0.01346 z}{-2508 z^4 + 410.4 z^3 - 4.616 z^2 + 0.01346 z}$$

O diagrama de Bode e lugar das raízes da equação de malha aberta não compensada é mostrada na Figura 5.2. Com uma margem de fase de 13,5 graus e margem de ganho de 1.15dB, o sistema mostra-se estável.

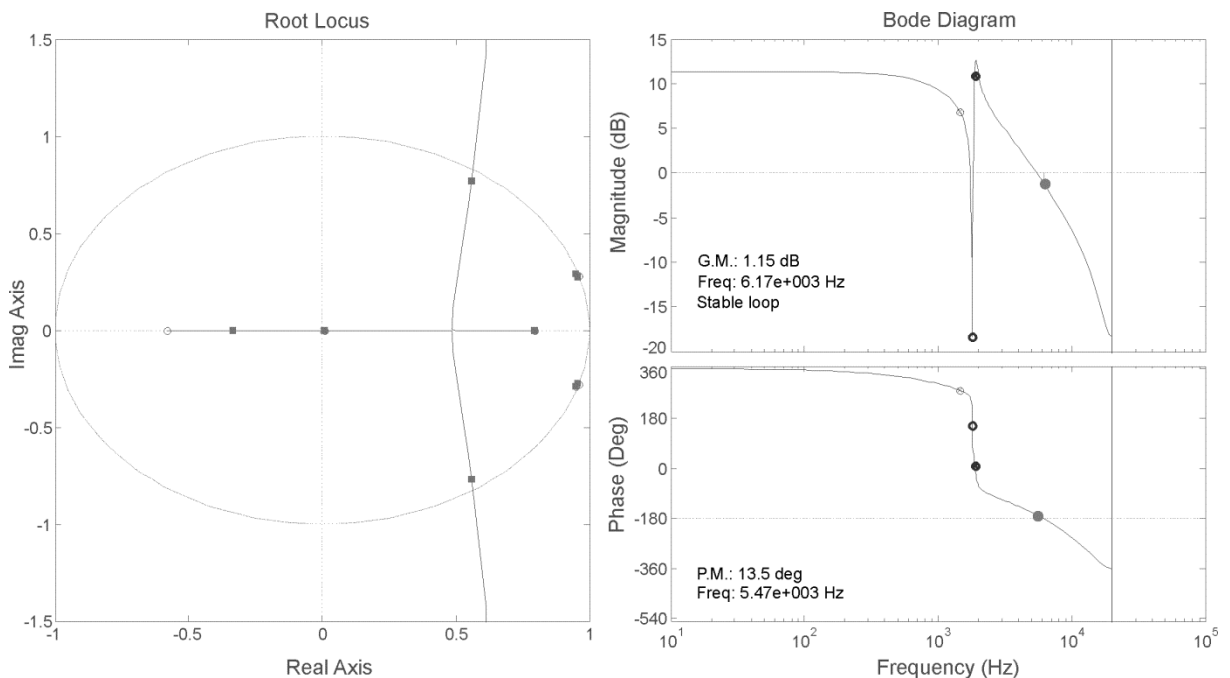


Figura 5.2 – Diagrama de Bode e lugar das raízes da malha aberta de corrente não compensada.

A modulação de baixa frequência de operação da lâmpada é um sinal de onda quadrada de 30 Hz. A frequência escolhida para a banda passante do projeto de controle é

baixa, devido à dinâmica extremamente lenta da lâmpada. Sendo assim, optou-se por uma frequência de corte de 15 Hz para o projeto do compensador.

O procedimento do projeto do compensador da malha de controle da corrente se faz a partir da ferramenta SISOTool do software MATLAB[®]. Devido à baixa frequência escolhida, apenas a utilização de um integrador já é suficiente para obter a resposta desejada do sistema.

O compensador encontrado para a malha de corrente é mostrado em (5.7).

$$C_{\text{omp}}(z) = \frac{0.00062561}{z-1} \quad (5.7)$$

O diagrama de Bode e lugar das raízes da malha de controle compensada é mostrado na Figura 5.3. O sistema encontrado foi ajustado para a frequência de corte de 15 Hz. Percebe-se que a malha é estável, com uma margem de fase de 89,1 graus e uma margem de ganho de 45,7 dB.

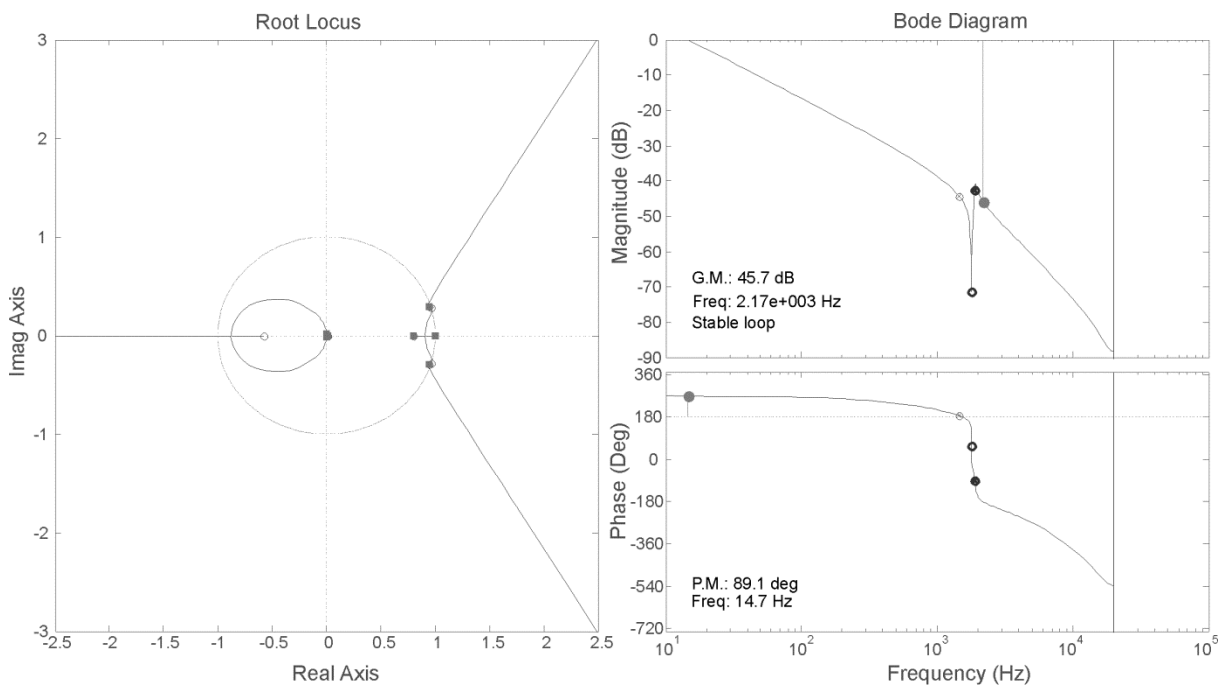


Figura 5.3 – Diagrama de Bode e lugar das raízes da malha aberta de corrente compensada.

Após o projeto do compensador, é possível encontrar a função de transferência de malha fechada do sistema, observada em (5.8).

$$G(z) = \frac{G_i(z) \times C_{\text{omp}}(z)}{z \times V_m + C_{\text{omp}}(z) \times G_i(z) \times H_z} \quad (5.8)$$

5.2. Projeto do controle digital

Após encontrar o compensador para a malha de corrente, é possível agora implementar o projeto de controle digital no microcontrolador.

A equação que descreve o compensador integrador no modo digital pode ser visto em (5.9).

$$d_n = 0,00062561 e_{n-1} + d_{n-1} \quad (5.9)$$

A utilização de um microcontrolador de baixo custo praticamente impossibilita a utilização de números em ponto flutuante em sua operação. O tratamento de números que não sejam inteiros é complexo e gera inúmeros atrasos no tratamento do sinal de controle. Para contornar a situação, é possível tratar todo o sinal de controle, internamente ao microcontrolador com números em formato de ponto fixo, ou seja, sem vírgula. Isso é obtido a partir da utilização do método da base Q, que transforma o sinal em números na base 2.

Sendo transformado para um número na base Q, a equação do compensador é descrita em (5.10). Para tanto foi utilizada a base 2^{16} (Q16), que retorna um valor de ganho do compensador de 41.

$$d_n = 41 e_{n-1} + d_{n-1} \quad (5.10)$$

A Figura 5.3 ilustra a malha de corrente implementada digitalmente, com o tratamento do sinal de controle na base Q.

O sinal de corrente que está circulando pela lâmpada (I_{lamp}) é captado pelo sensor de efeito joule. O valor de saída do sensor possui um ganho de 0.185 e um *offset* de 2.5V em relação ao sinal original. Ao receber o sinal, o microcontrolador faz a transformação analógico-digital em seu conversor A/D. Após a conversão o sinal é truncado (bloco INT), deixando-o inteiro, sem vírgulas.

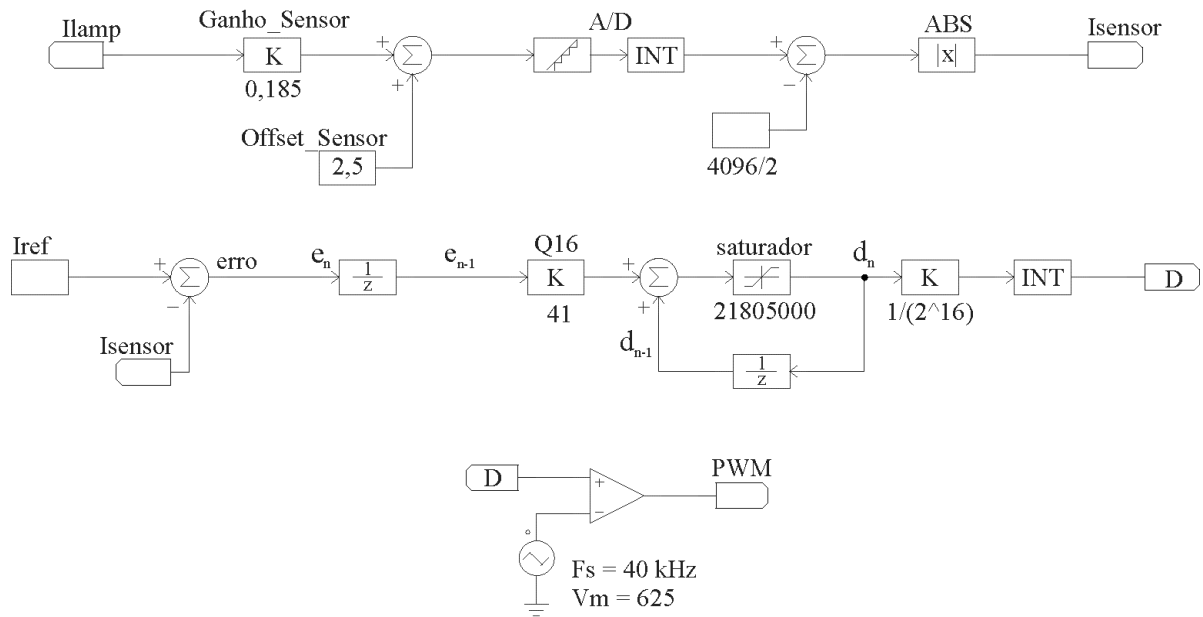


Figura 5.4 – Princípio da alfa de corrente implementada digitalmente.

Como o sensor de corrente impõem um *offset* ao sinal, este degrau é retirado após a conversão. Para evitar que os cálculos processados possuam a representação negativa de corrente, o microcontrolador transforma os valores negativos em valores positivos (bloco ABS).

No próximo passo, o sinal (I_{sensor}) é comparado ao valor de corrente de referência (I_{ref}), resultando em um erro (e), se forem valores diferentes. A partir disso, entra em operação o compensador integrador (na base Q16), que irá gerar o sinal de razão cíclica de controle (d_n) a partir do erro verificado (e_n)

Verificado o sinal de razão cíclica necessário, este é recolocado para a sua base original (Q0), por isso ocorre a divisão por 2^{16} , e após é truncado novamente. Agora o sinal é comparado ao valor do modulador do microcontrolador (625). Por fim, resulta o valor de *PWM* a ser aplicado nos interruptores da topologia para ajustar a corrente necessária à operação da lâmpada.

Para verificar a eficiência do método de controle proposto, é feita a simulação no software PSIM®, onde é observado a partir da Figura 5.5 o comportamento da tensão e da corrente de saída. Foram aplicados degraus na tensão de entrada, primeiramente um degrau de -30V e posteriormente +30V.

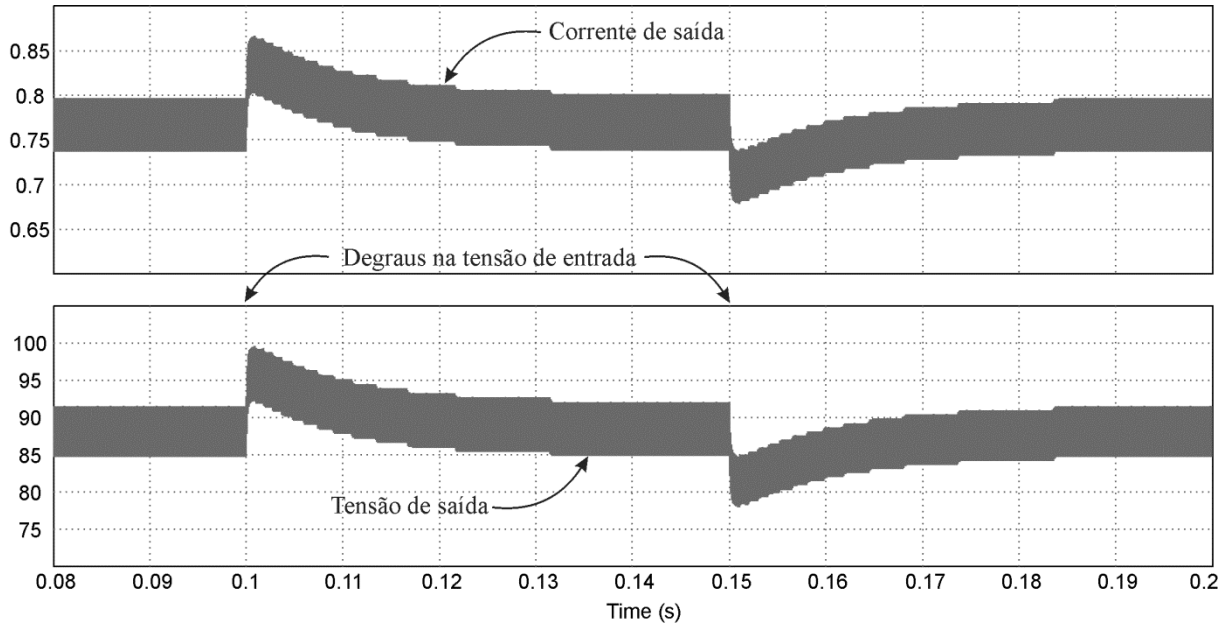


Figura 5.5 – Resposta do sistema ao degrau de tensão de entrada.

Ocorre a variação tanto na corrente quanto na tensão, mas após o distúrbio os respectivos valores retornam ao valor de referência imposto ao controle. A variação da razão cíclica de operação dos interruptores é observada na Figura 5.6.

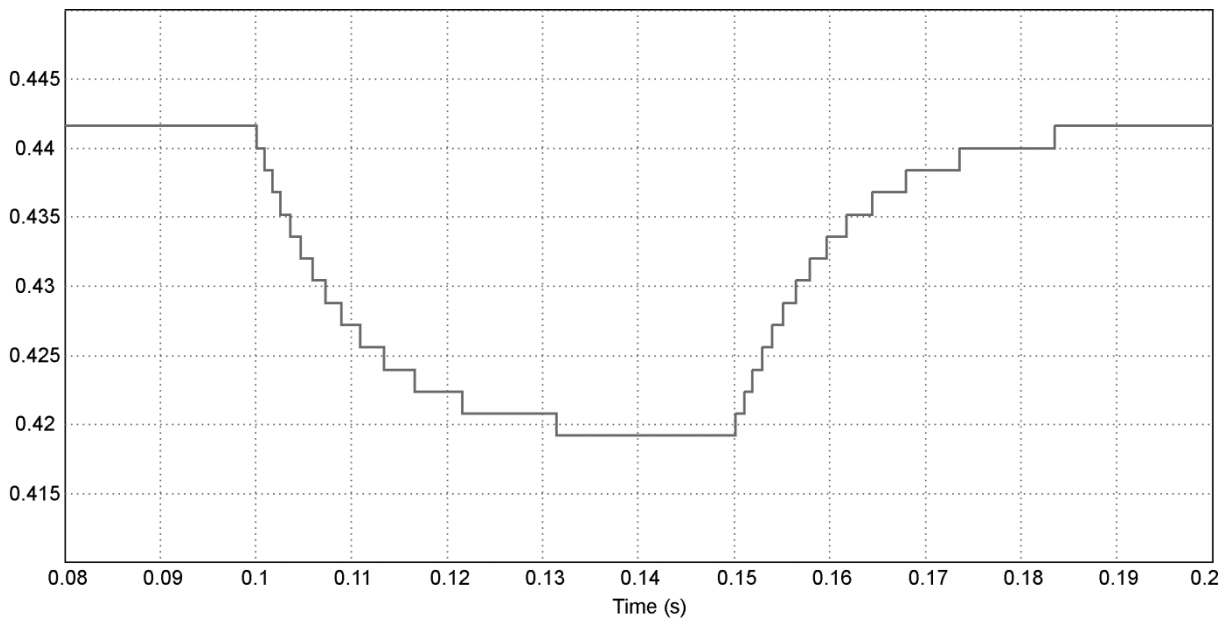


Figura 5.6 –Variação da razão cíclica para os degraus na tensão de entrada.

5.2.1. Malha de potência

Como visto anteriormente, a lâmpada *HPS* possui a característica de aumentar sua resistência equivalente com o passar do tempo. Neste caso é necessário que se considere, além do controle instantâneo da corrente, o controle da potência sobre a lâmpada.

Este controle é feito adicionando uma malha extra à malha de corrente projetada. A partir dos valores de corrente obtidos, é adicionada a leitura da tensão sobre a lâmpada, sendo assim verificado o valor de potência. Se o valor de potência não apresentar valor nominal de 70 W, a referência de corrente é alterada na malha de controle da corrente, incrementando ou decrementando o valor de referência. Deste modo impõem-se a potência correta na lâmpada a fim de aumentar sua vida útil.

A atuação da malha de potência se dá a partir de controle por histerese, onde são definidos limites máximos e mínimos em torno do valor nominal. A Figura 5.7 mostra o diagrama que representa a união da malha de controle de potência à malha de controle de corrente.

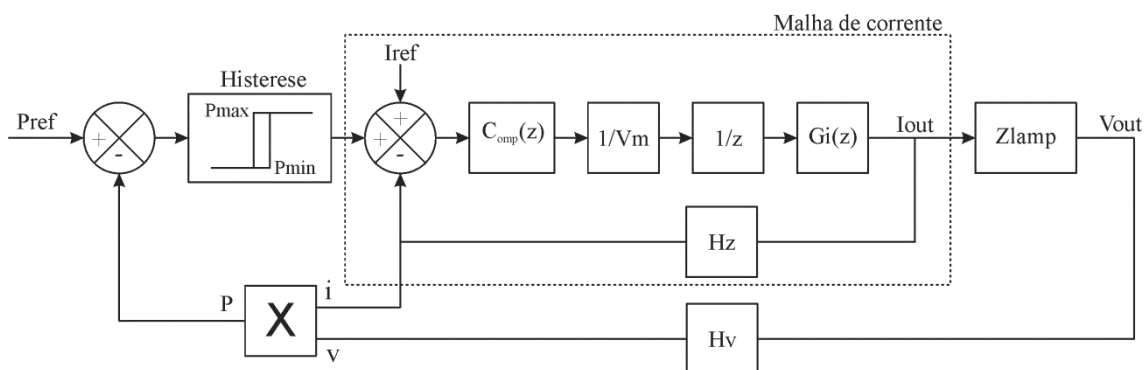


Figura 5.7 – Malha de controle de potência, adaptado de (KIRSTEN, *et al.*, a ser publicado).

5.3. Conclusão

Neste capítulo foi apresentado o projeto de controle digital do sistema. Verificou-se que devido à baixa frequência de modulação da lâmpada é possível que a frequência de corte do projeto seja baixa também.

Após o projeto do compensador da malha de corrente pode-se determinar o processo de controle digital aplicado a um microcontrolador de baixo custo. A utilização do uso de números em base Q se fez necessária devido à complexidade do processamento de valores em

ponto flutuante. Os resultados obtidos com a simulação do sistema comprovam a eficiência do controle da corrente na lâmpada.

Percebe-se que somente a malha de controle da corrente não é suficiente para a manutenção da potência nominal na lâmpada, sendo necessária a implantação de uma malha externa de potência controlada por histerese.

CAPÍTULO 6

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A Figura 6.1 ilustra o esquemático do reator eletrônico implementado, com as etapas de retificação e filtro de entrada, conversor de correção do fator de potência e conversor de controle da potência da lâmpada. Os circuitos auxiliares são apresentados no Apêndice A.

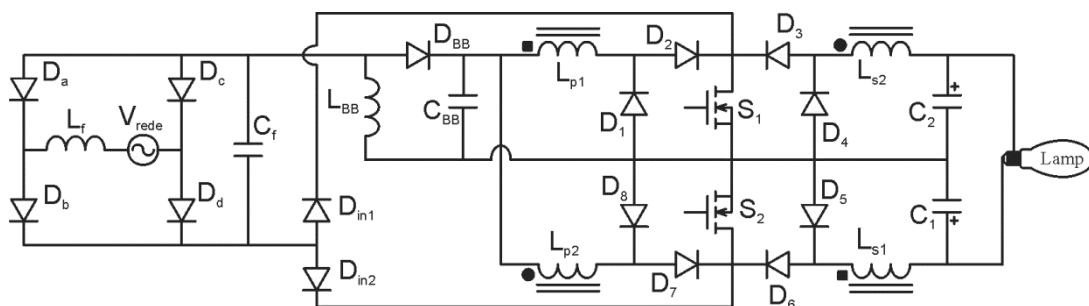


Figura 6.1 – Esquemático do reator eletrônico implementado.

Na Tabela 6.1 são descritos os parâmetros e os componentes utilizados na implementação do protótipo do reator eletrônico da Figura 6.1. O microcontrolador de baixo custo empregado no circuito de controle é o modelo MC9S08SV16, da fabricante Freescale.

A Figura 6.2 mostra a tensão e corrente de entrada do reator eletrônico mostrado na Figura 6.1

Para fins de análise de desempenho do protótipo os dados foram plotados e analisados através do *software* Matlab[®]. O valor encontrado para o fator de potência do protótipo foi de 0,997.

A partir dos dados analisados também é obtido a comparação das harmônicas da corrente de entrada do circuito com o limite exigido para as harmônicas pela norma IEC61000-3-2, verificando que o reator está dentro da norma, como mostra a Figura 6.3.

Tabela 6.1 – Descrição dos componentes utilizados no reator eletrônico

Descrição	Parâmetro	Valor / Componente	
Parâmetros de projeto	V_{rede}	220 V	
	$P_{lâmpada}$	70 W	
	$I_{lâmpada}$	0,9 A	
	$V_{barramento}$	300 V	
Conversor Flyback Diferencial	$L_{p1} - L_{p2}$	650 μ H - 56 espiras - 3 fios AWG 20	Acoplados em Núcleo de ferrite EE55/28/21
	$L_{s1} - L_{s2}$		
	$C_1 - C_2$	1 μ H / 400 V polipropileno	
	$S_1 - S_2$	FQA 10N80C / 800 V / 1 Ω	
	$D1 - D8$	HFA08TB120 / 1200 V / 8 A	
Conversor Buck-Boost CFP	$D_{in1} - D_{in2}$		
	L_{BB}	1,1 mH - 48 espiras 1 fio AWG 20	Núcleo EE40/17/12
	D_{BB}	HFA08TB120 / 1200 V / 8 A	
	C_{BB}	220 μ H / 350 V / eletrolítico	
Ponte retificadora e filtro de entrada	$D_a - D_d$	UF4007 / 1000 V / 1 A	
	L_f	4,8 mH - 192 espiras - 1 fio AWG 26	Núcleo EE30/15/7
	C_f	330 nF / 400 V / polipropileno	

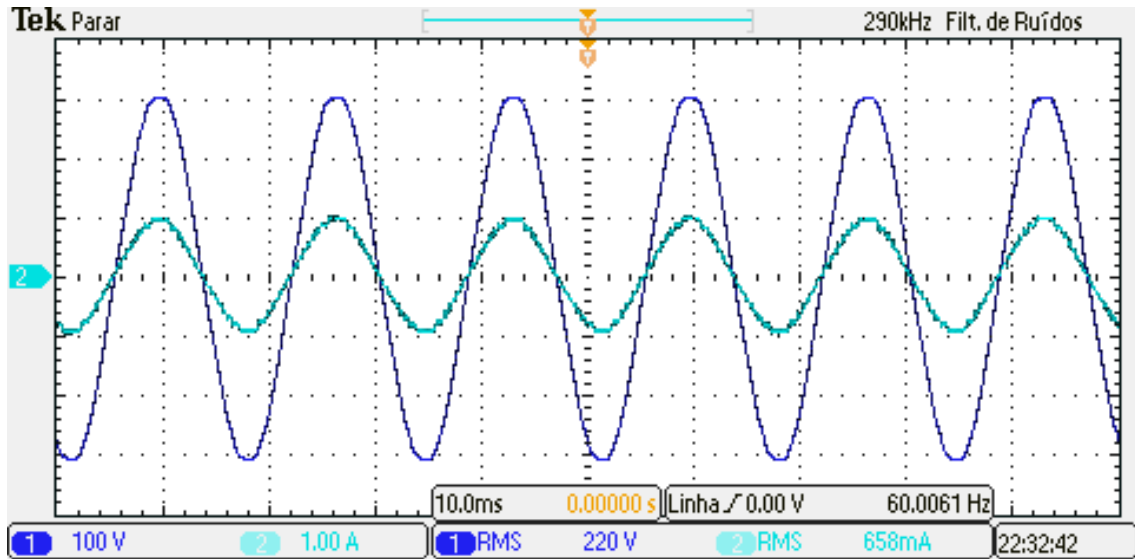


Figura 6.2 – Tensão de entrada (CH1 – 100 V/div) e corrente de entrada (CH2 – 1 A/div) –Escala de tempo (10 ms/div).

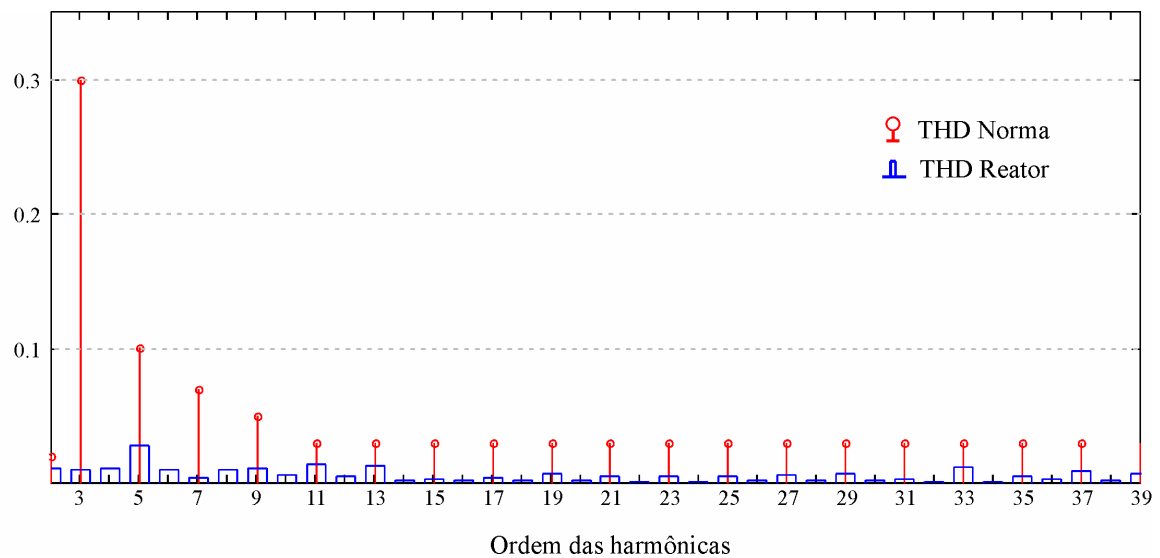


Figura 6.3 – Comparativo entre os níveis de harmônicos da corrente de entrada frente à norma IEC61000-3-2.

A Figura 6.4 mostra as formas da onda para a tensão de barramento e da corrente do indutor L_{BB} do conversor Buck-Boost CFP, onde se observa que a tensão de barramento está dentro dos objetivos iniciais de projeto. A Figura 6.5 ilustra em detalhe a corrente do indutor CFP mostrando que a operação deste, para o valor de pico da tensão de entrada, encontra-se no limite do modo de condução contínua.

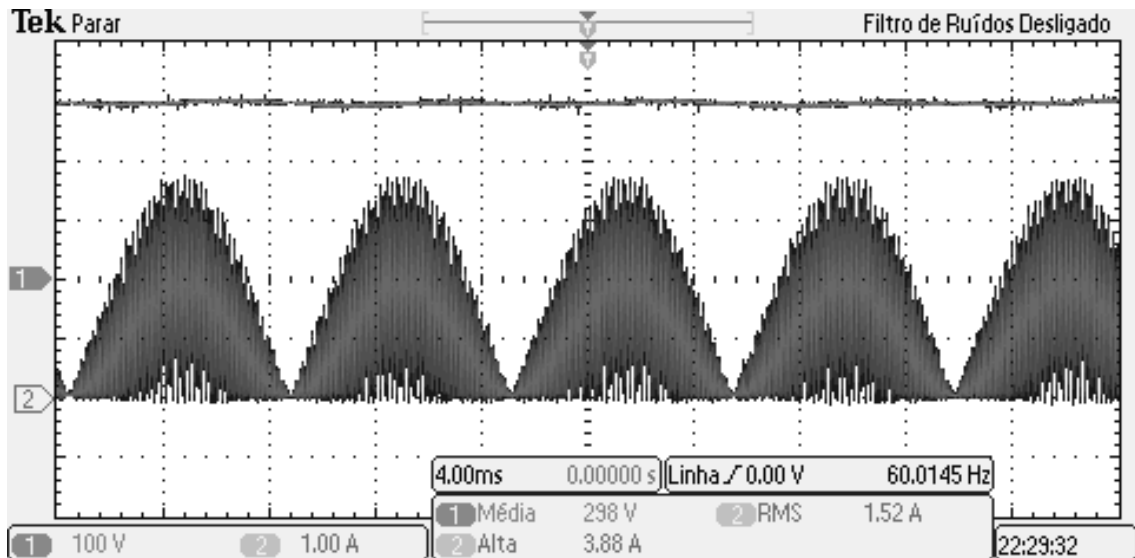


Figura 6.4 – Tensão de barramento (CH1 – 100 V/div) e corrente no indutor PFC (CH2 – 1 A/div) – escala de tempo de 4 ms/div

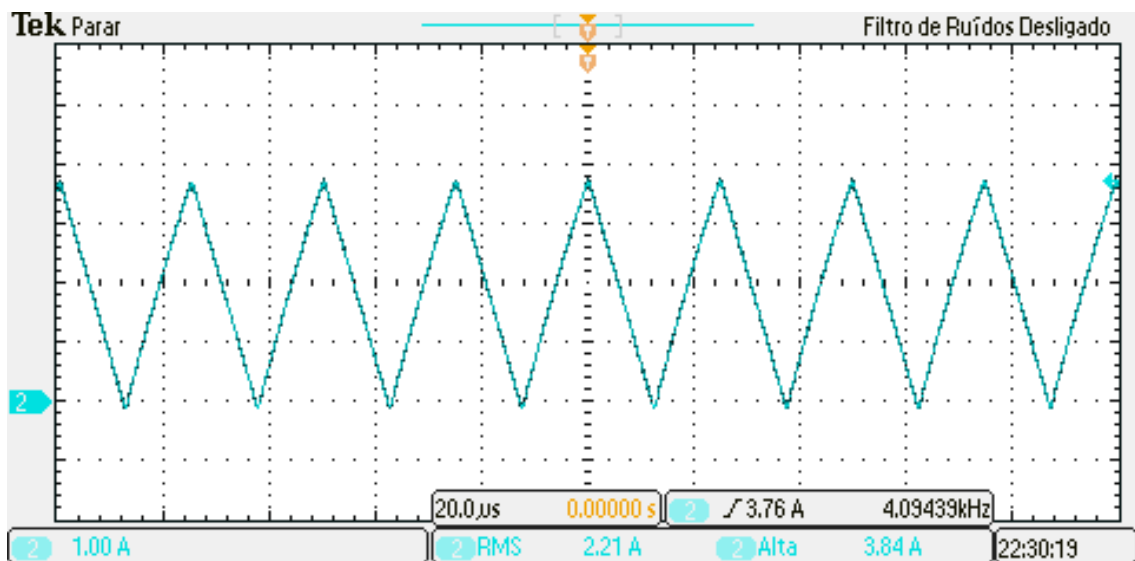


Figura 6.5 – Corrente no indutor PFC (CH2 – 1 A/div) – escala de tempo de 20 µs/div

A Figura 6.6 mostra a tensão sobre os interruptores S_1 e S_2 . O valor de 665V máximo está dentro do esperado pelo projeto, que seria de 670V. As Figuras 6.7 e 6.8 mostram as tensões no momento de transição da modulação na frequência de alimentação da lâmpada.

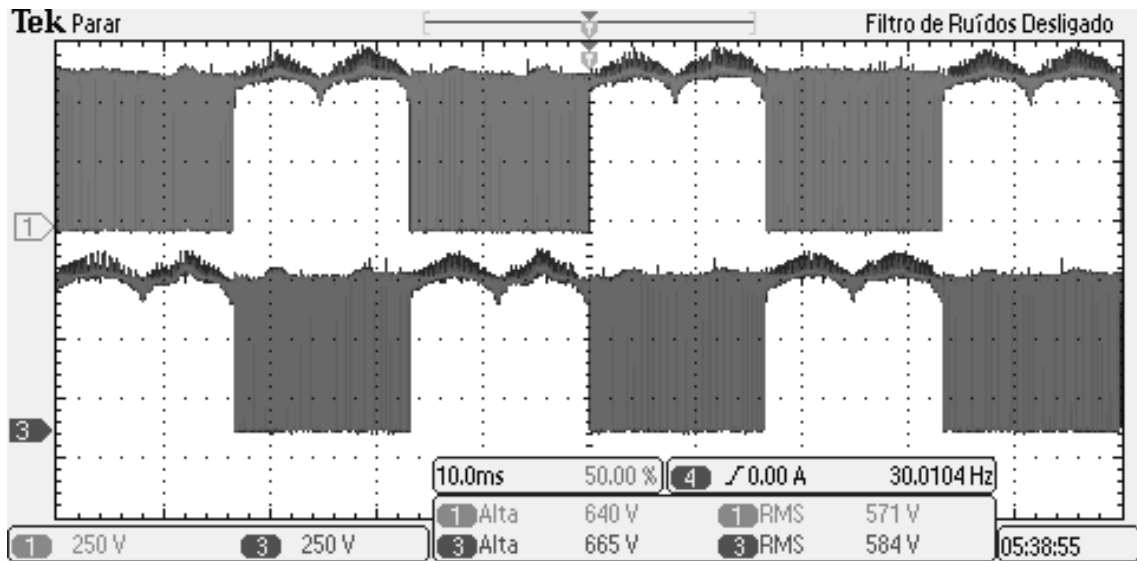


Figura 6.6 – Tensão sobre os interruptores S_1 e S_2 (250 V/div – escala de tempo 10 ms/div).

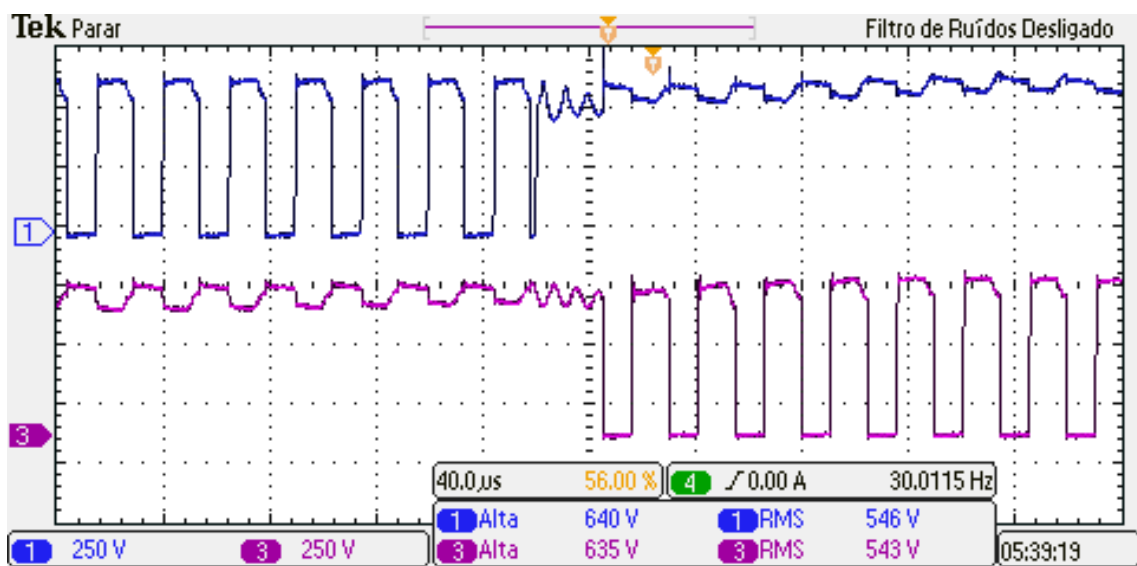


Figura 6.7 – Tensão sobre os interruptores S_1 e S_2 (250 V/div – escala de tempo 40 µs/div).

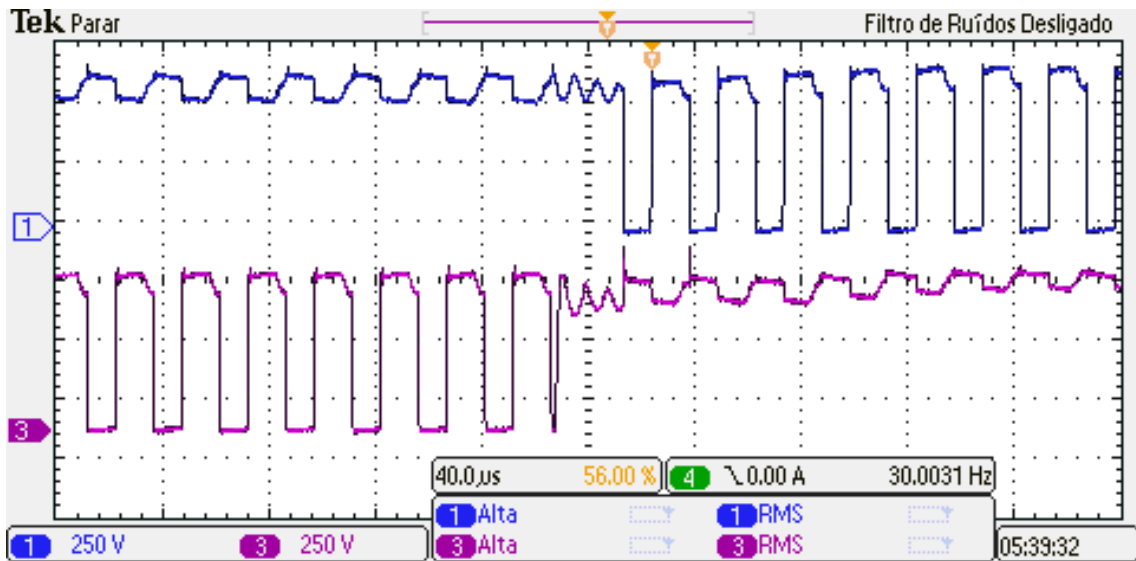


Figura 6.8 – Tensão sobre os interruptores S_1 e S_2 (250 V/div – escala de tempo 40 μ s/div).

As correntes nos indutores acoplados do conversor Flyback (L_{s1} – L_{s2}) são mostradas na Figura 6.9, para ciclo de tensão positiva e negativa na lâmpada. A Figura 6.10 mostra em destaque as corrente para o ciclo de tensão positivo e a Figura 6.11 para o ciclo de tensão negativa.

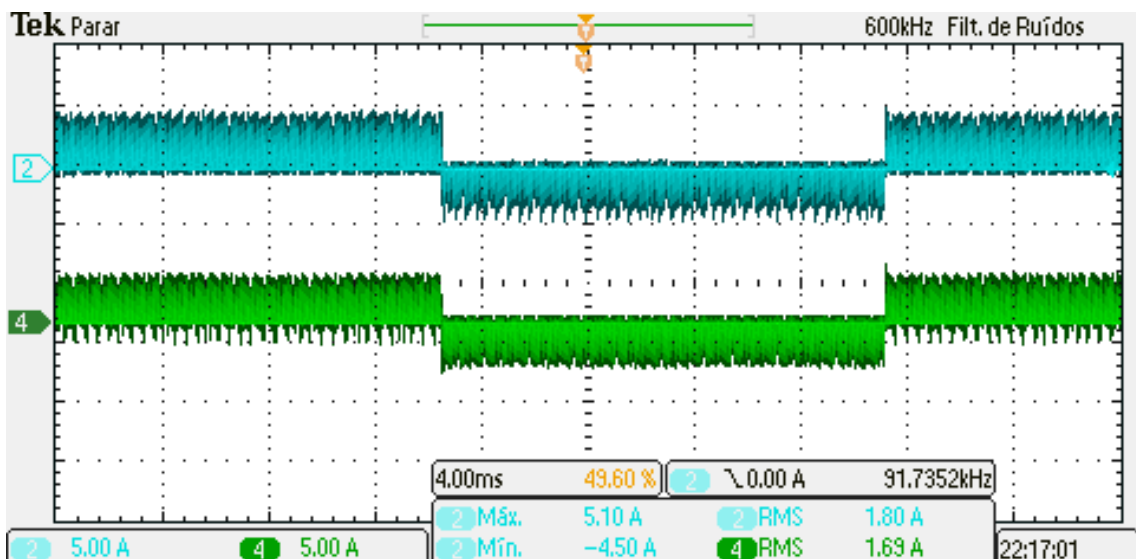


Figura 6.9 – Correntes nos indutores acoplados L_{s1} (CH2 – 5 A/div) e L_{s2} (CH4 – 5 A/div) – escala de tempo 4ms/div.

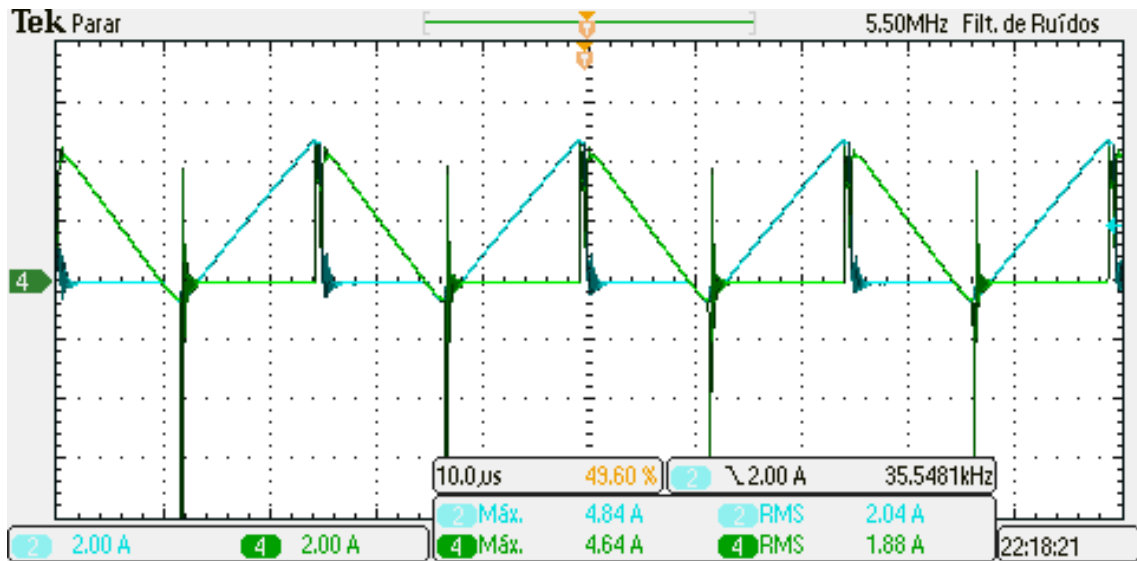


Figura 6.10 – Correntes nos indutores acoplados L_{s1} (CH2 – 2 A/div) e L_{s2} (CH4 – 2 A/div) para ciclo de tensão positiva na lâmpada– escala de tempo $10\mu\text{s}/\text{div}$.

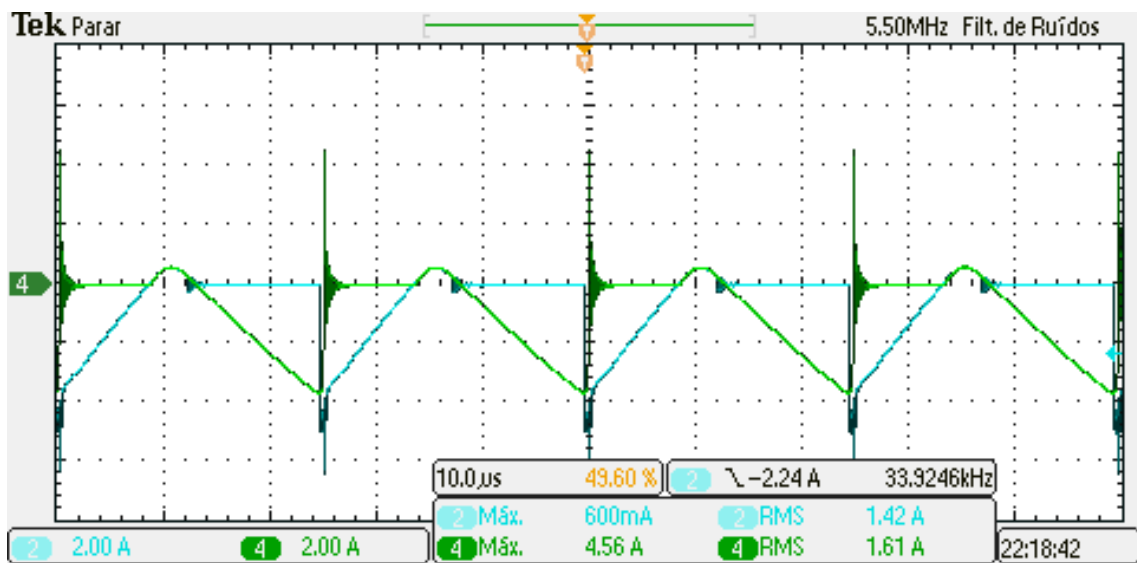


Figura 6.11 – Correntes nos indutores acoplados L_{s1} (CH2 – 2 A/div) e L_{s2} (CH4 – 2 A/div) para ciclo de tensão negativa na lâmpada– escala de tempo $10\mu\text{s}/\text{div}$.

As correntes nos interruptores podem ser observadas nas Figuras 6.12 (S_1) e na Figura 6.13 (S_2).

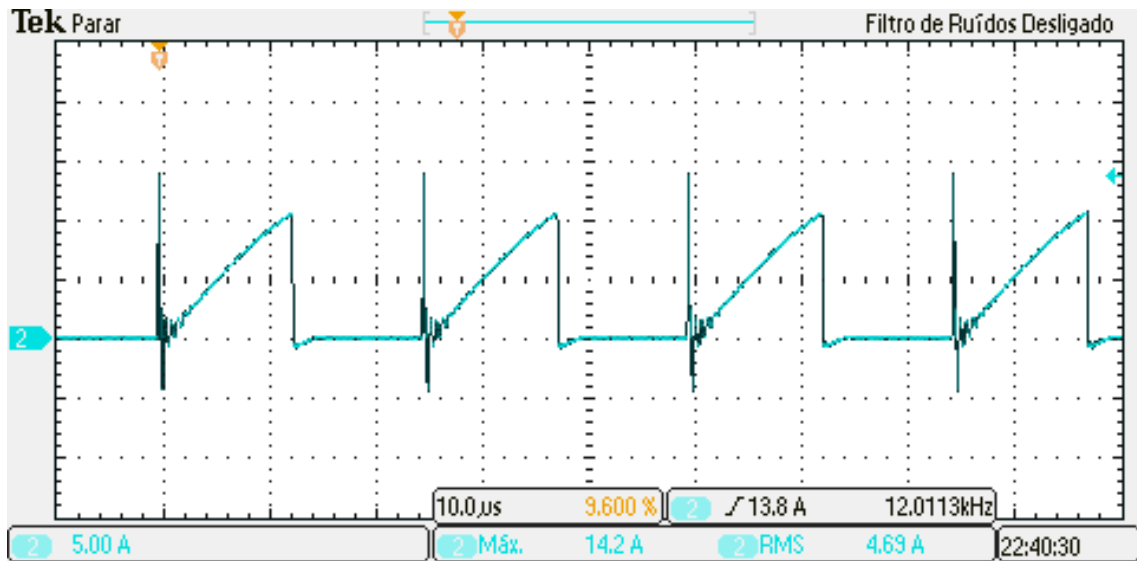


Figura 6.12 – Corrente no interruptor S_1 (5 A/div – 10 μ s/div).

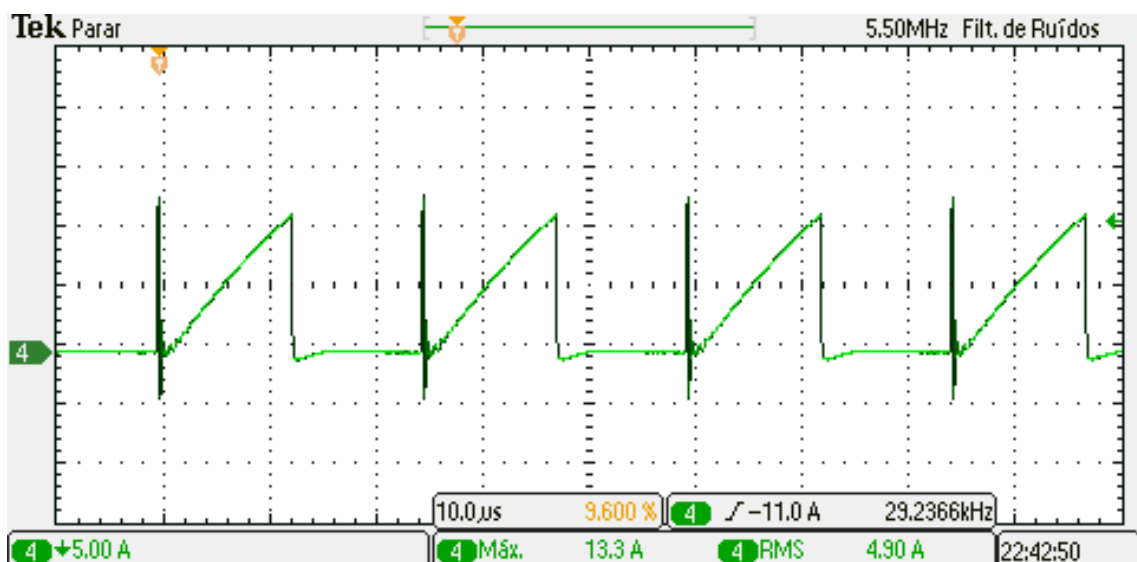


Figura 6.13 – Corrente no interruptor S_2 (5 A/div – 10 μ s/div).

Os parâmetros de tensão, corrente e potência na lâmpada podem ser vistos na Figura 6.14, onde o controle estabiliza a potência na lâmpada no valor desejado. Na Figura 6.15 é destacado o momento de transição entre a tensão positiva e tensão negativa na lâmpada.

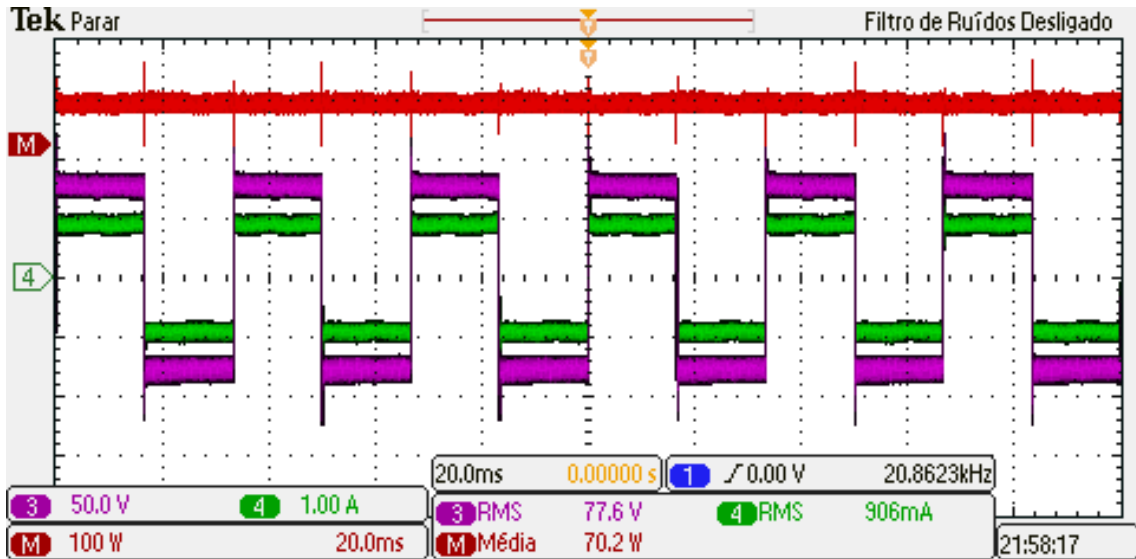


Figura 6.14 – Tensão (CH3 – 50 V/div), corrente (CH4 – 1 A/div) e potência (CHM – 100 W/div) na lâmpada – escala de tempo 20 ms/div.

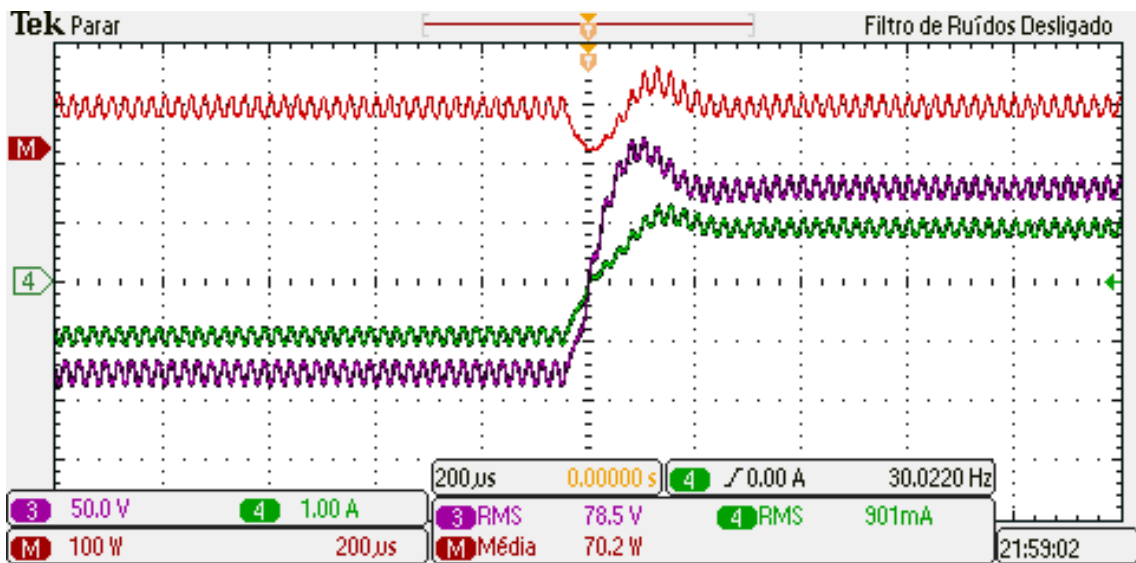


Figura 6.15 – Tensão (CH3 – 50 V/div), corrente (CH4 – 1 A/div) e potência (CHM – 100 W/div) durante a transição negativo-positivo de tensão na lâmpada – escala de tempo 200 μs/div.

Para verificar a atuação do controle sobre o reator, é realizado um degrau de carga através de uma resistência emulando o comportamento da lâmpada. O degrau de carga corresponde à uma alteração de 100% para 200% da resistência equivalente, como pode acontecer com a lâmpada ao longo de sua vida útil (Figura 1). O resultado experimental é mostrado na Figura 6.16, onde a referência de corrente se altera para permitir uma alimentação de potência nominal na carga.

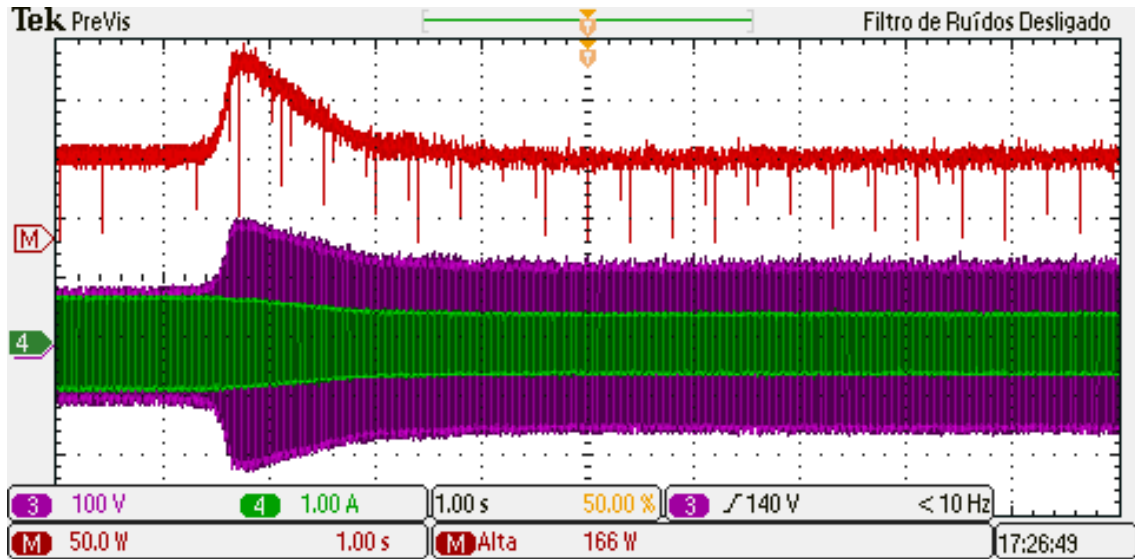


Figura 6.16 – Tensão (CH3 – 100 V/div), corrente (CH4 – 1 A/div) e potência (CHM – 50 W/div) na lâmpada durante o degrau de carga – escala de tempo 1 s/div.

O controle sobre a corrente atua a uma frequência muito alta se comparada à atuação em relação à potência, por isso o teste do controle da malha de corrente é feito através de um degrau instantâneo na tensão de barramento. Na Figura 6.17 é mostrado o degrau na tensão de barramento de 180 V para 250 V, onde o controle atua regulando a corrente e estabilizando no valor de referência.

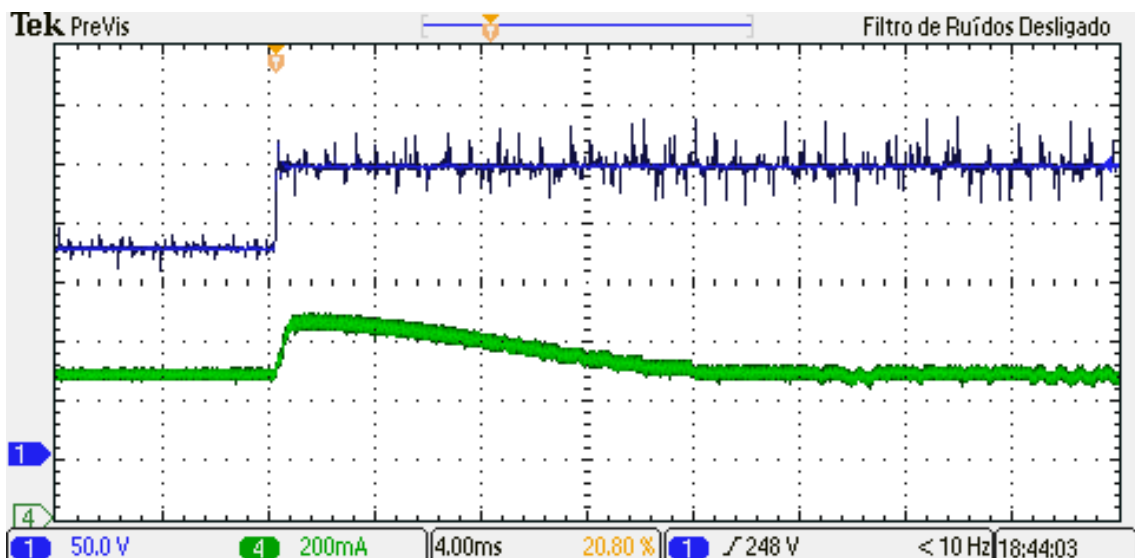


Figura 6.17 – Tensão de barramento (CH1 – 50 V/div) e corrente na carga (CH4 – 200 mA/div) para um degrau instantâneo na tensão de barramento – escala de tempo 200 ms/div.

A Figura 6.18 ilustra a foto do protótipo implementado.

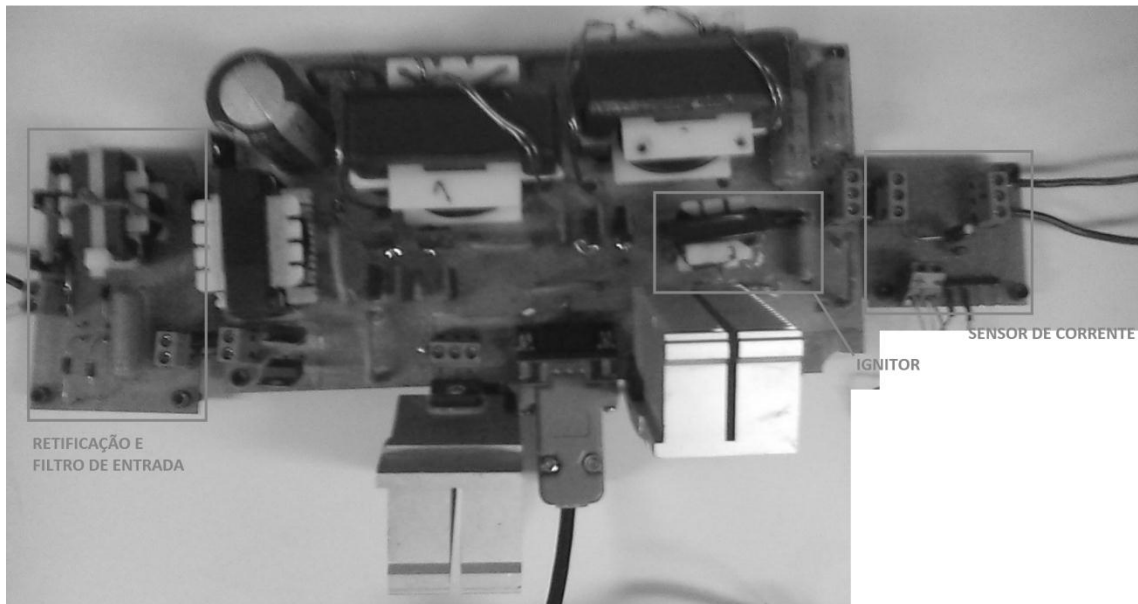


Figura 6.18 – Foto do protótipo implementado.

6.1. Conclusão

A implementação do reator foi de grande importância para confirmar a confiabilidade do projeto. Os valores obtidos experimentalmente foram satisfatórios e atendem às imposições dos valores teóricos e às normas existentes.

Não observou-se o fenômeno da ressonância acústica empregando a técnica de alimentação com sinal de onda quadrada em baixa frequência.

O controle digital atuou de forma esperada e manteve a potência da lâmpada em torno do seu valor nominal de 70 W. Mesmo após efetuado um degrau de carga a potência permaneceu no valor nominal.

Os circuitos auxiliares permitiram o funcionamento da topologia de forma consistente e se mostraram imunes aos ruídos gerados pelo reator.

CONCLUSÃO GERAL

Muitos entraves tecnológicos impedem que os reatores eletrônicos sejam empregados predominantemente no funcionamento de lâmpadas *HPS*, utilizadas na iluminação pública. Isto serve de incentivo para que as pesquisas na área de iluminação sejam cada vez mais intensificadas, pretendendo romper com a hegemonia de utilização dos reatores eletromagnéticos.

Uma das principais barreiras que os reatores eletrônicos necessitam ultrapassar é o fenômeno da ressonância acústica. Devido a esta dificuldade, estes reatores possuem vários estágios de tratamento da energia oriunda da rede elétrica a fim de proporcionarem a correta alimentação da lâmpada. A utilização de uma onda quadrada de baixa frequência parece ser, no momento, a melhor alternativa para evitar tal fenômeno.

A conexão diferencial de conversores CC propõe uma interessante técnica de alimentação de lâmpadas de descarga em alta pressão por diminuir o número de componentes utilizados na topologia e, assim, suprimindo o estágio de inversão que é comumente utilizado nos reatores eletrônicos. Além disso, é possível obter a integração de interruptores do estágio PFC, simplificando ainda mais o circuito.

A característica das lâmpadas *HPS* de variar a sua resistência equivalente ao longo de sua vida útil é um desafio ao objetivo de manter a potência sobre a lâmpada sempre nominal e constante. Então, é necessário que o reator eletrônico possua um controle dos parâmetros de saída, como tensão e corrente. Para tanto, é preciso conhecer o funcionamento do circuito utilizado, obtendo a modelagem da topologia e encontrando as equações matemáticas que determinem o funcionamento do sistema.

No presente trabalho, observou-se que o projeto de controle pode ser simplificado com a utilização de dispositivos microcontrolados, os quais reduzem tanto o espaço físico empregado, quanto os custos do reator. A partir da modelagem do sistema, foram obtidos os modelos de equações para a corrente de saída em função da variação, tanto da tensão de entrada como da razão cíclica. O projeto de controle foi realizado no modo de tempo discreto e a obtenção dos resultados de simulação foi importante para verificar a resposta do sistema às variações dos parâmetros de entrada e saída antes de utilizá-los na prática.

A dinâmica lenta de funcionamento da lâmpada foi uma vantagem encontrada para o projeto de controle, permitindo a utilização de apenas um integrador para obter o compensador necessário para controlar o sistema. O processo de controle do sinal medido na lâmpada foi descrito através de diagramas, exemplificando passo a passo a metodologia utilizada. Verificou-se também a necessidade de inclusão de uma malha de controle por histerese para garantir a potência constante na lâmpada.

A montagem prática do reator eletrônico utilizando todas as diretrizes obtidas no projeto teórico comprovou a viabilidade da pesquisa realizada.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ALONSO, J. M.; DALLA COSTA, M. A.; RAMOS, J. A. Dynamic Modelling of Discharge Lamps Through Step Response. **Electronics Letters**, v. 41, p. 1078-1080, 2005.

ALONSO, M. J. et al. Small-signal modeling of discharge lamps through step response and its application to low-frequency square waveform electronic ballast. **IEEE Transaction Power Electronics**, v. 22, p. 744-752, Maio 2007. ISSN 3.

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.

BARBI, I. **Eletrônica de Potência**. Florianópolis: [s.n.], 2006.

BISOGNO, F. E. **Topologia para Iluminação Fluorescente Utilizando conversor Boost Push-Pull Integrado com um único interruptor**, Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria. Santa Maria, 2001.

BUTTENDORFF, J. M. **Reatores Eletrônicos de um Único Estágio para Lâmpadas de Vapor de Sódio de Alta Pressão de 250W**, Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, 2003.

CANESIN, C. A.; BARBI, I. Novel Single-Phase ZCS-PWM High-Power-Factor Boost Rectifier. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 14, p. 629-635, 1999.

CERVI, M. **Desenvolvimento de uma Família de Reatores Eletrônicos para Lâmpadas de Multivapor Metálico empregando a Técnica de Conexão Diferencial de Conversores CC/CC**, Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2009.

CIMADOR, G. A. P. P. An Attractive New Converter Topology for AC/DC, DC/DC & DC/AC Power Conversion. **International Telecommunications Energy Conference - INTELEC**, Oct 1990. 597-604.

CIMADOR, G. A. P. P. A New Generation of PWM Ringing Generators for Telecommunications. **International Telecommunications Energy Conference - INTELEC**, Oct 1992. 147-152.

CÓ, M. A. **Sistemas eletrônicos microcontrolados para acionamento de lâmpadas de alta intensidade de descarga**, Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal do Espírito Santo. Vitória, 2002.

COSTA, G. J. C. **Iluminação Econômica**. 3. ed. Porto Alegre: EDIPUCRS, 2005.

COSTA, R. E. D. **Sistematização do Projeto de Reatores Eletrônicos para Alimentação de Lâmpadas de Vapor de Sódio em Alta Pressão para Iluminação Pública**, Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria. Santa Maria, 2009.

DALLA COSTA, M. A. Acoustic-Resonance Characterization of Low-wattage Metal-Halide Lamps. **IEEE Transactions on Plasma Science**, v. 35, p. 43 - 58, 2007.

DALLA COSTA, M. A. **Compensación de resonancias acústicas en lámparas de descargas en halogenuros metálicos oir medio de onda cuadrada de baja frecuencia: caracterización de lámparas y propuesta de nuevas topologias de alimentación**, Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade de Oviedo. Gijón - Espanha, 2008.

DALLA COSTA, M. A. et al. Analysis, Design and Experimentation of a Closed-Loop Metal Halide Lamp Electronic Ballast. **IEEE Industry Applications Conference** , v. 3, p. 1384-1390, out 2006.

DALLA COSTA, M. A. et al. A Single Stage High-Power-Factor Electronic Ballast based on Integrated Buck Flyback Converter to Supply Metal Halide Lamps. **IEEE Transaction on Industrial Eletronics**, v. 55, n. 3, p. 1112-1122, 2008.

DALLA COSTA, M. A. et al. Electronic Ballasts for HID Lamps. **IEEE Industry Applications Magazine**, v. 17, n. 2, p. 54-59, 2011.

DENG, E.; CUK, S. Negative incremental impedance and stability of fluorescent lamps. **Power Electronic Confere**, Vancouver, Canadá, p. 1050-1056, 1997.

EGERT, F. A. **Reator Eletrônico Auto-Oscilante para uma Lâmpada de Vapor de Sódio em Alta Pressão**, Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidad Federal de Santa Maria. Santa Maria, 2004.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics**. 2. ed. ____: [s.n.], 2001.

FELLOWS, M. W. A study of the High Intensity Discharge Lamp - Electronic Ballast Interface. **Conference Records of Industry Applications Society Annual Meeting**, v. 2, p. 1043-1048, 2003.

GARCIA, J. G. **Balastros Eletrônicos no Resonantes para Lamparas de Alta Intensidad de Descarga: Aportaciones en el Circuito de Arranque y en las Etapas de Calientamento e Régimen Permanente**, Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica). Universidade de Oviedo. Gijón - Espanha, 2003.

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.

GROOT, J.; VAN VLIET, J. **The High-Pressure Sodium Lamp**. 1. ed. Londres: Macmillan Educational, 1986.

HARRIS, J. B. Eletric Lamps, Past and Present. In: _____ **Engineering Science and Educatiion Journal**. [S.l.]: [s.n.], 1993.

HU, Y. **Analysis and Design of High-Intensity Discharge Lamp Ballast for Automotive Headlamp**, Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica). Virginia Polytechnic Institute and State University, 2001.

JÚNIOR, A. P. **Amplificadores Operacionais e Filtros Ativos**. 6. ed. Porto Alegre: Bookman, 2003.

KHALIL, H. K. **Nonlinear Systems**. [S.l.]: Prentice Hall, 2001.

KIRSTEN et al. a ser publicado, Digital Control Strategy for HID Lamp Electronic Ballast. **IEEE Transaction on industrial Informatics**.

KIRSTEN, A. **Reator Eletrônico para Lâmpadas de Descarga em Alta Pressão Baseado no Conversor Flyback Inversor**, Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria. Santa Maria, 2012.

LIN, R.-L.; WANG, Z.-Q. 2.65 MHz Self-oscillating Electronic Ballast with Constant Lamp-Current Control for Metal Halide Lamp. **Power Electronics Specialists Conference**, p. 1-6, 2006. ISSN 0275-9306.

MARCHESAN, T. B. **Integração de conversores estáticos aplicados a sistemas de iluminação pública**, Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade de Santa Maria. Santa Maria, 2007.

MARCHESAN, T. B. et al. **An electronic ballast to supply automotive HID lamps in low frequency square waveform**. Industry Applications Conference. [S.l.]: [s.n.]. 2005. p. 1598-1602.

MARCHESAN, T. B. et al. Two Flyback-Based Integrated Converters for the Implementation of LFSW Electronic Ballasts. **IEEE Transaction on Industry Electronic**, 2007.

MCLYMAN, C. W. T. **Transformer and Inductor Design Handbook**. 3. ed. [S.l.]: [s.n.], 2004.

NBR IEC 662. **Lâmpadas a vapor de sódio a alta pressão**, Rio de Janeiro, 1997.

OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. 4^a. ed. [S.l.]: Pearson Prentice Hall, 2003.

ORLETTI, R. **Reator Eletrônico Microcontrolado de Alto Fator de Potência para Lâmpadas de Alta Intensidade de Descarga**, Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal do Espírito Santo. Vitória, 2005.

OSRAM. Lâmpadas de Descarga de Alta Pressão. **Catálogo Geral**, 2011-2012.

PINTO, A. **Projeto e implementação de lâmpadas para iluminação de interiores empregando diodos emissores de luz (LEDs)**, Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria. Santa Maria, 2008.

QIAN, J.; ZHAO, Q.; LEE, F. C. Single-Stage Single-Switch Power-Factor-Correction AC/DC Converters with DC-bus Voltage Feedback for Universal Line Applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 13, 1998.

QIAO, C. M.; M., S. K. Topology Survey of Single-stage Power Factor Corrector with a Boost Type Input-Current-Shaper. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 16, p. 360-368, 2001.

RASHID, M. H. **Eletrônica de Potência - Circuitos, Dispositivos e Aplicações**. ____: Makron Books, 1999.

REDL, R.; BALOGH, L.; SOKAL, N. O. A New Family of Single-Stage Isolated Power-Factor Correctors with Fast Regulation of the Output Voltage. **Power electronics Specialists Conference**, p. 1137-1144, 1994.

RIBAS, J. et al. Electronic Ballast for Metal Halide Lamps based on a Class E Resonant Inverter Operating at 1 MHz. **Proceedings of Applied Power Electronics Conference and Exposition**, v. 1, p. 600-604, 2005.

RODOVALHO, D. S. **Nova Topologia de Reator Eletrônico Utilizado Para Acionar Uma ou Mais Lâmpadas HPS em Forma de Onda de Tensão Sintetizada**, Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Uberlândia. Uberlândia, 2009.

SEIDEL, A. R. **Técnicas de projeto para o reator eletrônico auto-oscilante empregando ferramentas de controle**, Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria. Santa Maria, 2004.

SEIDEL, A. R. et al. A Practical Comparison Among High-Power-Factor Electronic Ballast with Similar Ideas. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 41, p. 1574-1583, 2005.

SENAI. **Disparador de Schmitt, teoria**, Rio de Janeiro, Divisão de Ensino e Treinamento, 1987.

SHEN, M.; ZHAOMING, Q.; PENG, F. Z. A novel two-stage acoustic resonance free electronic ballast for HID lamps. **Conference Applicatinos of the 37th Industry Application Society Annual Meeting**, v. 3, p. 1869-1874, 2002.

SILVA, M. F. D. **Contribuição ao estudo de sistemas eletrônicos de baixo custo com alto fator de potência para acionamento de lâmpadas fluorescente compacta**, Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria. Santa Maria, 2000.

SILVA, M. L. D. **Luz, lâmpadas e iluminação**. Porto Alegre: [s.n.], 2002.

SIMONETTI, D. S. L.; SEBASTIÁN, J.; UCEDA, J. The Discontinuous Conduction Mode Sepic and Cuk Power Factor Preregulators: Analysis and Design. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 44, p. 630-637, 1997.

SINHA, D. N. Acoustic Resonance Spectroscopy (ARS). **IEEE Potentials**, v. 11, p. 10-13, 1992.

SKINNER, J. **Bidirectional continuous-mode Flyback inverter**. Power Electronics and Applications. [S.l.]: [s.n.]. 1993. p. 216-220.

SUN, J. et al. Averaged modeling of pwm converters operating in discontinuous conduction mode. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 16, p. 482-492, 2001.

TOMM, F. L. **Projeto de Reatores Eletrônicos para Lâmpadas HID baseado no conversor Chopper AC**, Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria. Santa Maria, 2007.

TOMM, F. L. **Sistemas Eletrônicos de Iluminação Baseados nos Convresores CA/CA**, Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria. Santa Maria, 2011.

TOSS, M. **Estudo e Desenvolvimento de um Reator Eletrônico para Lâmpada de Alta Pressão de Vapor Metálico com Sistema de Eliminação da Ressonância Acústica**, Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul. Porto Alegre, 2004.

UFSM. **Manual de Estrutura e Apresentação de Monografias, Dissertações e Teses**. 7^a. ed. Santa Maria/RS: Editora UFSM, 2010.

WAKABAYASHI, F. T.; CANESIN, C. Dimmable Electronic Ballast with High Power Factor Sepic Preregulator, for Multiple Tubular Fluorescent Lamps. **Power Electronics Specialists Conference**, v. 5, p. 4043-4049, 2004.

WU, T. F.; CHEN, Y. K. A Systematic and Unified Approach to Modeling PWM DC/DC Converters Based on the Graft Scheme. **IEEE Transactions on Industrial Electronics** , v. 45, p. 88-98, 1998.

YAN, W.; HO, Y. K.; HUI, S. Y. Stability Study and Control Methods for Small-Wattage High Intensity Discharge (HID) Lamps. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 37, set 2001.

ZHOU, J. A novel method for testing acoustic resonance of HID Lamps. **APEC**, v. 2, p. 480-485, 1999.

APÊNDICE A

CIRCUITOS AUXILIARES

Para a implementação prática da topologia proposta se faz necessário uma série de circuitos auxiliares que tem por finalidade a correta alimentação dos interruptores e do microcontrolador e também a captação de sinais de tensão e corrente para o controle em malha fechada.

A.1- Sincronia com o sinal da rede de alimentação

O reator proposto é alimentado a partir da tensão senoidal com frequência de 60 Hz. Sendo que a operação da lâmpada é obtida a partir da modulação de uma onda quadrada em baixa frequência, existe um pequeno espaço de tempo entre o sinal positivo e negativo desta onda. Quanto menor for a tensão de entrada quando o interruptor compartilhado for acionado, menor será o pico de corrente proporcionado a este. Com elevados picos de correntes também se tornam maiores as ressonâncias do circuito, fazendo com que os componentes sofram um estresse maior de corrente e tensão nesta transição.

Por este motivo é realizada a comutação dos interruptores ao mesmo tempo em que a tensão de entrada esteja no menor valor possível, onde a topologia operará com uma frequência múltipla da frequência da rede. Para isto é implementado ao reator um circuito auxiliar detector de zeros.

O circuito utilizado como detector de zeros é chamado de disparador de Schmitt, Figura A.1, que possui como principal aplicação justamente a transformação de um sinal analógico (que assume qualquer valor de tensão ao longo do tempo) em um sinal que está sempre em dois níveis definidos (sinal digital) (SENAI, 1987). A grande vantagem na utilização deste circuito é a de que ele evita a ocorrência de pulsos indevidos, através da sua característica de histerese. Assim, os ruídos provenientes da tensão de entrada não afetam a leitura adequada do sinal.

A Figura A.2 mostra a atuação do circuito auxiliar, onde a tensão de alimentação da lâmpada está em fase com a tensão de entrada da rede.

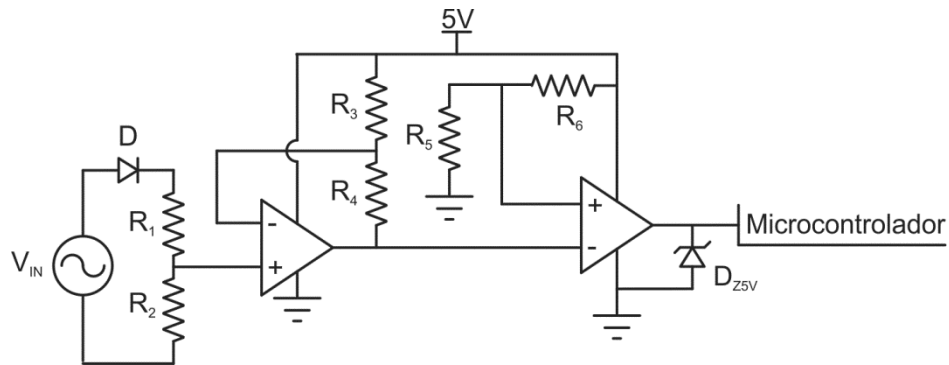


Figura A.1 – Circuito de detecção de zeros de tensão.

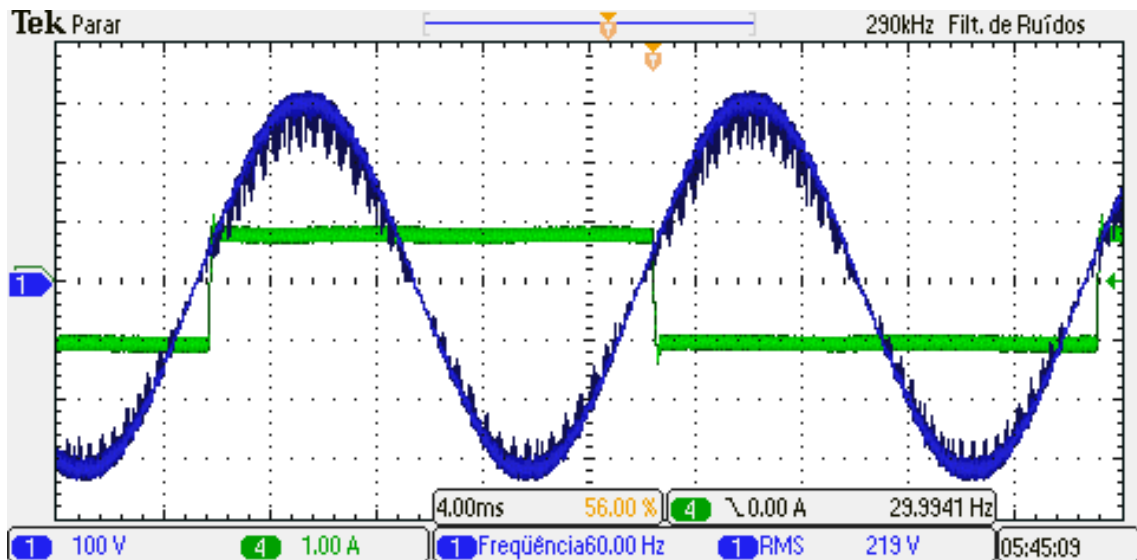


Figura A.2 – Comparação entre tensão de entrada e corrente aplicada à lâmpada.

A.2 - Amplificador *Totem Pole*

O sinal de comando para os interruptores da topologia implementada é oriundo de um microcontrolador, o qual fornece este sinal com uma tensão máxima de 5 V. Mas este sinal não é capaz de acionar os interruptores utilizados no reator: dispositivos semicondutores *MOSFET* (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*). Sendo assim o sinal de comando necessita ser amplificado de alguma maneira entre a saída do microcontrolador e os semicondutores.

Para este fim é utilizada a configuração de amplificador a transistor, bastante utilizada e consolidada na literatura, denominada *Totem Pole*. Este amplificador consiste em

um arranjo de transistores e resistores, como pode ser observado na Figura A.3. Possuindo a característica inversora, o sinal de *PWM* emitido pelo microcontrolador também deve ser inverso, proporcionando o correto acionamento dos interruptores.

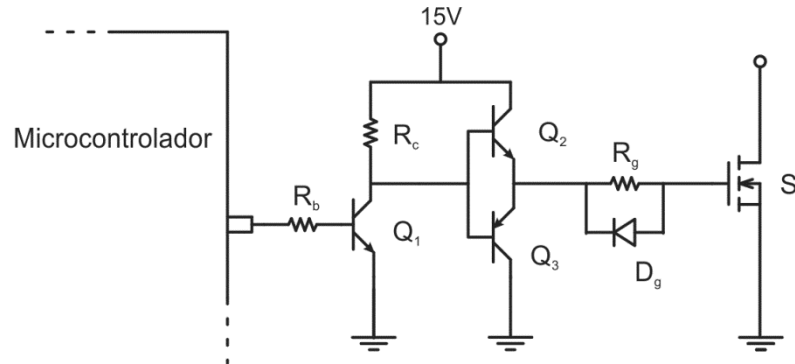


Figura A.3 – Circuito amplificador *Totem Pole* (Kirsten, 2011).

O amplificador inversor é uma alternativa segura, desde que os tempos de subida e descida do sinal *PWM* sejam adequados para o tipo de interruptor utilizado. No caso de interruptores com valores de capacitância muito elevados, este amplificador apresenta a desvantagem de ter perdas consideráveis no resistor de gate, R_g (Costa, 2009).

A.3 Circuito ignitor

Como visto anteriormente, a lâmpada necessita de um pulso de tensão em torno de 2500 V para sofrer a ignição (norma NBR *IEC662*). Este pulso é aplicado à lâmpada através do circuito ignitor (Figura A.4).

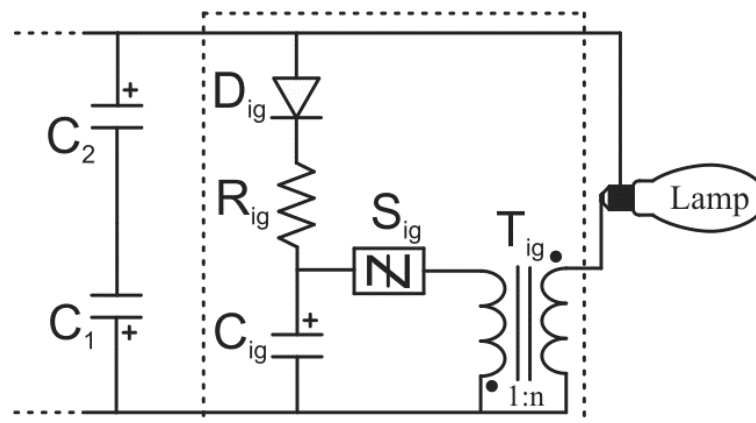


Figura A.4 – Circuito ignitor.

O funcionamento deste circuito auxiliar ocorre a partir do aumento de energia no capacitor C_{ig} , sendo que a lâmpada é um circuito aberto. Quando a tensão do capacitor C_{ig} atingir a tensão de disparo (240 V) do elemento S_{ig} bidirecional *SIDAC* (*Silicon Diode for Alternating Current*), toda a tensão armazenada em C_{ig} será aplicada no primário do transformador T_{ig} . Como a relação de espiras do primário do transformador para o secundário equivalente a 10 vezes, ocorre um pulso de tensão da ordem de 2,2 kV sobre a lâmpada, estando este pulso dentro das exigências da norma.

Se a lâmpada não partir no primeiro pulso aplicado, o capacitor irá carregar novamente e após o processo aplicar outro pulso de alta tensão à lâmpada, até que esta tenha sua ignição.

A Figura A.5 mostra o pulso de tensão aplicado pelo circuito ignitor na lâmpada.

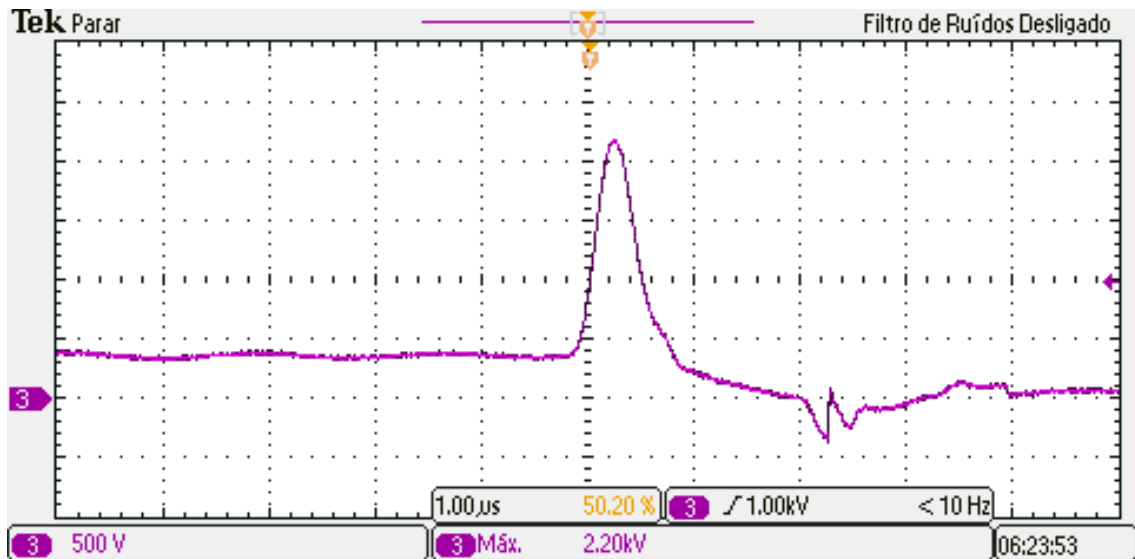


Figura A.5 – Pulso de tensão aplicado à lâmpada.

A.4 Fonte auxiliar

Para alimentar os diversos circuitos auxiliares que compõem o reator, seriam necessárias várias fontes que gerassem diferentes níveis de tensão. A fim de evitar a dependência de diversos dispositivos, é desenvolvida uma fonte auxiliar que permita prover as necessidades citadas.

A partir de um transformador abaixador, a tensão da rede é reduzida de 220 V para 18V. Após a retificação, usa-se um regulador linear para limitar a tensão em 15 V, a qual se faz necessária para alimentação dos circuitos amplificadores *totem pole*. Ainda são usados

mais dois reguladores para obter tensões de 5 V para o microcontrolador e uma faixa de tensão regulável, que é aplicada aos amplificadores operacionais (AMPOP) do circuito de sincronia com a rede de alimentação. O circuito simplificado da fonte auxiliar é mostrado na Figura A.6, e na Figura A.7 é observada a foto da montagem realizada na placa de circuito impresso.

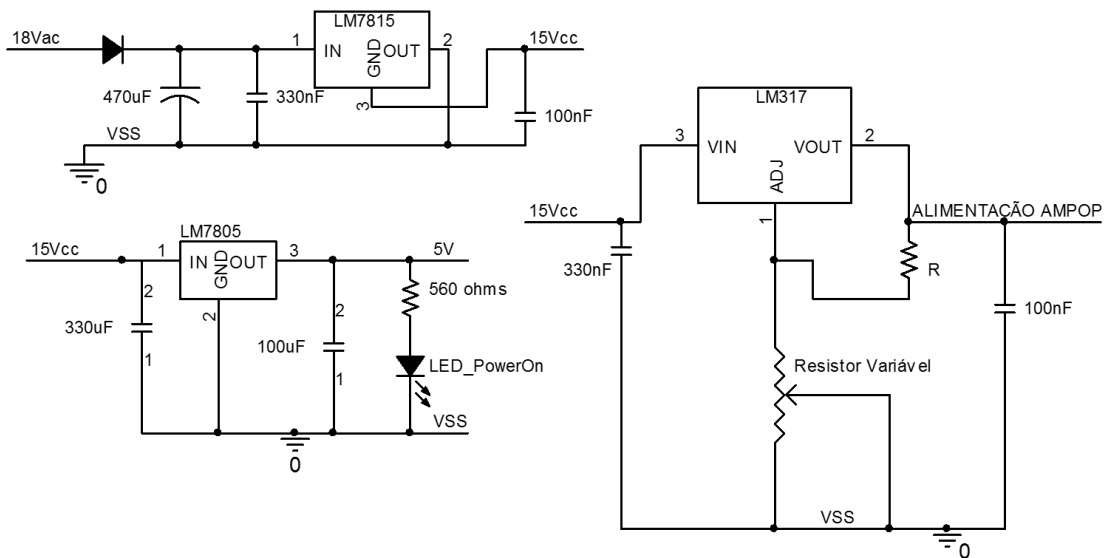


Figura A.6 – Circuito da fonte auxiliar.

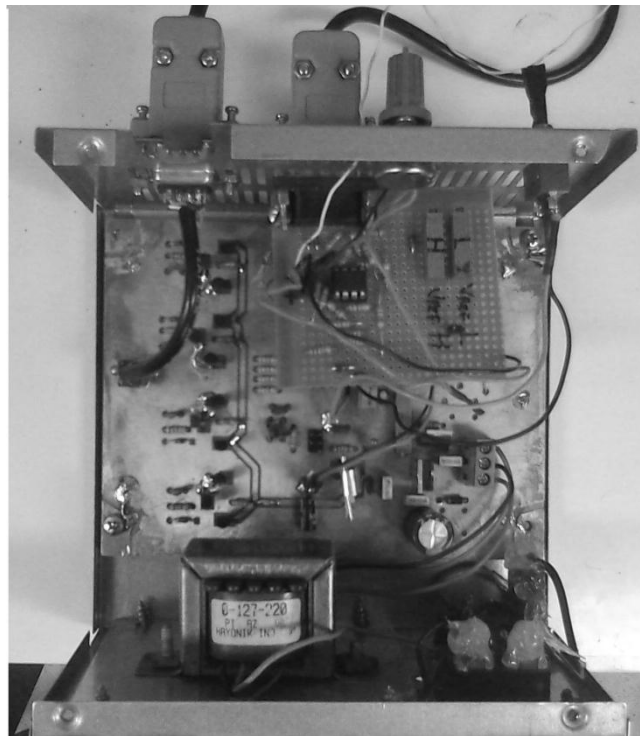


Figura A.7 – Foto da fonte auxiliar.

APÊNDICE B

PUBLICAÇÕES

TOMM, F. L.; HANSEN. J.; do PRADO R.N.; CAMPOS A. *Reator de Alto FP para Lâmpadas HID com Conversores SEPIC AC-AC*. **Congresso Brasileiro de Automática (CBA)**, 2008a.

TOMM, F. L.; HANSEN. J.; do PRADO, R.N.; CAMPOS, A. *A Simple Electronic Ballast to Supply HID Lamps*. **IEEE Industry Applications Society Annual Meeting**, 2008b.

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.

KIRSTEN, A. L.; DALLA COSTA, M. A.; HANSEN, J.; DA LUZ, P. C. V.; RECH, C.; PRADO, R. N.; “Modeling and Control Strategy of HPS Electronic Ballast considering the Dynamic Model of the Lamp” **Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP)**, 2011, p. 1-6.