

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

**ANÁLISE E PROJETO DO REATOR ELETRÔNICO
AUTO-OSCILANTE PARA RECONHECIMENTO DE
LÂMPADAS FLUORESCENTES**

TESE DE DOUTORADO

Juliano de Pelegrini Lopes

Santa Maria, RS, Brasil

2014

PPGEE / UFSM, RS

LOPES, Juliano de Pelegrini

Doutor

2014

**ANÁLISE E PROJETO DO REATOR ELETRÔNICO AUTO-
OSCILANTE PARA RECONHECIMENTO DE LÂMPADAS
FLUORESCENTES**

por

Juliano de Pelegrini Lopes

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

Orientador: Prof. Dr. Álysson Raniere Seidel

Santa Maria, RS, Brasil

2014

Ficha catalográfica elaborada através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Central da UFSM, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

de Pelegrini Lopes, Juliano
Análise e projeto do reator eletrônico auto-oscilante
para reconhecimento de lâmpadas fluorescentes / Juliano
de Pelegrini Lopes.-2014.
172 p.; 30cm

Orientador: Álysson Raniere Seidel
Tese (doutorado) - Universidade Federal de Santa
Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica, RS, 2014

1. Comando auto-oscilante 2. Lâmpada fluorescente 3.
Reator eletrônico 4. Reconhecimento de lâmpadas I. Raniere
Seidel, Álysson II. Título.

© 2014

Todos os direitos autorais reservados a Juliano de Pelegrini Lopes. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita com autorização por escrito do autor.

Endereço: Rua Major Duarte, 235 / ap. 201. CEP: 97050-460 Bairro: Centro,
Santa Maria, RS. Fone: (0xx)55 3307-7332; email: pelegrinilopes@gmail.com

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

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

**ANÁLISE E PROJETO DO REATOR ELETRÔNICO AUTO-
OSCILANTE PARA RECONHECIMENTO DE LÂMPADAS
FLUORESCENTES**

elaborada por
Juliano de Pelegrini Lopes

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

COMISSÃO EXAMINADORA:

Álysson Raniere Seidel, Dr.
(Presidente/Orientador)

Ricardo Nederson do Prado, Dr. (UFSM)

José Marcos Alonso Álvarez, Dr. (UNIOVI/Espanha)

Marina Mendes Sargento Domingues Perdigão, Dr. (IPC-ISEC/Portugal)

Javier Ribas Bueno, Dr. (UNIOVI/Espanha)

Santa Maria, 14 de julho de 2014.

*Aos meus pais, Telmo e Ivone,
e ao meu irmão Luciano, pelo
apoio, amor e compreensão.*

*A minha namorada Marisa, pelo amor,
carinho, apoio e compreensão
em todos os momentos.*

*A Deus, pela benção divina
e proteção durante toda a vida.*

AGRADECIMENTOS

Meus sinceros agradecimentos:

Ao professor Álysson Raniere Seidel, pela orientação e amizade. Pelo empenho e dedicação desde o primeiro dia de trabalho. Pelos ensinamentos técnicos e exemplo de moral e conduta durante todo o tempo de convivência. Pela paciência e ótimos exemplos de profissionalismo e competência.

Ao professor Ricardo Nederson de Prado, por inicialmente, ter aceitado ser meu orientador e acreditado neste trabalho. Pela amizade e ensinamentos desde o início da minha trajetória no GEDRE.

A UFSM, que proporcionou uma estrutura adequada para o desenvolvimento deste trabalho.

Ao GEDRE, que me acolheu e proporcionou crescimento pessoal e profissional desde a graduação até o doutorado.

Ao CTISM, pela estrutura disponibilizada para a realização deste trabalho.

A UTFPR por proporcionar condições para que este trabalho pudesse ser finalizado.

Ao Engenheiro Diogo Vargas pela amizade e companheirismo, em Santa Maria e em Pato Branco. Pelo incentivo para finalização deste trabalho.

Ao Engenheiro Fernando Schenatto, pelo apoio para finalização deste trabalho.

Aos acadêmicos de iniciação científica, essenciais para a realização deste trabalho, em especial Maikel Menke, quem considero um profissional muito competente. Um agradecimento também aos acadêmicos Ricardo Marchesan e William Guidolin.

Aos colegas Engenheiros Maicol Melo, Natália Chagas, Jeferson Fraytag, Paulo César Luz, Marcelo Cosetin, Vitor Bender, Rodrigo Cordeiro, André Kirsten, Marcelo Freitas, Rafael Pinto, Murilo Cervi, Vinícius Borin, Carlos Barriquelo, Douglas Camponogara, Andressa Colvero, Douglas Pappis, Alessandro Mainardi, Jacson Hansen e Gustavo Denardin, pela amizade e pelos ótimos momentos de convivência.

Aos professores da banca do exame de qualificação e defesa da tese, que prestaram valiosas contribuições a este trabalho.

Aos professores do PPGEE pelo conhecimento técnico e contribuição na formação profissional, em especial Fábio Bisogno, Marco Dalla Costa e Tiago Marchesan.

Aos funcionários da secretaria do PPGEE, que contribuíram para a publicação deste e outros trabalhos.

Aos funcionários do NUPEDDEE pelo suporte técnico.

A CAPES pelo auxílio financeiro para a realização deste trabalho.

RESUMO

Tese de Doutorado
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Santa Maria

ANÁLISE E PROJETO DO REATOR ELETRÔNICO AUTO-OSCILANTE PARA RECONHECIMENTO DE LÂMPADAS FLUORESCENTES

AUTOR: JULIANO DE PELEGRINI LOPES

ORIENTADOR: ÁLYSSON RANIERE SEIDEL

Data e Local da Defesa: Santa Maria, 14 de julho de 2014.

Este trabalho apresenta a análise e o projeto do reator eletrônico auto-oscilante para reconhecimento de lâmpadas fluorescentes. O reator eletrônico desenvolvido irá identificar e operar diferentes lâmpadas com sua potencia nominal, atendendo as normas para reatores eletrônicos para iluminação fluorescente. Será empregado um conversor *SEPIC* para correção de fator de potência, um inversor meia-ponte para alimentação das lâmpadas e um circuito analógico para identificar e determinar a potência entregue às lâmpadas. A principal característica do reator desenvolvido é a utilização do circuito de comando auto-oscilante para o comando dos interruptores do circuito. São apresentados resultados experimentais que comprovam que a metodologia de projeto é adequada e que a topologia atende as normas de preaquecimento dos eletrodos e de harmônicas de corrente injetadas na rede pública de alimentação. É apresentada uma análise de métodos de reconhecimento de lâmpadas fluorescentes que podem ser implementados com o circuito de comando auto-oscilante, os quais são validados através de resultados de simulação.

Palavras-chave: Comando auto-oscilante, Lâmpada fluorescente, Reator eletrônico, Reconhecimento de lâmpadas.

ABSTRACT

Doctoral Thesis
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Santa Maria

ANÁLISE E PROJETO DO REATOR ELETRÔNICO AUTO-OSCILANTE PARA RECONHECIMENTO DE LÂMPADAS FLUORESCENTES

**ANALYSIS AND DESIGN OF SELF-OSCILLATING
ELECTRONIC BALLAST TO FLUORESCENT
LAMPS DETECTION**

AUTHOR: JULIANO DE PELEGRINI LOPES
ADVISOR: ÁLYSSON RANIERE SEIDEL
Place and Date: Santa Maria, July 14th, 2014.

This work presents the analysis and design of the self-oscillating electronic ballast to fluorescent lamps detection. The electronic ballast must be able to detect and run lamps with different power ratings, according to the fluorescent lamps control standards. A SEPIC converter is used to perform power factor correction and a half-bridge inverter supplies the lamps. An analog circuit must detect the lamp and set its operation power. The main feature of the proposed electronic ballast is use the self-oscillating gate driver circuit in the SEPIC and half-bridge command circuits. Experimental results presented show the feasibility of the proposed solution. The electronic ballast meets the electrode preheating and harmonic currents injected into the public supply system standards. An analysis of fluorescent lamps detection methods with the self-oscillating gate driver circuit and its simulation results are presented.

Keywords: Electronic ballast, Fluorescent lamps, Lamps detection, Self-oscillating.

SUMÁRIO

| | |
|--------------------|---|
| CAPÍTULO 1 | |
| 1 | INTRODUÇÃO21 |
| 1.1 | Objetivo do trabalho23 |
| 1.2 | Justificativa.....23 |
| 1.3 | Organização do trabalho25 |
| CAPÍTULO 226 | |
| 2 | RECONHECIMENTO DE LÂMPADAS FLUORESCENTES.....27 |
| 2.1 | Revisão bibliográfica sobre reconhecimento de lâmpadas fluorescentes.....27 |
| 2.2 | Definição e características das LFs que serão utilizadas37 |
| 2.2.1 | Características gerais das LFs T5 HO38 |
| 2.2.2 | Características elétricas das LFs T538 |
| 2.3 | Metodologia empregada para reconhecimento de LFs T5 HO.....39 |
| 2.4 | Conclusão40 |
| CAPÍTULO 341 | |
| 3 | CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA41 |
| 3.1 | Introdução41 |
| 3.2 | Definição do conversor CC-CC utilizado para CFP.....43 |
| 3.3 | Análise e projeto do conversor <i>SEPIC</i> para CFP45 |
| 3.3.1 | Projeto dos indutores L_{1sep} e L_{2sep}50 |
| 3.3.2 | Projeto do capacitor C_{1sep}50 |
| 3.3.3 | Projeto do capacitor C_{bus}51 |
| 3.3.4 | Máxima razão cíclica de operação no MCD de corrente.....51 |
| 3.4 | Conclusão52 |

CAPÍTULO 4

| | | |
|---------|---|----|
| 4 | REATOR ELETRÔNICO AUTO-OSCILANTE – REAO | 53 |
| 4.1 | Descrição e princípio de funcionamento do REAO | 54 |
| 4.2 | Procedimento de projeto | 58 |
| 4.2.1 | Projeto do filtro ressonante LCC | 58 |
| 4.2.1.1 | Condições para operação segura dos eletrodos de uma LF..... | 52 |
| 4.2.1.2 | Cálculos dos componentes do filtro LCC..... | 55 |
| 4.2.1.3 | Restrição de projeto para C_p | 59 |
| 4.2.2 | Projeto do circuito de comando do REAO | 69 |
| 4.2.2.1 | Métodos para análise..... | 62 |
| 4.2.2.2 | Crítério de estabilidade estendido de Nyquist..... | 63 |
| 4.2.3 | Determinação da relação de espiras do TC | 72 |
| 4.2.4 | Avaliação da oscilação autossustentada | 74 |
| 4.3 | Conclusão | 75 |

CAPÍTULO 5

| | | |
|---------|---|----|
| 5 | REATOR ELETRÔNICO PARA RECONHECIMENTO DE LÂMPADAS FLUORESCENTES | 77 |
| 5.1 | Topologia e estratégia de reconhecimento das lâmpadas T5 de 24 W, 39 W e 49 W | 77 |
| 5.2 | Determinação do ponto de operação do reator eletrônico SMPAO | 80 |
| 5.3 | Metodologia de projeto do reator eletrônico SMPAO..... | 82 |
| 5.3.1 | Projeto do estágio inversor | 83 |
| 5.3.1.1 | Projeto do filtro ressonante..... | 75 |
| 5.3.1.2 | Projeto do circuito de comando do estágio inversor..... | 76 |
| 5.3.2 | Determinação dos pontos de operação do reator eletrônico SMPAO | 84 |
| 5.3.3 | Projeto do conversor <i>SEPIC</i> CFP | 85 |
| 5.3.3.1 | Projeto do circuito de comando do conversor <i>SEPIC</i> | 77 |
| 5.3.4 | Determinação da razão cíclica de operação para cada LF..... | 87 |
| 5.3.5 | Projeto do circuito de medida e ajuste da potência da lâmpada | 87 |
| 5.3.5.1 | Projeto do conversor A/D..... | 81 |
| 5.3.5.2 | Projeto do estágio somador..... | 83 |
| 5.3.5.3 | Projeto do estágio subtrator..... | 84 |
| 5.3.6 | Fonte auxiliar..... | 92 |

| | | |
|----------|--|-----|
| 5.3.7 | Circuitos de disparo do conversor <i>SEPIC</i> e do inversor meia-ponte | 94 |
| 5.3.8 | Avaliação da oscilação autossustentada | 94 |
| 5.3.9 | Avaliação da razão cíclica crítica para cada LF | 95 |
| 5.3.10 | Projeto do circuito de preaquecimento dos eletrodos das LFs | 96 |
| 5.3.10.1 | Reatores com partida utilizando preaquecimento por tensão..... | 89 |
| 5.4 | Resultados experimentais | 100 |
| 5.4.1 | Tensão, corrente e potência de entrada para as LFs de 24 W, 39 W e 49 W | 103 |
| 5.4.2 | Tensão na lâmpada, corrente no filtro LCC e potência das LFs de 24 W, 39 W e 49 W..... | 105 |
| 5.4.3 | Análise harmônica da corrente de entrada do reator eletrônico SMPAO..... | 106 |
| 5.4.4 | Comando do conversor <i>SEPIC</i> | 108 |
| 5.4.5 | Tensão no capacitor C_{sep} e tensão de barramento..... | 110 |
| 5.4.6 | Tensão e corrente no interruptor do conversor <i>SEPIC</i> | 111 |
| 5.4.7 | Tensão e corrente no diodo do conversor <i>SEPIC</i> | 113 |
| 5.4.8 | Tensão e corrente na LF | 114 |
| 5.4.9 | Circuito de preaquecimento..... | 116 |
| 5.4.9.1 | Preaquecimento dos eletrodos para as LFs de 24 W e 39 W..... | 109 |
| 5.4.9.2 | Preaquecimento dos eletrodos para a LF de 49 W..... | 111 |
| 5.4.9.3 | Tensão de circuito aberto..... | 112 |
| 5.5 | Conclusão | 122 |

CAPÍTULO 6

| | | |
|---------|--|-----|
| 6 | ANÁLISE DE MÉTODOS DE RECONHECIMENTO DE LÂMPADAS FLUORESCENTES COM CIRCUITO DE COMANDO AUTO-OSCILANTE..... | 123 |
| 6.1 | Reconhecimento de LFs pela frequência de operação..... | 123 |
| 6.1.1 | Resultados de simulação..... | 127 |
| 6.1.1.1 | Tensão de comando do inversor e tensão do detector de pico..... | 120 |
| 6.1.1.2 | Tensão V_{CMD+} e tensão de comando do conversor <i>SEPIC</i> | 121 |
| 6.1.1.3 | Tensão e corrente na LF..... | 122 |
| 6.2 | Reconhecimento de LFs pela corrente de descarga..... | 132 |
| 6.2.1 | Resultados de simulação..... | 134 |
| 6.2.1.1 | Tensão de saída do detector de pico e tensão de comando do conversor <i>SEPIC</i> | 127 |
| 6.2.1.2 | Tensão e corrente na LF..... | 128 |

| | | |
|---|---|-----|
| 6.3 | Reconhecimento de LFs utilizando defasagem angular entre a tensão da LF e a tensão de entrada do filtro ressonante LCC..... | 138 |
| 6.3.1 | Resultados de simulação..... | 140 |
| 6.4 | Conclusão | 143 |
| CONCLUSÃO GERAL..... | | 136 |
| REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS..... | | 138 |
| APÊNDICE A – DIMENSIONAMENTO DOS SEMICONDUTORES DO CONVERSOR <i>SEPIC</i> | | 158 |
| APÊNDICE B – INFLUÊNCIA DO FATOR DE QUALIDADE DO FILTRO RESSONANTE LCC NO DIAGRAMA DE NYQUIST | | 165 |
| APÊNDICE C – REATOR ELETRÔNICO AUTO-OSCILANTE COM TENSÃO DE ENTRADA UNIVERSAL..... | | 167 |

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

Após a crise energética nacional ocorrida em 2001, que foi evidenciada através das frequentes falhas no abastecimento de energia elétrica, conhecidas como “apagões”, a preocupação com o consumo deste tipo de energia aumentou, com o intuito de evitar a ocorrência de novas falhas no abastecimento. Conforme estudo realizado pela EPE (Empresa de Pesquisa Energética), o consumo de eletricidade na rede tem aumentado ao longo dos anos nas classes residencial e comercial, como mostra a Figura 1.1 [1].

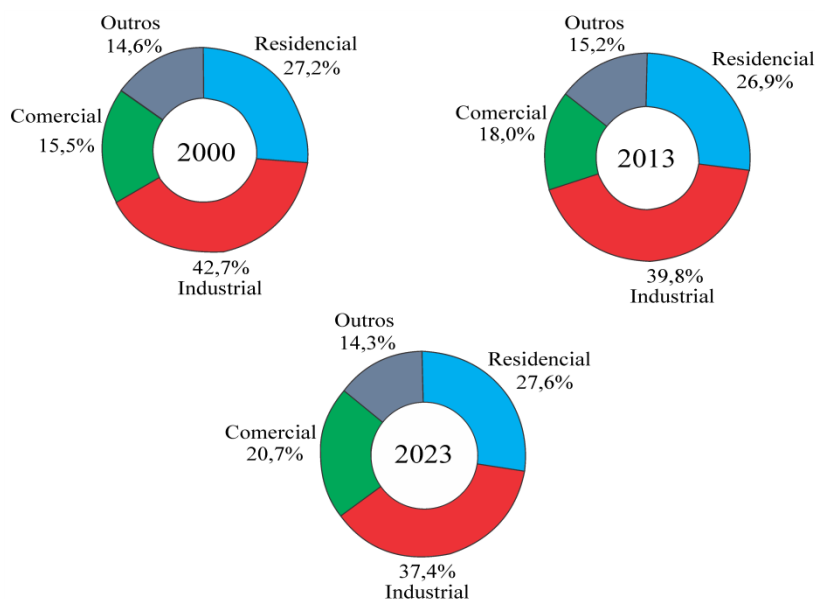


Figura 1.1 – Consumo de eletricidade na rede por classe

De acordo com os dados da Tabela 1.1 [1], pode-se prever que o consumo de energia elétrica deve aumentar em média 4% ao ano até 2023. Por este motivo, o governo brasileiro tem investido na produção e também em campanhas de conscientização sobre o uso racional de energia elétrica.

Tabela 1.1 – Consumo de eletricidade na rede (GWh)

| Ano | Residencial | Industrial | Comercial | Outros | Total |
|---------------------|-------------|------------|-----------|--------|---------|
| 2013 | 124,890 | 184,544 | 83,630 | 70,536 | 463,601 |
| 2014 | 129,983 | 191,333 | 87,378 | 72,691 | 481,385 |
| 2015 | 135,785 | 198,367 | 91,971 | 75,138 | 501,261 |
| 2016 | 142,078 | 205,600 | 97,179 | 77,800 | 522,657 |
| 2017 | 148,390 | 213,401 | 102,605 | 80,487 | 544,884 |
| 2018 | 154,879 | 222,148 | 108,359 | 83,271 | 568,657 |
| 2019 | 161,535 | 228,866 | 114,455 | 86,152 | 591,009 |
| 2020 | 168,368 | 236,013 | 120,914 | 89,131 | 614,426 |
| 2021 | 175,378 | 243,211 | 127,755 | 92,211 | 638,556 |
| 2022 | 182,568 | 250,009 | 134,997 | 95,395 | 662,969 |
| 2023 | 189,934 | 257,714 | 142,660 | 98,682 | 688,990 |
| Variação (% ao ano) | | | | | |
| 2013-2018 | 4,4 | 3,8 | 5,3 | 3,4 | 4,2 |
| 2018-2023 | 4,2 | 3,0 | 5,7 | 3,5 | 3,9 |
| 2013-2023 | 4,3 | 3,4 | 5,5 | 3,4 | 4,0 |

Com relação aos sistemas de iluminação artificial, as lâmpadas fluorescentes (LFs) representam uma das formas mais clássicas para economia de energia elétrica, pois têm elevada eficiência e vida útil. As LFs possuem diversas aplicações, tanto na área comercial, como na área residencial e industrial. Além das tradicionais, estas lâmpadas possuem outras utilidades, como por exemplo, *backlight* para telas de cristal líquido (LCD), para as quais têm sido empregadas LFs de cátodo frio (CCFLs) [2] e aplicações com radiação ultravioleta, para tratamento de água para consumo [3].

A iluminação fluorescente tem alcançado um grande desenvolvimento nos últimos anos, tendo como tecnologia de ponta as LFs T5 de alta eficiência (HE) e de alto fluxo luminoso (HO). Entretanto, um dos principais componentes das LFs é o mercúrio, metal tóxico que pode contaminar o solo, as plantas, animais e a água. A quantidade de mercúrio de uma LF varia com o tipo, o fabricante e o ano de fabricação. Devido às preocupações ambientais e o avanço da tecnologia, a quantidade de mercúrio de uma LF vem sendo reduzida substancialmente desde 1985, tendo como exemplo uma LF de 40 W, que entre 1985 e 2011 teve reduzida sua quantidade de mercúrio de 48,2 mg para 8,2 mg [4]. As lâmpadas compactas apresentam quantidade ainda menor, em média 3 mg [4], [5]. Além disso, conforme o fabricante de lâmpadas OSRAM, a utilização de lâmpadas fluorescentes permite que seja diminuída a quantidade de mercúrio utilizada na maior parte do mundo [6]. Apesar

da quantidade de mercúrio por lâmpada não ser atualmente um grande problema, o tratamento dado às lâmpadas ao final de sua vida útil gera preocupação, considerando o grande número de LFs produzidas anualmente no Brasil, que em 2011 chegou a 32 milhões, somado ao número de LFs importadas (200 milhões em 2011) e com taxa crescente de aproximadamente 10 a 15% ao ano [7], [8]. Para diminuir os resíduos gerados por lâmpadas de vapor de mercúrio é essencial que as mesmas tenham um descarte correto ou sejam recicladas. Contudo, no Brasil, apenas uma pequena parcela das lâmpadas usadas em empresas é reciclada, enquanto a maior parte é descartada sem nenhum cuidado. As lâmpadas de consumo residencial têm como destino final o sistema público de coleta e disposição de resíduos sólidos urbanos, onde apenas uma pequena parcela das lâmpadas é reciclada [4].

As LFs precisam de uma alta tensão para ignição (partida) e ter limitada sua corrente em regime permanente. Para isso, utilizam circuitos limitadores de corrente, os reatores, que podem ser eletrônicos ou eletromagnéticos. Os eletromagnéticos, ainda bastante utilizados, podem apresentar ruído audível, efeito estroboscópico e cintilamento em baixa frequência (120 Hz) [9]. Os reatores eletrônicos, que operam em alta frequência [10]-[13], possuem menor peso, volume e proporcionam um aumento do fluxo luminoso para uma mesma potência, o que aumenta a eficiência do sistema.

1.1 Objetivo do trabalho

O objetivo deste trabalho é gerar uma metodologia de projeto para o reator eletrônico auto-oscilante, permitindo que o mesmo possa ser empregado para reconhecer lâmpadas fluorescentes de diferentes potências. A topologia desenvolvida deverá identificar e operar com potência nominal as lâmpadas selecionadas para este trabalho. Além disso, o reator eletrônico deve atender às normas vigentes para sistemas de iluminação fluorescente.

1.2 Justificativa

No Brasil, estima-se que aproximadamente 17% da energia elétrica produzida é consumida sob a forma de iluminação artificial. Deste percentual, 24% da energia é utilizada no setor residencial [14], [15]. Visando maior eficiência energética e consequente adequação ao Plano Nacional de Eficiência Energética (PNEf) [14], desde 30 de junho de 2012 não podem mais ser produzidas ou importadas lâmpadas incandescentes com potências de 150 W e 200 W [16], e que não tenham eficiência energética determinada na Portaria nº 1.007 [17],

de dezembro de 2010. Até 2017 esta limitação deve atingir as lâmpadas incandescentes de menores potências [16]. Como alternativa de iluminação eficiente no setor residencial destacam-se as lâmpadas fluorescentes, consolidadas mundialmente e que vêm dominando o mercado de iluminação de interiores desde seu surgimento, em meados de 1940, e as lâmpadas de diodos emissores de luz (LEDs). Embora os LEDs tenham obtido significativo avanço nos últimos anos, tem-se a previsão de que as LFs ainda devem dominar o mercado de iluminação de interiores (residências, hospitais, escritórios, entre outros ambientes) por alguns anos [18], [19]. As LFs têm como característica elevado rendimento (de 40 lm/W das lâmpadas fluorescentes compactas, até 104 lm/W para as LFs T5 HO) e vida útil, da ordem de 7000 - 24000 horas [20].

O circuito de comando auto-oscilante tem sido amplamente empregado em reatores eletrônicos para alimentação de LFs, pois é robusto e simples. Entretanto, devido à sua dependência da carga e relativa complexidade de projeto, sua aplicação comercial é basicamente restrita a reatores para alimentação de uma lâmpada de potência específica. Já no campo científico, muitos trabalhos têm sido publicados sobre reatores eletrônicos com circuito de comando auto-oscilante, principalmente, para controle de intensidade luminosa, utilizando variação da frequência de operação como método de controle da potência da lâmpada [21]-[27].

Os reatores eletrônicos são normalmente desenvolvidos para operar com uma LF de potência específica. Como a variedade de potências de LFs é grande os fabricantes devem oferecer diversas opções de reatores eletrônicos. Em grandes estruturas, por exemplo, aeroportos, estações de trens, centros comerciais e indústrias, geralmente são utilizadas lâmpadas de diferentes potências, o que significa que deve ser armazenada uma grande diversidade de reatores para atender todas as lâmpadas. Além disso, o risco de utilização de um reator incompatível com a LF é grande, levando a danificação da lâmpada e/ou reator. Existem no mercado alguns reatores eletrônicos capazes de identificar e operar diferentes LFs com sua potência nominal. Todavia, o circuito destes reatores é complexo, com grande número de componentes e nenhum utiliza o circuito de comando auto-oscilante. Desta maneira, percebe-se a oportunidade de desenvolver uma topologia compatível com o mercado atual, sem o emprego de circuitos integrados (CIs) dedicados para reatores eletrônicos e circuitos de acionamento específicos para o inversor e o circuito de correção do fator de potência (CFP), para reconhecimento de lâmpadas fluorescentes de diferentes potências. A partir dessa proposta é possível utilizar um mesmo reator eletrônico para um número limitado

de LFs, de forma a reduzir o estoque de reatores e diminuir falhas na instalação e substituição das lâmpadas e dos reatores eletrônicos.

1.3 Organização do trabalho

O capítulo 1 apresentou a introdução, objetivo e justificativa do trabalho.

No capítulo 2 é realizada uma análise do estado da arte sobre reconhecimento de lâmpadas fluorescentes.

No capítulo 3 é feita a escolha e a análise do conversor empregado para correção do fator de potência no reator eletrônico proposto.

O capítulo 4 apresenta uma análise do reator eletrônico auto-oscilante e sua metodologia de projeto.

O capítulo 5 mostra o reator eletrônico proposto para reconhecimento de lâmpadas fluorescentes, sua metodologia de projeto e resultados experimentais.

No capítulo 6 são apresentados métodos de reconhecimento de lâmpadas fluorescentes que podem ser implementados com o circuito de comando auto-oscilante.

CAPÍTULO 2

RECONHECIMENTO DE LÂMPADAS FLUORESCENTES

Poucos fabricantes têm trabalhado no desenvolvimento de reatores eletrônicos capazes de reconhecer LFs de diferentes potências. Isso ocorre devido, principalmente, a complexidade deste tipo de reator, se comparado a um reator convencional para uma lâmpada específica, que é simples e com tecnologia consolidada. O desenvolvimento de reatores eletrônicos capazes de reconhecer LFs de diferentes potências, mesmo que em número reduzido, possibilita que seja diminuída a diversidade de reatores produzidos e a possibilidade de danificação da lâmpada e/ou reator por operação inadequada. Entretanto, a disseminação destes reatores eletrônicos esbarra na avançada tecnologia e no elevado número de componentes eletrônicos, o que eleva o custo final do circuito, tornando-o incompatível ao mercado atual.

2.1 Revisão bibliográfica sobre reconhecimento de lâmpadas fluorescentes

Na literatura existem alguns trabalhos sobre reconhecimento de lâmpadas. Em [28], [29] é apresentado um método para identificação de LFs T8 com potências de 18 W até 70 W. Baseado em um comparativo entre os valores de tensão e corrente de lâmpadas T8 de diferentes fabricantes (Tabela 2.1), os autores mostram que não é possível identificar as LFs pela corrente de operação, pois algumas lâmpadas (18 W e 30 W) apresentam correntes nominais praticamente idênticas. A variação de tensão entre as LFs de mesma potência (de diferentes fabricantes) é menor que 3,5%, o que não representa uma variação significativa nos lumens de saída [28]. Desta forma, como as lâmpadas de diferentes potências têm tensões de operação distintas, os autores propuseram identificar as LFs por este parâmetro.

Tabela 2.1 – Tensão e corrente de LFs de diversos fabricantes

| Lâmpada T8 (w) | Philips (TLD Standard) | | GEC (Krypton) | | Thorn (Polylux & Pluslux) | | Sylvania (Standard) | | Variação Tensão (%) |
|-------------------|-------------------------------|---------------------------------|-------------------------------|---------------------------------|-------------------------------|---------------------------------|-------------------------------|---------------------------------|---------------------------|
| | Tensão (V _{rms}) | Corrente (A _{rms}) | Tensão (V _{rms}) | Corrente (A _{rms}) | Tensão (V _{rms}) | Corrente (A _{rms}) | Tensão (V _{rms}) | Corrente (A _{rms}) | |
| 18 | 59 | 0,36 | 57 | 0,37 | 57 | 0,37 | 57 | 0,37 | 3,39 |
| 30 | 98 | 0,36 | - | - | - | - | 96 | 0,365 | 2,04 |
| 36 | 103 | 0,44 | 103 | 0,43 | 103 | 0,43 | 103 | 0,43 | 0 |
| 58 | 111 | 0,67 | 110 | 0,67 | 110 | 0,67 | 110 | 0,67 | 0,901 |
| 70 | 132 | 0,69 | 128 | 0,70 | 128 | 0,70 | - | - | 3,03 |

O circuito proposto pelos autores para o reconhecimento das lâmpadas consiste de um inversor meia-ponte, tradicionalmente utilizado em reatores eletrônicos, com filtro ressonante LC série, C paralelo (LCC) e um barramento CC de 350 V. A metodologia de reconhecimento é baseada em identificar a LF pela sua tensão de pico e, após, ajustar a frequência de comutação do inversor, para que a potência de saída do filtro ressonante corresponda à potência nominal da LF. A variação da frequência de operação é feita por um oscilador controlado por tensão (VCO). Na Figura 2.1 é apresentada a tensão que se deve ter na entrada do VCO (para que seja obtida a potência nominal da lâmpada identificada) em função da tensão de pico da LF (considerando o ganho do sensor de medição).

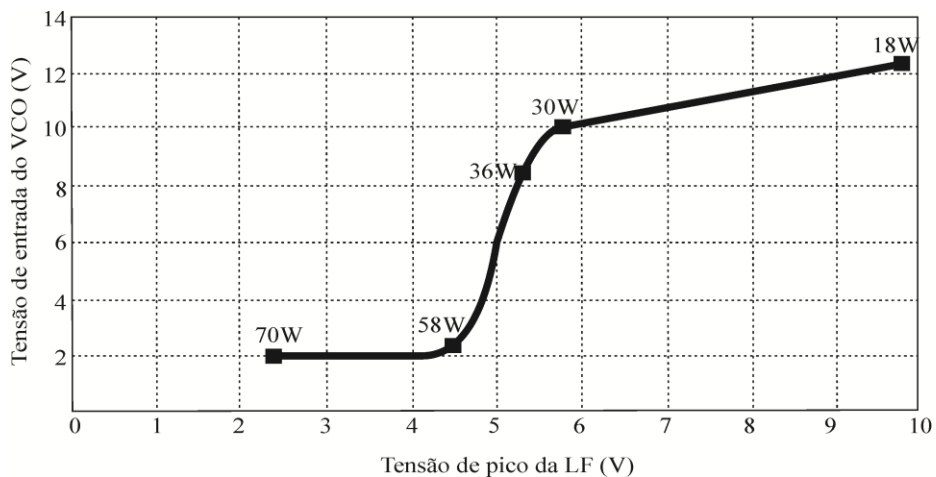


Figura 2.1 – Tensão de entrada do VCO em função da tensão de saída do sensor de medição de tensão

Para atender o reconhecimento das lâmpadas é necessário um circuito que converta a tensão de saída do sensor de medição nos valores de tensão mostrados na Figura 2.1 para a entrada do VCO. Desta forma, o inversor meia-ponte irá operar com a frequência que

corresponda à potência nominal de cada LF. Os autores optaram por utilizar um circuito dedicado para fazer tal conversão.

Em [30] é apresentada uma metodologia de reconhecimento de LFs T8 de 18 W, 32 W e 36 W. O circuito básico é mostrado na Figura 2.2.

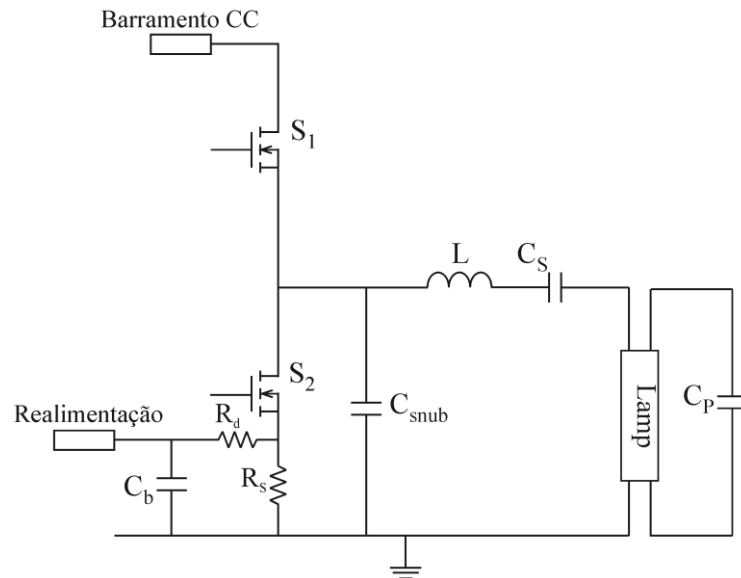


Figura 2.2 – Inversor meia- ponte básico para o reconhecimento de LFs

A topologia completa consiste, além do inversor meia-ponte, de um conversor *Boost* para correção do fator de potência, o qual fornece uma tensão de saída regulada (barramento CC), independente da potência da lâmpada. Através de um microcontrolador é implementado um algoritmo para detecção das LFs, que possui três etapas: regulação da potência da lâmpada, possibilidade de incremento da potência e decisão final. Como a tensão do barramento CC é fixa, uma variação na frequência de operação do inversor leva a uma variação na tensão sobre o resistor R_s . Desta forma, a potência consumida pela LF é proporcional à tensão sobre R_s . O fluxograma da Figura 2.3 mostra o algoritmo para detecção das LFs proposto em [30].

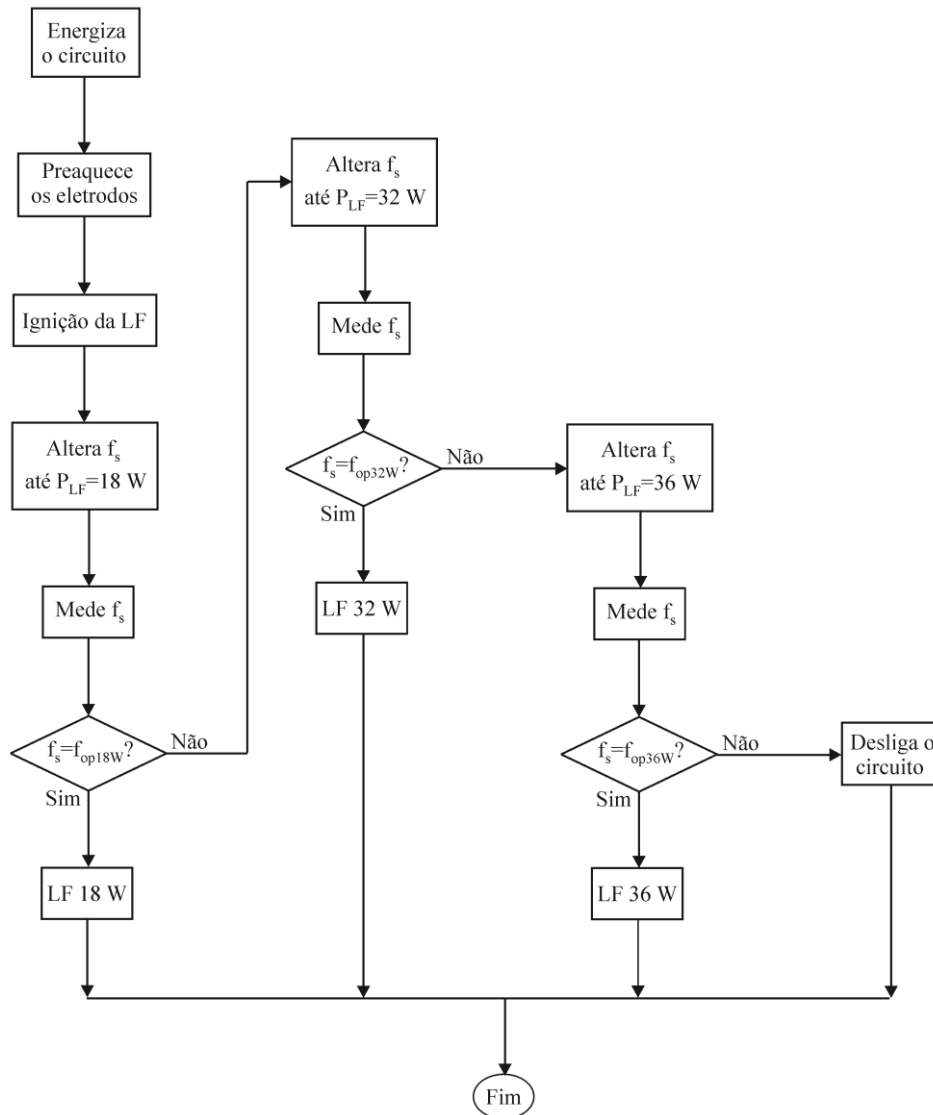


Figura 2.3 – Fluxograma para identificação das LFs de 18 W, 32 W e 36 W

Antes da ignição, a frequência de operação possui um valor elevado, para que haja preaquecimento dos eletrodos da lâmpada. Após o preaquecimento, a frequência de comutação (f_s) do inversor é reduzida para que ocorra a ignição da lâmpada. Depois do processo de ignição estar completo, o microcontrolador varia f_s até que a tensão sobre R_s corresponda à potência nominal da LF de 18 W (menor potência entre as lâmpadas reconhecidas). Neste instante, a frequência de comutação é medida e comparada com uma faixa de frequências pré-determinadas para a respectiva lâmpada (f_{op}). É definida uma faixa de frequências de comutação para evitar erro de detecção devido à variação da resistência equivalente da LF causada pelo “envelhecimento” da lâmpada, variação de temperatura e pelo fato de que LFs de mesma potência, mas de diferentes fabricantes podem ter resistência equivalente com valores um pouco diferentes. Se a frequência medida estiver dentro desta

faixa prevista, a lâmpada é identificada como sendo de 18 W. Caso contrário, a frequência de comutação é alterada até que seja obtida a potência de 32 W. Novamente, a frequência é medida e comparada com a faixa de frequências prevista para esta lâmpada. Caso a frequência medida esteja fora desta faixa, o processo se repete para verificar se a LF é de 36 W. Se a lâmpada também não for identificada como sendo de 36 W o circuito é desligado. Caso ocorra variação nos parâmetros do filtro ressonante, a frequência necessária para obter a potência nominal de cada LF é alterada, podendo, inclusive, ficar fora da faixa prevista para a respectiva lâmpada, ocasionando erro de identificação. Por este motivo, em [31] é inserida no algoritmo de detecção a medida da defasagem angular entre a tensão e a corrente do filtro ressonante. Se, por exemplo, o indutor ressonante tiver uma variação no seu valor, esta variação é percebida na medida da defasagem angular, e desta maneira a faixa de variação de frequências para cada lâmpada pode ser deslocada, evitando erro na identificação da lâmpada.

A referência [32] apresenta uma metodologia de reconhecimento de LFs T5, T8 e T12, totalizando 18 lâmpadas. Para justificar a forma de reconhecimento, os autores analisam os dados de tensão e corrente nominais das lâmpadas a serem identificadas, concluindo que não é possível reconhecer todas as lâmpadas pela tensão e/ou corrente de operação, pois há sobreposição de valores para algumas lâmpadas. Desta maneira, é acrescentada uma terceira variável para auxiliar na identificação, a resistência dos eletrodos das lâmpadas, cujos valores são apresentados em [32]. Utilizando as informações de tensão, corrente e resistência dos eletrodos das LFs, os autores propõem uma lógica *fuzzy*, implementando um algoritmo no qual separam as lâmpadas em grupos específicos, como mostrado na Figura 2.4.

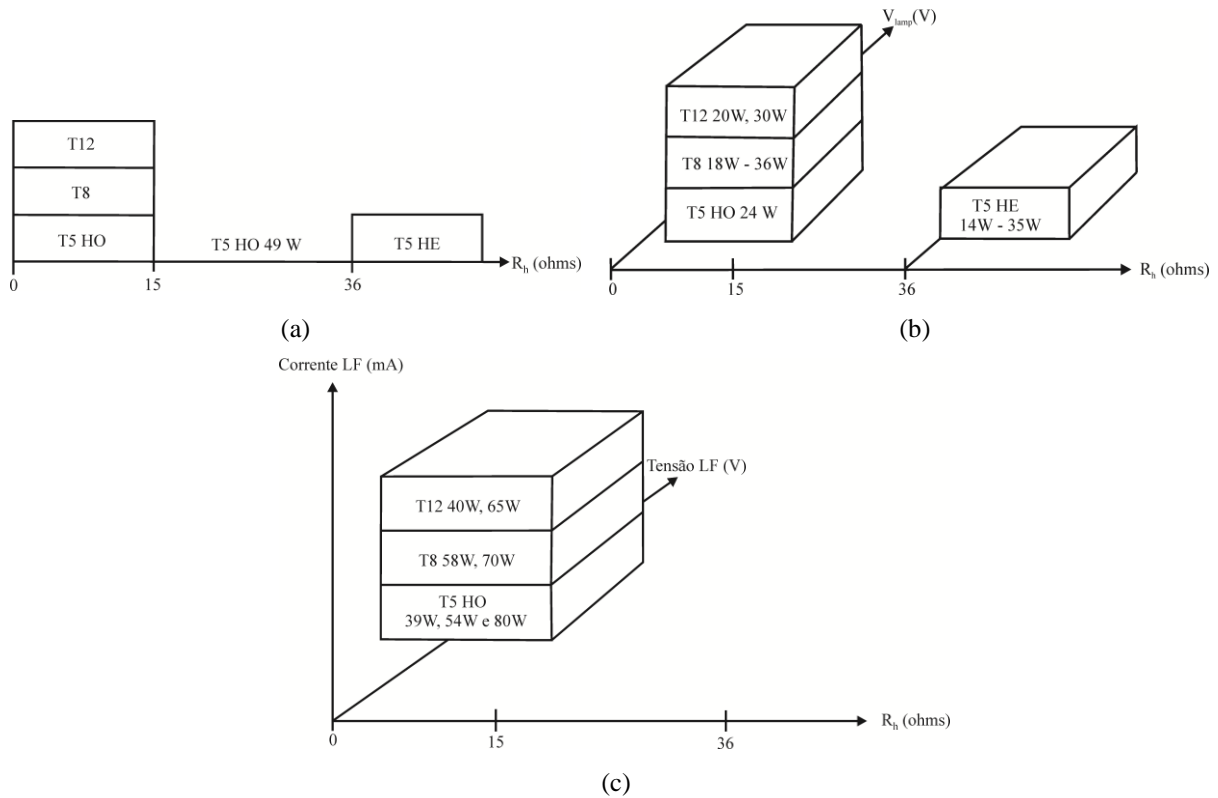


Figura 2.4 – (a) LFs separadas pela resistência quente dos eletrodos. (b) LFs com tensões de operação distintas. (c) LFs com tensões de operação próximas

O circuito básico para detecção das LFs consiste de um inversor meia-ponte com filtro LCC e um circuito auxiliar para aquecimento dos eletrodos. O princípio de identificação das lâmpadas é explicado como segue: durante 1,5 s o reator opera com alta frequência de comutação para proporcionar preaquecimento dos eletrodos. Após este período, a resistência dos eletrodos é medida e a frequência de comutação é então diminuída para possibilitar a ignição da lâmpada. Se a resistência dos eletrodos estiver entre 15Ω e 36Ω , a LF certamente é de 49 W, de acordo com a Figura 2.4(a). Se a resistência é maior que 36Ω , a lâmpada é T5 HE. Como as LFs HE têm tensões de operação distintas, a potência da lâmpada é identificada por este parâmetro. Se a resistência dos eletrodos é menor que 15Ω , as lâmpadas são separadas em dois grupos: 1) LFs com tensões de operação distintas (T8 de 18, 30, 36, T12 de 20, 30 e T5 de 24 W) e 2) LFs com tensões de operação similares. As LFs do grupo 1 são identificadas pela tensão e as LFs do grupo 2 pela corrente de operação. Após a identificação da LF, a frequência de operação do inversor é alterada para que seja obtida a potência nominal da respectiva lâmpada. Os valores de frequência de operação para cada lâmpada são armazenados na memória da CPU na qual a lógica *fuzzy* é implementada.

Em [33] é apresentado um método de reconhecimento de LFs T8 e T5 HE através da medida da resistência dos eletrodos (R_e) da lâmpada durante o processo de preaquecimento.

As resistências frias dos eletrodos das LFs geralmente possuem valores próximos, impossibilitando a identificação da lâmpada. Entretanto, quando aquecidas, as resistências dos eletrodos são proporcionais a sua temperatura e, como há diversidade de tamanhos e pressão do gás das lâmpadas, a variação da resistência quente dos eletrodos é diferente para cada LF [33]. Durante o processo de preaquecimento, o circuito equivalente do inversor meia-ponte pode ser representado como mostrado na Figura 2.1.

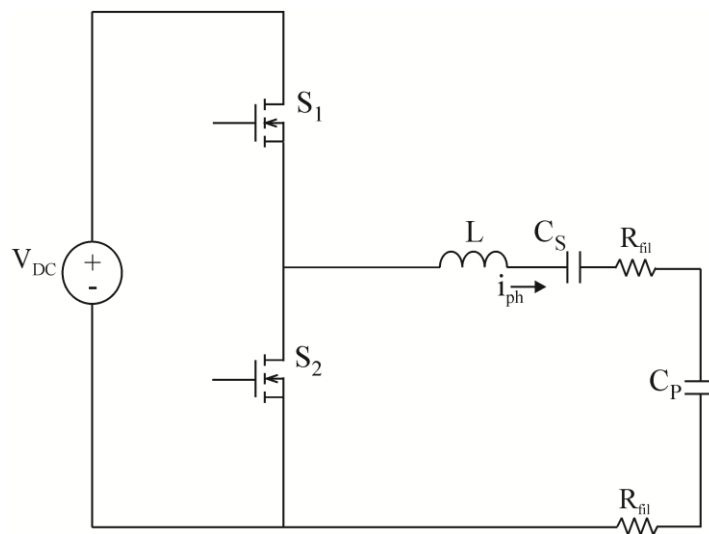


Figura 2.5 – Circuito equivalente do inversor meia-ponte durante o processo de preaquecimento

A corrente de preaquecimento (i_{ph}) dos eletrodos varia com a frequência empregada neste processo. A resistência quente dos eletrodos, de acordo com [34], é dada por (2.1).

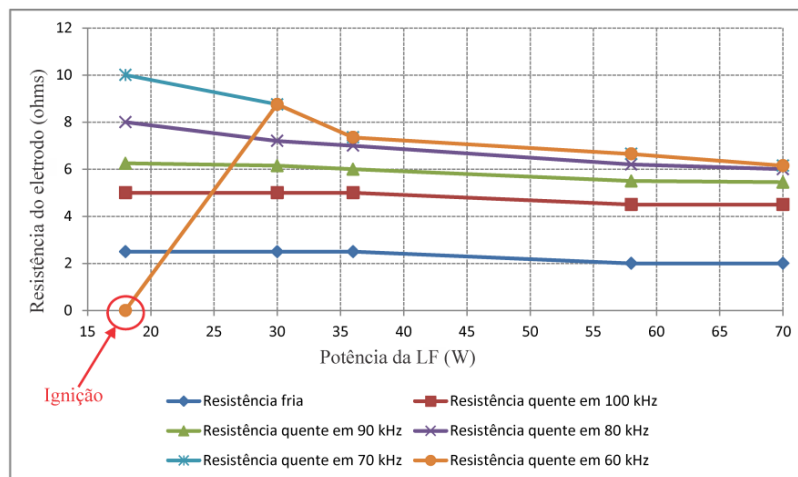
$$R_{hc}(i_{ph(rms)}, t) = 1 + r_1 \left[\exp\left(\frac{i_{ph(rms)}}{r_2}\right) - 1 \right] \quad (2.1)$$

Onde r_1 e r_2 são constantes positivas e específicas para cada lâmpada [33]. A resistência dos eletrodos pode ser alterada por i_{ph} . Se forem empregadas diferentes frequências de preaquecimento, podem ser obtidos diferentes valores de resistência dos eletrodos, sendo que esta informação pode ser usada para identificar as lâmpadas.

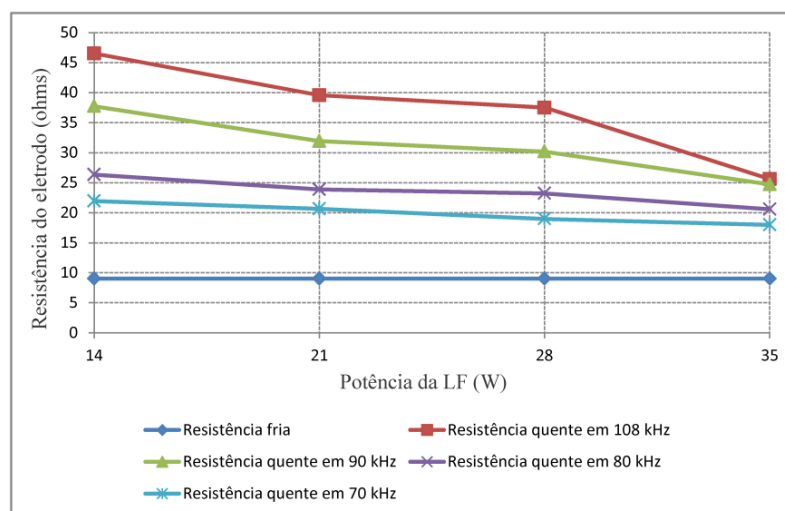
Durante um período de tempo do preaquecimento, a tensão nos eletrodos possui uma envoltória com taxa de variação aproximadamente linear, a qual depende diretamente do valor eficaz da corrente de preaquecimento [33]. Quanto maior o valor desta corrente, maior a derivada da tensão nos eletrodos. Durante este tempo a LF não pode ser identificada com exatidão, pois a resistência dos eletrodos esta variando. Para garantir que não haja erro de

detecção, deve-se fazer a medida da resistência dos eletrodos após a tensão sobre os mesmos atingir o estado de saturação, ou seja, o valor de regime permanente quando os eletrodos estão aquecidos [33].

Cada lâmpada tem uma máxima tensão de preaquecimento permitida (definida pelo fabricante), desta forma, os componentes do filtro LCC devem ser projetados para que atendam a todas as lâmpadas. Os autores apresentam dados para as LFs T8 que mostram que quanto menor a frequência de preaquecimento, maior a diferença entre os valores das resistências dos eletrodos. Entretanto, para as LFs T5 HE o comportamento é o oposto, ou seja, quanto maior a frequência de preaquecimento, maior a diferença entre os valores de resistência dos eletrodos. Estes dois casos são ilustrados na Figura 2.6.



(a)



(b)

Figura 2.6 – Variação da resistência dos eletrodos em função da potência da LF para diferentes frequências de preaquecimento – (a) LFs T8. (b) LFs T5

Os valores de resistência dos eletrodos das lâmpadas HE são significativamente maiores que das LFs T8. Desta forma, o processo de detecção as LFs proposto em [33] pode ser resumido como mostrado no fluxograma da Figura 2.7.

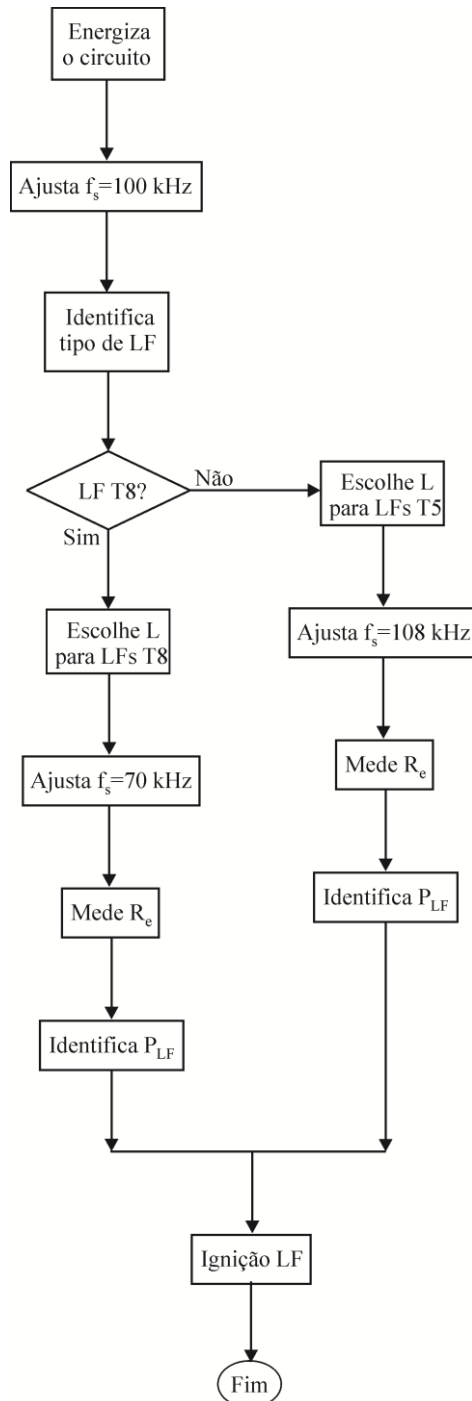


Figura 2.7 – Fluxograma para reconhecimento de LFs pela resistência dos eletrodos

Primeiramente, uma frequência de preaquecimento de 100 kHz é imposta para identificar se a LF é T5 ou T8 (nesta frequência, a resistência dos eletrodos de qualquer LF T5

é muito maior do que das LFs T8). Os autores afirmam que devido à máxima tensão de preaquecimento para as LFs T5 HE e T8 e aos valores de resistência equivalente da LF é impossível utilizar o mesmo filtro ressonante para todas as lâmpadas, e por este motivo, após a identificação do grupo da LF (T5 ou T8) um microcontrolador escolhe entre dois valores de indutores (para T5 ou para T8). Após a definição do indutor ressonante (L), se a LF for T8 a frequência de preaquecimento é alterada para 70 kHz e é medida a resistência dos eletrodos. Caso a LF seja T5, a frequência de preaquecimento é alterada para 108 kHz e mede-se a resistência dos eletrodos para identificar a potência da lâmpada. O tempo total de preaquecimento empregado é 22s, sendo 11s em 100 kHz e 11s na frequência correspondente às LFs T8 ou T5.

Em [35] é apresentada uma metodologia de reconhecimento de três LFs T8: 18 W, 36 W e 58 W. A metodologia é baseada na utilização de um indutor variável no filtro LCC. O circuito básico da topologia é mostrado na Figura 2.8.

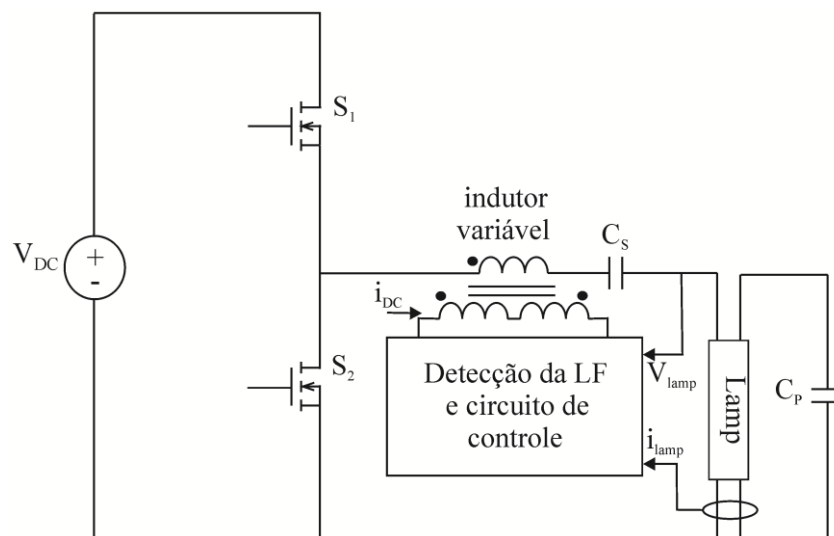


Figura 2.8 – Inversor meia-ponte com indutor ressonante variável

O indutor variável consiste de um enrolamento principal (indutor ressonante do filtro LCC) e dois enrolamentos secundários. Através da aplicação de uma corrente contínua (CC) nos enrolamentos secundários (i_{DC}), modifica-se o valor da indutância do enrolamento principal. Quanto maior o valor da corrente, menor a indutância. O objetivo da proposta é variar o indutor ressonante para que, depois de identificada a lâmpada, seja obtida sua respectiva potência nominal. Além disso, o circuito deve operar próximo à frequência de ressonância do filtro para cada lâmpada, ou seja, além da indutância, a frequência de comutação também é alterada.

A identificação da LF é feita pela medida da sua tensão e corrente de operação, como mostrado na Figura 2.8. Após identificar a potência da lâmpada, um microcontrolador ajusta a frequência de comutação e a indutância equivalente do filtro LCC. O ajuste da indutância é feito através do controle da corrente i_{DC} nos enrolamentos secundários do indutor, que é realizado por um conversor *Forward* [35]. Uma evolução deste trabalho é apresentada em [36], com a diferença que a metodologia é utilizada para o reconhecimento de LFs T5 e o circuito opera com frequência fixa, ajustando apenas o valor da indutância do filtro.

As metodologias apresentadas em [28]-[36] mostram-se boas alternativas para o reconhecimento de LFs. Todas têm como características a utilização de um microcontrolador para auxiliar na identificação e operação das LFs com potência nominal. Algumas características de cada metodologia podem ser destacadas: o algoritmo apresentado em [30], [31] é complexo, considerando que são identificadas três lâmpadas. A lógica *fuzzy* proposta em [32] é extremamente complexa de ser implementada, apesar do número de LFs reconhecidas ser significativo (18). Além disso, o tempo de detecção da lâmpada é longo, mais de 90s, dependendo da potência da LF. O método de identificação das LFs antes da ignição tem a desvantagem de necessitar de dois indutores no filtro LCC. Não foram apresentados resultados experimentais que comprovassem a eficácia da metodologia para diferentes LFs (apenas uma lâmpada foi testada). Além disso, os autores não comentaram nem apresentaram resultados que comprovassem que a lâmpada ensaiada (T5 HE de 18 W) tivesse sua exigência de preaquecimento atendida. Controlar a potência da LF através do indutor do filtro LCC variável [35], [36] tem como característica necessitar um conversor CC-CC para controle de corrente nos enrolamentos auxiliares do indutor principal. No reconhecimento das LFs pela tensão [28], [29] deve-se ter cuidado na escolha das lâmpadas, para que não tenham tensões de operação sobrepostas ou com valores próximos, para não haver possibilidade de erro de identificação caso a LF não esteja submetida a sua potência nominal, o que faz com que a tensão de operação seja alterada.

2.2 Definição e características das LFs que serão utilizadas

Neste trabalho serão reconhecidas as LFs do tipo T5 com alto fluxo luminoso de saída (HO). Estas lâmpadas representam, junto com LFs T5 de alta eficiência (HE), o que há de mais moderno com relação à iluminação fluorescente de cátodo quente. Além disso, as LFs T5 HE e HO são fabricadas para operarem apenas com reatores eletrônicos e possuem baixa quantidade de mercúrio [37]-[39].

As LFs T5 HE não foram empregadas neste trabalho, pois todas possuem a mesma corrente de operação. Desta maneira, não é preciso identificar as lâmpadas, sendo necessário apenas um circuito que atue como fonte de corrente constante para que as LFs operem com potência nominal. As lâmpadas T5 HO apresentam um diâmetro de aproximadamente 16 mm com tecnologia avançada que proporciona um nível de lúmens aproximadamente constante durante todo o tempo de vida útil da LF. Estas lâmpadas são indicadas para aplicações nas quais um elevado fluxo luminoso da LF pode levar a um melhor efeito de iluminação e/ou melhor investimento [37]-[39].

2.2.1 Características gerais das LFs T5 HO

As LFs T5 possuem as seguintes características:

- Diâmetro reduzido, 16 mm;
- Vida útil de aproximadamente 24000 hs (reatores com preaquecimento);
- Baixa quantidade de mercúrio;
- Máxima potência de saída obtida com uso de luminárias.

2.2.2 Características elétricas das LFs T5

Para que o projeto de um reator eletrônico seja adequado, devem-se conhecer as características das lâmpadas. Neste trabalho serão utilizadas lâmpadas da empresa Philips, cujos dados apresentados neste capítulo foram obtidos de [37]. Deve ser ressaltado que as LFs T5 de outros fabricantes possuem características físicas e elétricas similares [38], [39]. Na Tabela 2.2 são mostradas as características elétricas das LFs T5 HO [37], obtidas depois de 100 horas de operação e 25 °C.

Tabela 2.2 - Características elétricas das LFs T5 HO

| | Corrente de descarga (A) | Tensão da lâmpada (V) | Potência da lâmpada (W) | Eficiência luminosa (lm/W) |
|-------------|-----------------------------|--------------------------|----------------------------|-------------------------------|
| TL5 HO 24 W | 0,300 | 80±8 | 24 | 71-89 |
| TL5 HO 39 W | 0,330 | 119±10 | 39 | 87-92 |
| TL5 HO 54 W | 0,460 | 118±10 | 54 | 80-93 |
| TL5 HO 49 W | 0,255 | 195±20 | 49 | 85-99 |
| TL5 HO 80 W | 0,540 | 150±15 | 80 | 83-88 |

2.3 Metodologia empregada para reconhecimento de LFs T5 HO

Após a análise das metodologias apresentadas em [28]-[36] foi percebida a possibilidade do desenvolvimento de um reator eletrônico para reconhecimento de LFs, que seja simples, robusto e que possa, eventualmente, apresentar vantagens com relação às metodologias apresentadas na revisão bibliográfica.

Diferentemente de [28]-[36], será desenvolvido um reator eletrônico que possua apenas circuitos analógicos. Além disso, os circuitos de comando dos interruptores serão implementados empregando o circuito de comando auto-oscilante, o que representa um paradoxo para o reator eletrônico desenvolvido, pois ao mesmo tempo em que o circuito auto-oscilante é simples, robusto e confiável, sua metodologia de projeto é relativamente complexa, devido ao seu comportamento não linear e à frequência de operação ser dependente da carga.

Devido às limitações da utilização do comando auto-oscilante em circuitos com carga variável, optou-se por desenvolver um reator eletrônico capaz de reconhecer três LFs T5 HO, tendo como variável de identificação a tensão de operação das lâmpadas. Analisando a Tabela 2.2 pode ser observado que existe mais de uma combinação de três LFs com tensões de operação distintas que poderiam ser reconhecidas, como por exemplo: 24 W, 49 W e 54 W, ou 24 W, 39 W e 80 W. Entretanto, para este trabalho, foram escolhidas as lâmpadas de 24 W, 39 W e 49 W. Além de terem tensões de operação distintas, estas LFs foram escolhidas por serem as de menor potência entre as LFs T5 HO, o que permite que o volume do reator eletrônico desenvolvido seja pequeno, devido, principalmente, ao tamanho dos núcleos dos indutores.

O desenvolvimento de um reator eletrônico com circuito de comando auto-oscilante para reconhecimento de LFs representa uma proposta nova e com desafios relativos ao projeto e implementação da topologia, pois não há na literatura nenhum reator eletrônico similar. Na Figura 2.9 é apresentado o diagrama de blocos do reator eletrônico que será desenvolvido, tendo como referência a estrutura típica de um reator eletrônico para alimentação de LFs com potência total consumida (LF+reator) acima de 25 W [40].

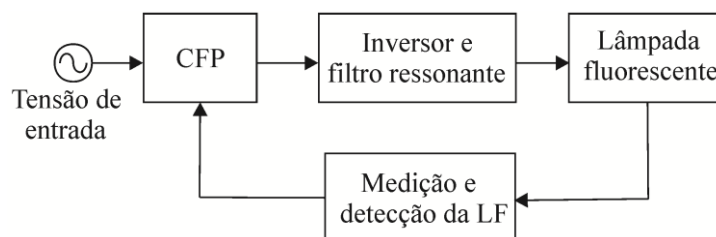


Figura 2.9 – Diagrama de blocos do reator eletrônico para reconhecimento de LFs

O reator eletrônico proposto deverá ter estágio CFP para atender as normas vigentes com relação a fator de potência e distorção harmônica da corrente de entrada. Os estágios inversor e filtro ressonante são responsáveis pela ignição e alimentação da lâmpada em regime permanente. O bloco medição e detecção da LF deve medir a tensão da lâmpada, identificá-la e determinar a potência de operação do estágio CFP. Este bloco tem papel fundamental no reator eletrônico, pois caso não seja projetado adequadamente, poderá ocorrer erro de identificação das lâmpadas, levando a danificação da LF e/ou reator. Os estágios do reator eletrônico proposto, mostrados na Figura 2.9, serão analisados separadamente nos capítulos 3, 4 e 5 deste trabalho.

2.4 Conclusão

Neste capítulo foi apresentado o estado da arte sobre reconhecimento de LFs, para que fosse justificado o desenvolvimento de um reator eletrônico para reconhecimento de lâmpadas compatível ao mercado atual. Foram definidas e apresentadas as principais características das lâmpadas que serão utilizadas neste trabalho, além da metodologia que será empregada para identificação das lâmpadas.

CAPÍTULO 3

CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA

3.1 Introdução

De acordo com a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) [41], o fator de potência (FP) é definido como sendo a relação entre energia elétrica ativa e a raiz quadrada da soma dos quadrados das energias elétrica ativa e reativa, consumidas em um mesmo período especificado. Em (3.1) são mostradas as equações para o cálculo do FP.

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}} = \frac{\frac{1}{T_r} \int_0^{T_r} v_i(t) \cdot i_i(t) \cdot dt}{V_{rms} \cdot I_{rms}} \quad (3.1)$$

Onde:

P – Potência ativa (W);

Q – Potência reativa (VAr);

S – Potência Aparente (VA);

T_r – Período da rede elétrica;

V_{rms} – Tensão eficaz da rede elétrica;

I_{rms} – Corrente eficaz da rede elétrica.

O FP também pode ser medido de acordo com a taxa de distorção harmônica (TDH), de acordo com (3.2).

$$FP = \frac{\cos \phi}{\sqrt{1 + TDH^2}} \quad (3.2)$$

Onde ϕ representa a defasagem angular entre a tensão e a corrente de entrada da rede elétrica. A TDH é definida como sendo a raiz quadrada da soma quadrática de todas as componentes harmônicas da corrente dividida por sua componente fundamental, como mostra (3.3).

$$TDH = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \quad (3.3)$$

O índice n refere-se à ordem da harmônica e I_1 é a componente fundamental da corrente do sistema. De acordo com a norma IEC61000-3-2 [42], são impostos limites às harmônicas de corrente injetadas na rede pública de alimentação. Esta norma é aplicada a equipamentos elétricos que possuem corrente de entrada de até 16 A por fase, conectados a uma rede pública de baixa tensão alternada, de 50 ou 60 Hz, com tensão de fase entre 220 e 240 V eficazes. Além disso, a norma especifica que equipamentos de iluminação com potência ativa superior a 25 W se enquadram como equipamentos da classe C. A Tabela 3.1 mostra os limites dos harmônicos para equipamentos da classe C [42].

Tabela 3.1 – Limite dos harmônicos de corrente injetados na rede elétrica para equipamentos da classe C

| Ordem da harmônica | Máximo valor percentual da harmônica de corrente com relação à fundamental |
|---|--|
| 2 ^a | 2% |
| 3 ^a | 30% x fator de potência |
| 5 ^a | 10% |
| 7 ^a | 7% |
| 9 ^a | 5% |
| 11 ^a ≤ n ≤ 39 ^a (somente ímpares) | 3% |

Existem dois métodos principais para a correção do fator de potência: passiva e ativa. O método de CFP passiva [43], [44] é caracterizado pela utilização de componentes reativos antes do estágio de retificação, os quais atuam como filtros das componentes harmônicas. Este tipo de CFP tem como principais características simplicidade, robustez e baixo custo. Entretanto, apresenta elementos reativos volumosos devido à operação em baixa frequência (60 Hz e 120 Hz) e também elevada ondulação na tensão contínua do barramento.

O método de CFP ativa [45]-[51] baseia-se no emprego de conversores CC-CC para correção do fator de potência e melhoria na TDH da corrente de entrada. Pelo fato dos conversores estáticos operarem em alta frequência, tipicamente dezenas de quilohertz, o método de CFP ativa tem como principal característica a redução significativa no tamanho

dos elementos reativos. Os conversores usados para CFP devem comutar de forma que a corrente de entrada siga a envoltória (sem defasagem angular) da forma de onda da tensão da rede elétrica de alimentação.

Os conversores utilizados para CFP necessitam de um circuito de comando, o que pode constituir uma desvantagem para seu emprego, dependendo da aplicação. Todavia, neste trabalho, o circuito de comando do conversor empregado para CFP pode ser implementado com o circuito de comando auto-oscilante, o que representa uma característica favorável para utilização do método de CFP ativa, considerando as vantagens citadas no parágrafo anterior. Desta forma, o método de CFP ativa será empregado neste trabalho.

3.2 Definição do conversor CC-CC utilizado para CFP

Os conversores estáticos mais utilizados para CFP ativa são os conversores *Boost* e *Buck-Boost* [46], [51], [52]. Entretanto, os conversores *Cuk*, *SEPIC*, *Buck*, *Flyback* e *Zeta* também podem ser empregados para este propósito [53]-[56]. O modo de condução descontínua de corrente (MCD) tem sido preferido aos modos de condução contínua (MCC) ou crítica, devido ao fato do conversor empregado para CFP emular uma resistência para a rede elétrica de entrada, não necessitando uma malha de controle para que seja obtido alto fator de potência, o que implicaria em maior complexidade de projeto e maior número de componentes.

Em [45] mostra-se que o conversor *Boost* atende a norma IEC610003-2 para tensões de saída (barramento) acima de 400 V (se alimentado em 220 V_{rms}). Como será mostrado no capítulo 5, o reator eletrônico proposto terá tensão de barramento variável, dependente da LF. Entretanto, todos os valores de tensão de barramento serão maiores que 200 V menores que 400 V, o que levaria o conversor *Boost* a não atender a norma IEC 61000-3-2. Por este motivo o conversor *Boost* não será utilizado neste trabalho, assim como o conversor *Buck*, que atende a norma IEC 61000-3-2 para tensões de barramento de no máximo 140 V (se alimentado em 220 V_{rms}) [45]. O conversor *Zeta* tem como característica interrupção da corrente de entrada, devido a ter um interruptor em série com a rede elétrica de alimentação. Além disso, possui um indutor e um capacitor a mais, se comparado aos conversores *Buck-Boost* e *Flyback*, caracterizando como desvantajosa sua utilização para CFP. Como opções para implementar CFP ativa neste trabalho têm-se os conversores *Buck-Boost*, *Flyback*, *SEPIC* e *Cuk*, cujos circuitos são mostrados na Figura 3.1.

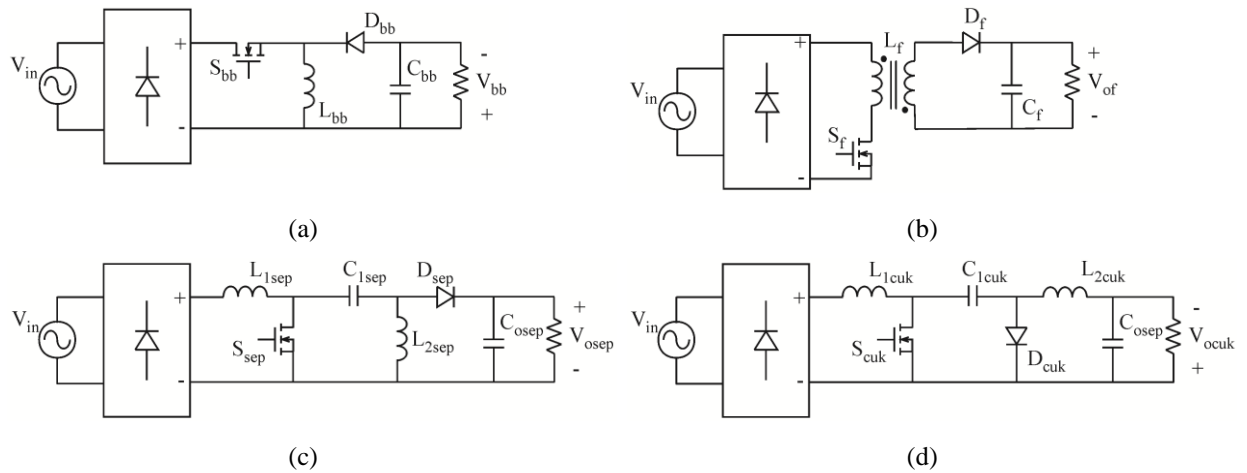


Figura 3.1 – (a) conversor *Buck-Boost*. (b) conversor *Flyback*. (c) conversor *SEPIC*. (d) conversor *Cuk*

Algumas das principais características dos quatro conversores da Figura 3.1 são resumidas através da comparação realizada na Tabela 3.2.

Tabela 3.2 – Características dos conversores CC-CC para CFP

| Conversor CC-CC | <i>SEPIC</i> | <i>Cuk</i> | <i>Flyback</i> | <i>Buck-Boost</i> |
|---------------------------------|-----------------------|-----------------------|-------------------------------|-----------------------|
| Necessita filtro de entrada | Não | Não | Sim | Sim |
| Necessita isolamento do comando | Não | Não | Não | Sim |
| Inversão da tensão de saída | Não | Sim | Não | Sim |
| Tem indutância de dispersão | Não | Não | Sim | Não |
| Máxima tensão no interruptor | $V_{in} + V_{bus}$ | $V_{in} + V_{bus}$ | $V_{in} + V_{bus}/n$ | $V_{in} + V_{bus}$ |
| Máxima tensão no diodo | $-(V_{in} + V_{bus})$ | $-(V_{in} + V_{bus})$ | $-(V_{in} \cdot n + V_{bus})$ | $-(V_{in} + V_{bus})$ |

A Tabela 3.2 mostra que o conversor *Flyback* tem como vantagem proporcionar isolamento elétrica entre a entrada e a saída do seu circuito. Entretanto, neste trabalho, não haverá isolamento entre a rede de alimentação e a saída do reator eletrônico proposto. Além disso, o conversor *Flyback* apresenta indutância de dispersão, necessitando de circuitos de auxílio à comutação para não aumentar os esforços de tensão e corrente nos semicondutores. O conversor *Buck-Boost* tem como características a inversão na sua tensão de saída e a necessidade de isolamento do circuito de comando, sendo descartado seu emprego. Os conversores *Cuk* e *SEPIC*, apesar de possuírem um indutor e um capacitor a mais, se comparados aos conversores *Flyback* e *Buck-Boost*, podem utilizar o indutor e o capacitor de entrada de seus respectivos circuitos como filtro, proporcionando alto fator de potência sem a necessidade da inserção de um filtro adicional à entrada do conversor. Além disso, ambos não necessitam de isolamento do circuito de comando, pois têm seu interruptor controlado na mesma

referência do circuito de potência. O conversor *Cuk* tem como desvantagem em relação ao conversor *SEPIC* a inversão na tensão de saída. Desta forma, por apresentar as características necessárias para sua aplicação neste trabalho, o conversor *SEPIC* será empregado para implementação do estágio CFP no reator eletrônico proposto. Na próxima seção são mostradas sua análise e procedimento de projeto.

3.3 Análise e projeto do conversor *SEPIC* para CFP

O circuito do conversor *SEPIC* da Figura 3.1 é mostrado em detalhe na Figura 3.2, para que sejam apresentadas suas etapas de operação.

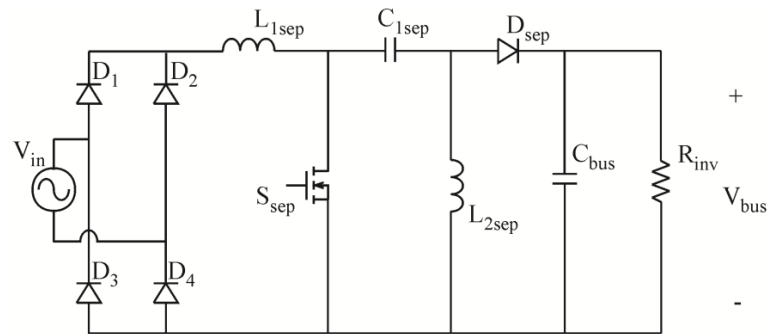


Figura 3.2 – Conversor *SEPIC* para CFP

Na Figura 3.3 são apresentadas as etapas de operação do conversor *SEPIC* operando no modo de condução descontínua de corrente, cuja análise é feita considerando que o conversor opera em regime permanente:

Etapa 1 (Figura 3.3(a)): Nesta etapa S_{sep} conduz e D_{sep} está bloqueado. A tensão reversa sobre D_{sep} é $-(V_{in} + V_{bus})$. O indutor L_{1sep} armazena energia a partir de V_{in} . As correntes em L_{1sep} e L_{2sep} crescem com a taxa V_{in}/L_{1sep} e V_{in}/L_{2sep} , respectivamente. A corrente em S_{sep} cresce com a relação V_{in}/L_{eq} , onde o valor de L_{eq} é obtido da relação de paralelismo entre L_{1sep} e L_{2sep} [49]. O capacitor C_{bus} alimenta a carga durante esta etapa.

Etapa 2 (Figura 3.3(b)): Durante esta etapa S_{sep} está aberta e D_{sep} está em condução. Os indutores L_{1sep} e L_{2sep} assumem a tensão $-V_{bus}$, transferindo energia para C_{bus} e R_{inv} . As correntes em L_{1sep} e L_{2sep} decrescem com a relação $-V_{bus}/L_{1sep}$ e $-V_{bus}/L_{2sep}$, respectivamente. A corrente em D_{sep} decresce com a relação $-V_{bus}/L_{eq}$.

Etapa 3 (Figura 3.3(c)): Esta etapa inicia quando a corrente em D_{sep} chega a zero. Nesse instante, D_{sep} é bloqueado e C_{bus} passa a alimentar a carga. A corrente em L_{1sep} e L_{2sep} é constante e está em roda livre nesta etapa.

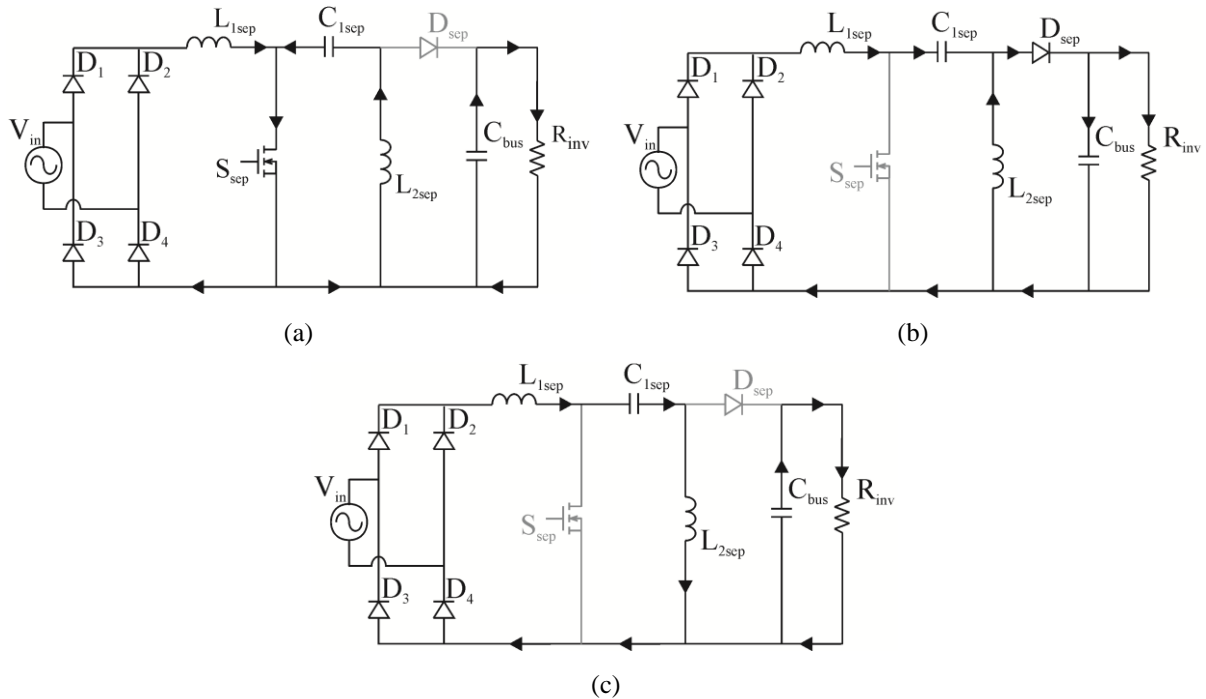


Figura 3.3 – Etapas de operação do conversor *SEPIC* no modo de condução descontínua

A diferença entre um conversor para CFP e um conversor com tensão de entrada constante está no capacitor de barramento (C_{bus}), que num conversor para CFP possui um valor maior de capacitância, pois tem que filtrar ondulações com frequência duas vezes superior à rede elétrica (120 Hz). O conversor *SEPIC* possui a característica de possibilitar tensões de saída acima e abaixo do valor da tensão de entrada. Para o projeto do conversor *SEPIC* para CFP (operando no MCD de corrente) é usado o modelo do circuito equivalente mostrado na Figura 3.4 [55], [57].

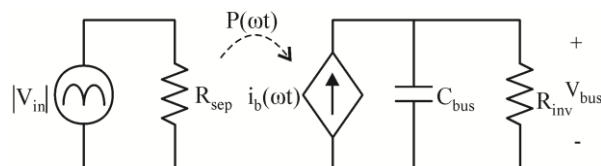


Figura 3.4 – Modelo do circuito equivalente para CFP

A resistência equivalente do conversor *SEPIC* vista pela rede elétrica é representada por R_{sep} , enquanto R_{inv} representa a resistência equivalente do estágio inversor ao qual o circuito para CFP é conectado. A fonte de corrente $i_b(\omega t)$ representa a corrente de saída do estágio CFP. Como o conversor *SEPIC* é visto pela rede elétrica como uma resistência, o mesmo possui baixa TDH. A operação no MCD do conversor *SEPIC* é observada pela corrente em D_{sep} . A potência instantânea de entrada ($P(\omega t)$) do conversor *SEPIC* é definida em (3.4).

$$P(\omega t) = \frac{|V_{pk} \text{sen}(\omega t)|^2}{R_{sep}} \quad (3.4)$$

Onde:

V_{pk} – Tensão de pico da rede de energia elétrica;

ω – Frequência angular da rede de energia elétrica.

O ganho estático de tensão do conversor *SEPIC* no MCD de corrente é dado por (3.5):

$$\frac{V_{bus}}{V_{inef}} = \frac{D}{\sqrt{\frac{2L_{eq}f_s}{R_{inv}}}} \quad (3.5)$$

Onde:

D – Razão cíclica de operação;

V_{bus} – Tensão de barramento;

V_{inef} – Tensão eficaz da rede de energia elétrica;

f_s – Frequência de comutação.

A corrente eficaz de entrada do conversor *SEPIC* (i_{inef}) é determinada pelo balanço de potência do conversor e isolando V_{inef} em (3.5).

$$i_{inef} = \frac{V_{inef} D^2 T_s}{2L_{eq}} \quad (3.6)$$

Onde:

T_s – Período de comutação.

Utilizando-se a Lei de Ohm e (3.6), o valor de R_{sep} é determinado por (3.7):

$$R_{sep} = \frac{2L_{eq}}{D^2T_s} \quad (3.7)$$

Reescrevendo (3.4) obtém-se (3.8):

$$P(\omega t) = \frac{|V_{pk} \text{sen}(\omega t)|^2 D^2 T_s}{2L_{eq}} \quad (3.8)$$

A corrente $i_b(\omega t)$ é dada por (3.9), e substituindo (3.8) na mesma equação obtém-se (3.10):

$$i_b(\omega t) = \frac{P(\omega t)}{V_{bus}} \quad (3.9)$$

$$i_b(\omega t) = \frac{|V_{pk} \text{sen}(\omega t)|^2 D^2 T_s}{2L_{eq} V_{bus}} \quad (3.10)$$

Como a corrente média em C_{bus} é zero, considera-se que a componente contínua de $i_b(\omega t)$, calculada em (3.11) e (3.12) circula por R_{inv} .

$$i_{bavg} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \frac{|V_{pk} \text{sen}(\omega t)|^2 D^2 T_s}{2L_{eq} V_{bus}} dt \quad (3.11)$$

$$i_{bavg} = \frac{V_{pk}^2 D^2 T_s}{4L_{eq} V_{bus}} \quad (3.12)$$

Utilizando-se (3.13) e (3.14) obtém-se (3.15):

$$V_{bus} = R_{inv} i_{bavg} \quad (3.13)$$

$$R_{inv} = \frac{V_{bus}^2}{P_{osep}} \quad (3.14)$$

$$P_{osep} = \frac{V_{pk}^2 D^2 T_s \eta}{4L_{eq}} \quad (3.15)$$

Onde:

P_{osep} – Potência de saída do conversor *SEPIC*;

η – Rendimento do conversor *SEPIC*.

Observando (3.15), percebe-se que P_{osep} não depende da carga que o conversor *SEPIC* alimenta (inversor meia-ponte), ou seja, o conversor *SEPIC*, operando no modo de condução descontínua, comporta-se como uma fonte de potência. Desta forma, a potência que será entregue ao inversor-meia ponte e conseqüentemente à lâmpada, depende apenas da tensão de entrada, da razão cíclica de operação, da frequência de comutação e da indutância equivalente do conversor *SEPIC*. Todavia, de acordo com (3.14), a tensão de barramento depende da potência do estágio CFP e de R_{inv} , concluindo-se que, ao variar R_{inv} , altera-se a tensão de barramento para manter a potência do estágio CFP constante. Conforme será visto no capítulo 4, o projeto dos componentes do filtro LCC que alimenta a LF é baseado na tensão de entrada aplicada ao filtro, na frequência de operação e na potência entregue à lâmpada. Desta forma, R_{inv} poderá ser projetada de acordo com o valor de V_{bus} desejado, para satisfazer (3.14) e (3.16).

$$V_{bus} = \sqrt{\frac{V_{pk}^2 D^2 T_s R_{inv}}{4L_{eq}}} \quad (3.16)$$

De (3.15) pode-se obter o valor da indutância equivalente entre L_{1sep} e L_{2sep} (L_{eq}), dada por (3.17):

$$L_{eq} = \frac{V_{pk}^2 D^2 T_s \eta}{4P_{osep}} \quad (3.17)$$

3.3.1 Projeto dos indutores L_{1sep} e L_{2sep}

Uma característica do conversor *SEPIC* é não interromper a sua corrente de entrada, ou seja, a corrente é contínua, pois como já citado, a operação no MCD é avaliada pela corrente em D_{sep} . Desta maneira, o projeto de L_{1sep} é realizado levando-se em conta a máxima ondulação da corrente de entrada em um período de comutação, conforme (3.18):

$$L_{1sep} = \frac{V_{pk} D T_s}{\Delta i_{inmax}} \quad (3.18)$$

Onde:

Δi_{inmax} – Máxima ondulação da corrente de entrada do conversor *SEPIC*.

O indutor L_{2sep} é calculado por (3.19):

$$L_{2sep} = \frac{L_{1sep} L_{eq}}{L_{1sep} - L_{eq}} \quad (3.19)$$

3.3.2 Projeto do capacitor C_{1sep}

No conversor *SEPIC* para CFP, a tensão sobre C_{1sep} deve ser aproximadamente constante durante um período de comutação e, além disso, deve seguir a tensão senoidal de entrada, tendo influência significativa na forma de onda da corrente de entrada [49], [51]. A frequência de ressonância entre C_{1sep} , L_{1sep} e L_{2sep} deve ser superior à frequência da rede de energia elétrica (60 Hz) para evitar oscilações de corrente dentro de um período da tensão de entrada. A frequência de ressonância entre L_{2sep} e C_{1sep} deve ser menor que a frequência de comutação do conversor *SEPIC*, para que seja garantida a tensão constante em um período de comutação. Desta maneira, C_{1sep} pode ser calculado por (3.20):

$$C_{1sep} = \frac{1}{\omega_p^2 (L_{1sep} + L_{2sep})} \quad (3.20)$$

Onde:

ω_p – frequência angular escolhida para o projeto de C_{1sep} , cujo valor deve ser maior que a frequência da rede elétrica e menor do que a frequência de comutação do conversor *SEPIC*.

3.3.3 Projeto do capacitor C_{bus}

O capacitor C_{bus} é projetado de acordo com (3.21)-(3.22) [58]:

$$\Delta_{vbus} = \frac{\Delta Q}{C_{bus}} = \frac{1}{2\omega C_{bus}} \int_0^\pi i_b(\omega t) d\omega t \quad (3.21)$$

$$C_{bus} = \frac{V_{pk}^2 D^2 T_s}{4L_{eq} V_{bus}} \frac{1}{\omega \Delta_{vbus}} \quad (3.22)$$

Onde:

Δ_{vbus} – Variação da tensão de saída do conversor *SEPIC*;

ΔQ – Variação da carga de C_{bus} .

No Apêndice A é apresentada a metodologia de dimensionamento dos semicondutores do conversor *SEPIC*.

3.3.4 Máxima razão cíclica de operação no MCD de corrente

Para garantir a operação no MCD de corrente, o conversor *SEPIC* deve operar abaixo da razão cíclica crítica (D_{crit}) entre os modos de condução contínua e descontínua. Na Figura 3.5 é apresentada a forma de onda da soma das correntes (em alta frequência) em S_{sep} (i_{Ssep}) e D_{sep} (i_{Dsep}) no modo de condução crítica.

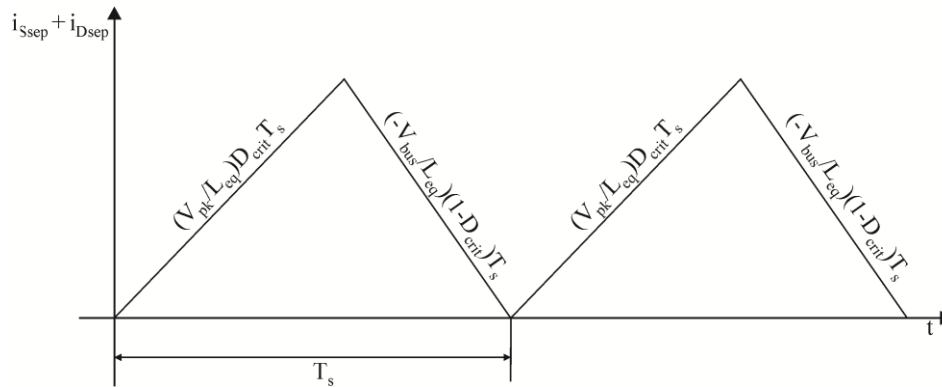


Figura 3.5 – Variação da corrente em S_{sep} e D_{sep} no modo de condução crítica (em alta frequência)

Na primeira etapa de operação do conversor *SEPIC* a corrente em S_{sep} cresce com a taxa V_{in}/L_{eq} . Na segunda etapa de operação a corrente no diodo decresce com a taxa (V_{bus}/L_{eq}) . A razão cíclica crítica entre os modos de condução contínua e descontínua pode ser obtida, de acordo com a Figura 3.5, quando a taxa de crescimento da corrente em S_{sep} for igual a taxa de decréscimo da corrente em D_{sep} (3.23). Desta forma, D_{crit} pode ser calculada por (3.24).

$$\frac{V_{pk}}{L_{eq}} D_{crit} T_s = \frac{V_{bus}}{L_{eq}} (1 - D_{crit}) T_s \quad (3.23)$$

$$D_{crit} = \frac{V_{bus}}{V_{bus} + V_{pk}} \quad (3.24)$$

Para que o conversor opere no MCD, a razão cíclica de operação deve ser menor que D_{crit} .

3.4 Conclusão

Neste capítulo foi realizada uma análise dos conversores CC-CC mais empregados para correção de fator de potência ativa. A partir desta análise concluiu-se que o conversor mais adequado para a proposta deste trabalho é o conversor *SEPIC*, pois apresenta características favoráveis para seu emprego no reconhecimento de lâmpadas. Foi observado que o conversor *SEPIC* se comporta como uma fonte de potência e, desta maneira, a potência ativa consumida pela lâmpada será a potência de saída do conversor *SEPIC*. Por este motivo, deve-se ter atenção para que o conversor *SEPIC* seja projetado adequadamente.

CAPÍTULO 4

REATOR ELETRÔNICO AUTO-OSCILANTE – REAO

Os reatores eletrônicos possuem características que tornam seu emprego vantajoso em iluminação de residências e indústrias [59]. Entre estas características inclui-se a operação em alta frequência, maior que 20 kHz até centenas de quilohertz, que faz com que os reatores eletrônicos tenham volume reduzido e não apresentem ruído audível e cintilamento em baixa frequência (120 Hz). Entretanto, operando em frequências elevadas, estes dispositivos podem apresentar elevadas perdas de comutação e, por isso, deve-se ter atenção no projeto do filtro ressonante que alimenta a LF, para que os interruptores do reator possam apresentar comutação sob zero de tensão (ZVS).

Na literatura é apresentado que conversores como *Buck*, *Boost*, *Buck-Boost*, *Flyback*, *SEPIC* e *Zeta* têm sido utilizados para CFP ativa em reatores eletrônicos para lâmpadas de descarga [57], [60], [61]. Para alimentação da LF, o inversor meia-ponte está consolidado como a melhor alternativa e tem sido amplamente empregado [62]-[67]. Existem diversos tipos de circuitos de comando para reatores eletrônicos. Entre os mais utilizados estão o circuito de comando auto-oscilante, que possui características como: robustez, simplicidade e confiabilidade [68], e os circuitos que empregam VCO, constituídos por microcontroladores ou CIs dedicados. Estes CIs funcionam como *gate drivers* para acionamento dos interruptores dos circuitos inversores, geralmente MOSFETs ou IGBTs. A principal diferença entre os circuitos de comando auto-oscilante e os que empregam VCO é a dependência da carga. O circuito de comando auto-oscilante tem seu funcionamento dependente dos parâmetros dos componentes que o compõem, além de depender da carga. Esta característica dificulta sua utilização em aplicações com carga variável, como, por exemplo, reconhecimento de lâmpadas. Contudo, dependendo do projeto desenvolvido, a dependência da carga do comando auto-oscilante pode ser prevista no projeto, ou pode até mesmo auxiliar no reconhecimento de lâmpadas de diferentes potências, como será mostrado no capítulo 6. O

circuito de comando que emprega VCO não é influenciado pela carga que o conversor está alimentando, sendo sua frequência de operação fixa e, geralmente, determinada por componentes externos ao CI [69].

Historicamente, o circuito de comando auto-oscilante começou a se tornar difundido em 1955, com o surgimento do transistor bipolar. Antes de ser aplicado em reatores eletrônicos, este circuito de comando foi empregado para modulação em frequência, demodulação, amplificação, conversores de potência, entre outras aplicações [70]-[72]. O circuito de comando auto-oscilante tem como principal componente um transformador de corrente (TC). Por isso, sua aplicação com transistores bipolares foi facilitada, já que, muitas vezes, os circuitos auto-oscilantes eram implementados empiricamente. Desta forma, tornava-se necessário apresentar um projeto adequado para inversores com circuito de comando auto-oscilante empregando transistores bipolares. Em [63], [64], [73] é mostrado o projeto de reatores eletrônicos utilizando este tipo de semiconductor como interruptor.

Com o surgimento do MOSFET, este se tornou uma boa alternativa no projeto de reatores eletrônicos que utilizavam o circuito de comando auto-oscilante. Em [21], [74], [75] é apresentado o projeto do circuito de comando do reator eletrônico auto-oscilante (REAO), utilizando MOSFETs como dispositivo de comutação do inversor meia-ponte. Em [68] é elucidado o projeto do REAO utilizando técnicas adequadas, considerando que o circuito comporta-se como um sistema de controle de uma entrada e uma saída (SISO) com comportamento não linear.

Neste capítulo será feita uma análise do REAO. Será apresentado seu princípio de funcionamento e metodologia de projeto. É importante um bom entendimento do princípio de funcionamento e projeto do REAO, para que este reator possa ser empregado como estágio inversor no reator eletrônico proposto para reconhecimento de lâmpadas fluorescentes.

4.1 Descrição e princípio de funcionamento do REAO

Na Figura 4.1 é apresentado o circuito do REAO. A descrição da operação do reator eletrônico é realizada assumindo que são satisfeitas as condições para o sistema apresentar oscilação autossustentada [25], [76].

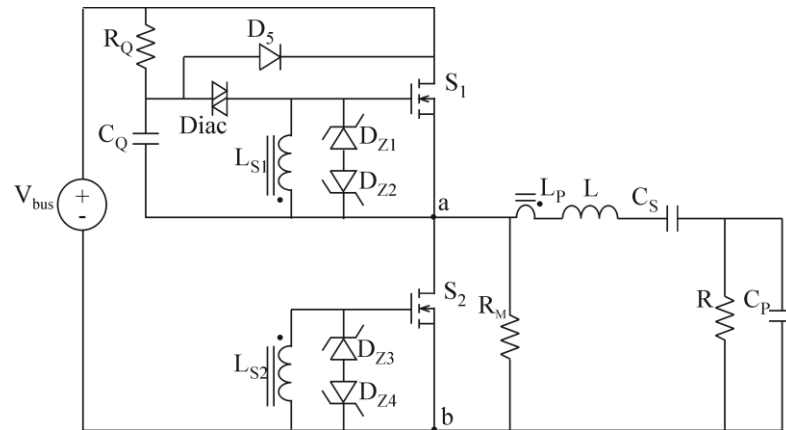


Figura 4.1 - Reator eletrônico auto-oscilante (REAO)

Para realizar a análise do circuito, os elementos do filtro ressonante (L , C_S , C_P) são assumidos ideais. Além disso, a LF é representada pela sua resistência equivalente (R), os elementos parasitas dos MOSFETs (S_1 , S_2) são desprezados, os diodos zener (D_{Z1} - D_{Z4}) são considerados ideais e também são desconsideradas as perdas no TC e seus elementos parasitas. A fonte de tensão contínua (V_{bus}) representa a tensão de saída do estágio CFP (barramento).

O princípio de funcionamento do REAO é dividido em três partes, para facilitar seu entendimento:

- Primeira parte: consiste do circuito de disparo, constituído por R_Q , C_Q , R_M , D_5 e *Diac*;
- Segunda parte: consiste do filtro ressonante e lâmpada;
- Terceira parte: é constituída pelo circuito de comando formado pelo TC (L_P , L_{S1} , L_{S2}) e pelos diodos zener D_{Z1} - D_{Z4} .

Quando o circuito é energizado, ocorre a carga do capacitor C_Q através do resistor R_Q . Quando a tensão em C_Q alcança a tensão de avalanche do *Diac*, este semiconductor entra em condução aplicando uma tensão positiva nos terminais *gate-source* do interruptor S_1 . Este interruptor conduz, forçando a circulação de corrente no filtro ressonante. A corrente circula no filtro e no primário do TC (L_P), sendo refletida para os secundários (L_{S1} e L_{S2}), que comutam os interruptores S_1 e S_2 de forma complementar, “ligando” e “desligando” o filtro ressonante com a tensão V_{bus} .

Antes da ignição a lâmpada comporta-se como um circuito aberto. Após a partida, a LF assume o seu valor de resistência equivalente em regime permanente [77]-[79]. O resistor R_M descarrega os capacitores série (C_S) e paralelo (C_P) do filtro ressonante, mantendo as condições iniciais nulas para ignição da LF. A função do diodo D_5 é descarregar C_Q sempre

que S_1 entrar em condução, o que evita que o *Diac* entre em condução quando o circuito está em regime permanente. A constante de tempo do circuito série formado por R_Q e C_Q deve ser superior ao tempo de condução dos interruptores, para que C_Q seja descarregado antes de atingir a tensão de disparo do *Diac*. A função de D_{Z1} - D_{Z4} é limitar a tensão *gate-source* de S_1 e S_2 . Na Figura 4.2 são mostradas as etapas de operação do REAO em regime permanente.

Etapa 1(Figura 4.2(a)): Nesta etapa S_1 está em condução e S_2 está bloqueado. A corrente do filtro ressonante tem o sentido mostrado na figura, sendo refletida para os dois secundários.

Etapa 2(Figura 4.2(b)): Enquanto a corrente do filtro tem o sentido da Etapa 1, S_1 é aberta e há um tempo “morto”, no qual S_1 e S_2 ficam fora de condução. A corrente circula pelo diodo intrínseco de S_2 e durante este tempo o interruptor deve ser fechado para que se tenha comutação sob zero de tensão.

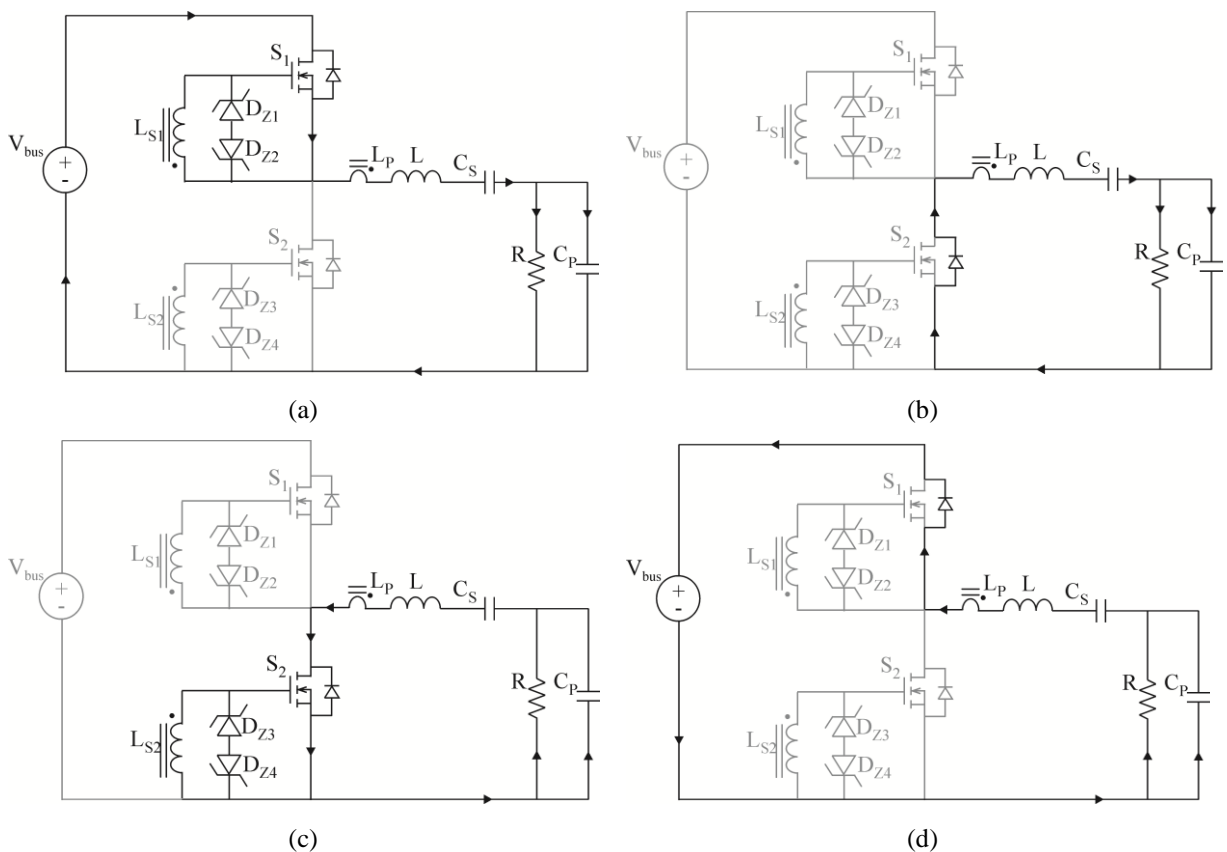


Figura 4.2 – Etapas de operação do REAO

Etapa 3(Figura 4.2(c)): Neste etapa a corrente do filtro ressonante inverte seu sentido e passa a circular pelo interruptor S_2 .

Etapa 4(Figura 4.2(d)): Quando S_2 é aberta, a corrente do filtro, que tem o mesmo sentido da Etapa 3, circula pelo diodo intrínseco de S_1 . Da mesma maneira que na Etapa 2, S_1 deve ser fechada durante esta etapa para que se tenha comutação sob zero de tensão.

Na Figura 4.3(a) é mostrado o circuito equivalente do secundário do REAO e suas formas de onda.

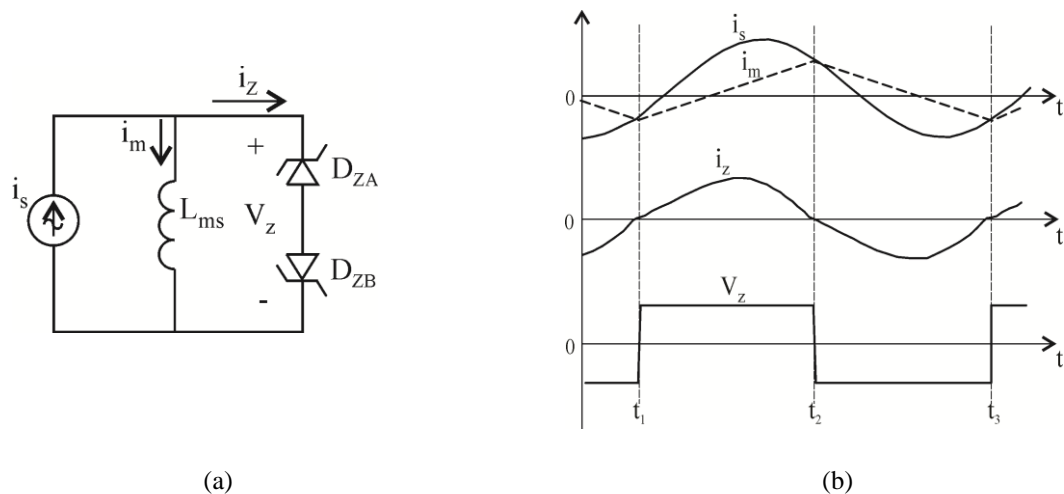


Figura 4.3 - (a) Circuito equivalente do secundário do REAO. (b) Formas de onda do circuito equivalente

A fonte de corrente i_s representa a corrente do filtro ressonante refletida para o secundário do TC. A indutância L_{ms} representa a indutância magnetizante do TC referida ao secundário e V_z é a tensão equivalente no secundário. Na Figura 4.3(b) são mostradas as formas de onda do circuito equivalente. As relações de corrente mostradas nas Figuras 4.3(a) e (b) definem a troca de polaridade da tensão sobre D_{ZA} e D_{ZB} , e conseqüentemente sobre S_1 e S_2 . É possível verificar, pelas figuras, que a troca da polaridade da tensão sobre D_{ZA} e D_{ZB} ocorre no instante que i_z cruza por zero. A corrente i_z é o somatório das correntes i_s e i_m , que é a corrente da indutância magnetizante do TC referida ao secundário. Logo, i_z cruza por zero no instante que i_s e i_m se igualam. A corrente ressonante tem um valor fixo, determinado pelo projeto do filtro ressonante. Desta forma, para determinar a frequência de comutação de S_1 e S_2 , deve-se, primeiramente, escolher a tensão zener de projeto, respeitando os limites da tensão *gate-source* do MOSFET utilizado e, após, projetar adequadamente L_{ms} .

4.2 Procedimento de projeto

O projeto do REAO possui uma sequência a ser seguida. Primeiramente, devem-se definir os dados de projeto, tais como: tensão de alimentação, potência da LF e a tensão dos diodos zener do circuito de comando. Em seguida, deve-se projetar o filtro ressonante. O terceiro passo é o projeto do circuito de comando auto-oscilante. Por fim, o último passo é a análise da oscilação autossustentada.

4.2.1 Projeto do filtro ressonante LCC

O funcionamento adequado de um reator eletrônico depende do projeto do filtro ressonante para que a LF tenha elevada eficiência e vida útil. Um filtro bem projetado deve garantir a ignição da lâmpada, proporcionar comutação suave (ZVS) aos interruptores do inversor, não permitir circulação de corrente com componente contínua (CC) na LF e proporcionar preaquecimento dos eletrodos da lâmpada.

Existem diferentes configurações de filtros ressonantes utilizados para alimentação de LFs: *LC* série, *L* série *C* paralelo, *C* série *LC* paralelo, *LC* série *C* paralelo, *LC* série *L* paralelo, *L* série *LC* paralelo e *LC* série *LC* paralelo. A configuração que atende todos os requisitos citados no parágrafo anterior é o filtro *LC* série *C* paralelo [80], mostrado na Figura 4.4.

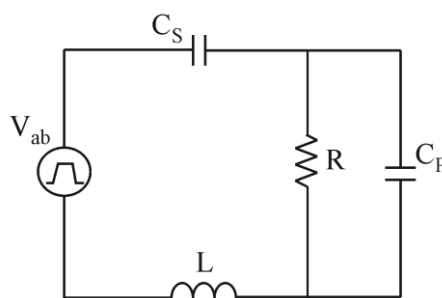


Figura 4.4 - Filtro ressonante *LC* série *C* paralelo

Na literatura existem diferentes metodologias de projeto do filtro ressonante LCC para alimentação de LFs. A maioria dos trabalhos utiliza a aproximação fundamental e o modelo de resistência equivalente da lâmpada [80]-[87]. Em outro trabalho [88] é apresentada uma metodologia de projeto do filtro LCC para variação de intensidade luminosa da LF, levando em consideração a faixa de frequências de operação, defasagem angular e corrente

drenada pelo conjunto filtro e lâmpada. Entretanto, poucos trabalhos consideram condições apropriadas de operação dos eletrodos no projeto do filtro [89]-[91], que é fundamental para que a lâmpada tenha longa vida útil.

Um filtro ressonante pode atender diferentes requisitos de projeto, dependendo do seu fator de qualidade (Q_0) e da aplicação na qual é empregado. Esta afirmação é mais bem explicada com o auxílio da Figura 2, que mostra o ganho de potência por frequência de cinco filtros LCC projetados para um mesmo ponto de operação, mas com diferentes Q_0 . Os cinco filtros apresentam a potência nominal na frequência de projeto (30 kHz). Entretanto, cada um possui sensibilidade diferente com relação à frequência de operação. Esta característica possibilita que filtros com diferentes Q_0 possam atender diferentes faixas de operação, dependendo da aplicação e dos requisitos de projeto. Quanto maior o valor de Q_0 , maior a sensibilidade do filtro à variação de parâmetros (componentes do filtro, tensão de entrada e frequência de operação). Desta maneira, altos fatores de qualidade não são aconselhados, por exemplo, em circuitos com comando auto-oscilante, nos quais a frequência é sensível à carga e aos parâmetros do filtro [21], [25] [63], [67], [92], podendo levar a um erro significativo na potência de operação do filtro.

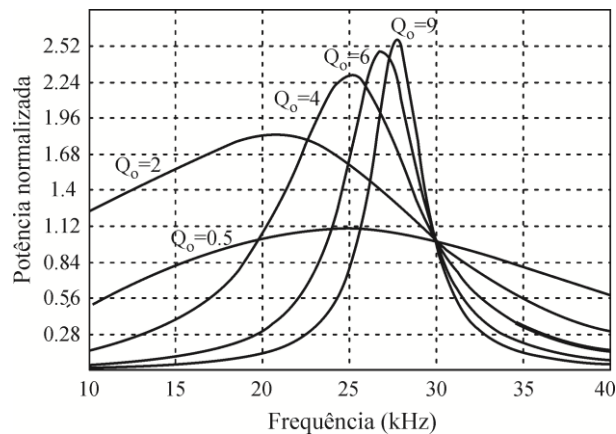


Figura 4.5 – Curvas características de um filtro ressonante LCC para diferentes fatores de qualidade

4.2.1.1 Condições para operação segura dos eletrodos de uma LF

A vida útil de uma LF é determinada pela vida útil dos seus eletrodos. Para que estes tenham longa durabilidade, sua temperatura deve ser mantida entre 700 °C e 1000 °C. Acima de 1000 °C, os eletrodos estarão superaquecidos, provocando evaporação do seu material emissivo e enegrecendo-os. Abaixo de 700 °C, estarão com aquecimento insuficiente, diminuindo ou até mesmo evitando a crepitação do seu material emissivo [93]. Ambos os

fenômenos provocam redução da vida útil dos eletrodos e, conseqüentemente, da lâmpada [37], [89]. A temperatura dos eletrodos de uma LF é influenciada por três correntes, mostradas no circuito da Figura 4.6.

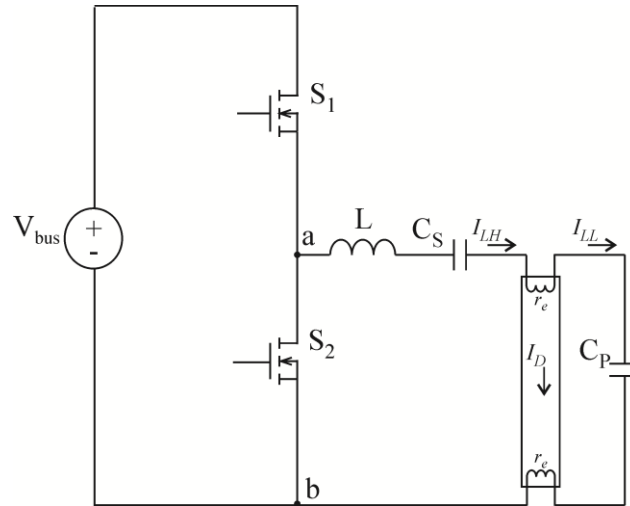


Figura 4.6 – Esquema simplificado do reator eletrônico e lâmpada fluorescente

A corrente I_{LH} (*lead-high current*) é a corrente que entra no eletrodo, I_D (*discharge current*) é a corrente de descarga da LF e I_{LL} (*lead-low current*) é a corrente que sai pelo eletrodo. A avaliação da soma dos quadrados das correntes I_{LH} e I_{LL} , chamada SoS (*sum of squares of the lead-in wire currents*), é um método eficaz para verificação do aquecimento dos eletrodos [37], [89], [90].

Os eletrodos das LFs Master TL5 são projetados para permitir variação I_D , dentro de limites estipulados, sem que seja necessária uma fonte externa de aquecimento para mantê-los em temperatura adequada de funcionamento. Todavia, se o reator eletrônico fornecer aquecimento adicional, por exemplo, através de C_P no circuito da Figura 4.6, as correntes I_{LH} e I_{LL} devem ser mantidas abaixo dos limites determinados pelo fabricante para que não haja superaquecimento dos eletrodos. De acordo com [37], a mínima soma dos quadrados de I_{LH} e I_{LL} (SoS_{min}) necessária para manter os eletrodos em temperatura adequada possui uma relação de dependência linear com a corrente de descarga, dada por (4.1):

$$SoS_{min} = I_{LH}^2 + I_{LL}^2 = X_1 - Y_1 I_D \quad (4.1)$$

Os valores dos coeficientes X_I e Y_I são definidos pelo fabricante da lâmpada. Da mesma maneira, o superaquecimento dos eletrodos pode ser prevenido pela máxima soma dos quadrados das correntes I_{LH} e I_{LL} (SoS_{max}), de acordo com (4.2):

$$SoS_{max} = I_{LH}^2 + I_{LL}^2 = X_2 - Y_2 I_D \quad (4.2)$$

Como em (4.1), os valores das constantes X_2 e Y_2 são definidos pelo fabricante da LF. Em muitas aplicações os limites definidos por (4.1) e (4.2) podem ser críticos para a operação da lâmpada. Desta maneira, uma região de operação segura para os eletrodos pode ser definida em (4.3) [37]:

$$SoS_{target} = I_{LH}^2 + I_{LL}^2 = X_1 - zY_1 I_D \quad (4.3)$$

A inclinação da linha SoS_{target} difere da linha SoS_{min} pelo coeficiente z , também definido pelo fabricante da LF. Como exemplo, na Figura 4.7 são mostradas as linhas SoS para uma LF T5 HO de 49 W.

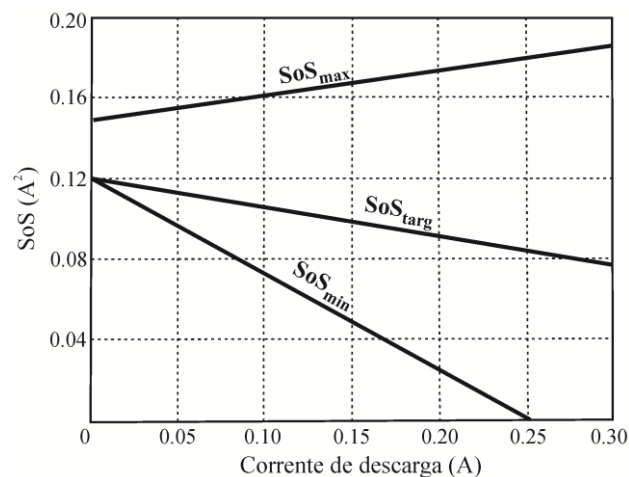


Figura 4.7 – Representação das linhas SoS de uma lâmpada T5 HO de 49 W Phillips

Na próxima seção será apresentada uma metodologia de projeto do filtro ressonante LCC, baseada em [90], [94], [95]. Nesta metodologia o sistema será normalizado, tornando-o dependente apenas do fator de qualidade e do ponto de operação desejado (frequência e potência de saída). No projeto será considerado o aquecimento dos eletrodos e a ignição da LF, características essenciais para um bom funcionamento do conjunto reator/lâmpada.

4.2.1.2 Cálculo dos componentes do filtro LCC

Para o projeto do filtro ressonante LCC algumas considerações são feitas: os interruptores MOSFET do inversor são considerados ideais, os componentes L , C_S e C_P são ideais e sem elementos parasitas. As definições e relações mostradas em (4.4)-(4.8) são a base para determinar as equações de projeto dos componentes do filtro.

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{LC_S}} \quad (4.4)$$

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{LC_P}} \quad (4.5)$$

$$A_1 = \frac{\omega_1}{\omega_s} \quad (4.6)$$

$$A_2 = \frac{\omega_2}{\omega_s} \quad (4.7)$$

$$Q_1 = \frac{\omega_1 L}{R} = \frac{1}{\omega_1 C_S R} \quad (4.8)$$

Onde ω_s é a frequência angular de comutação. A impedância total do filtro ressonante é dada por (4.9):

$$Z_{LCC} = j\omega_s L \left(1 + \frac{-1}{\omega_s^2 LC_S} + \frac{R}{j\omega_s L(1 + j\omega_s C_P R)} \right) \quad (4.9)$$

Utilizando (4.4)-(4.8) em (4.9) obtém-se (4.10):

$$\frac{1}{Z_{LCC}} = \frac{\omega_s L \left(\frac{\underline{Q}_1}{A_1} \right) - j \omega_s L \left(1 - A_1^2 - \frac{1}{A_2^2} \right)}{\left[\omega_s L \left(\frac{\underline{Q}_1}{A_1} \right) \right]^2 + \left[\omega_s L \left(1 - A_1^2 - \frac{1}{A_2^2} \right) \right]^2} \quad (4.10)$$

A potência ativa entregue a LF é dada por (4.11):

$$P_{LF} = \operatorname{Re} \left(\frac{V_{ef}^2}{Z_{LCC}} \right) \quad (4.11)$$

Onde, devido à utilização da aproximação fundamental, V_{ef} é o valor eficaz da componente fundamental da tensão aplicada ao filtro ressonante, dada por (4.12):

$$V_{ef} = \frac{\sqrt{2}V_{bus}}{\pi} \quad (4.12)$$

Onde V_{bus} é a tensão de entrada do estágio inversor. Reescrevendo (4.10) em função de (4.11), tem-se (4.13):

$$\frac{P_{LF}}{V_{ef}^2} = \frac{\left(\frac{\underline{Q}_1}{A_1} \right) \left(\frac{1}{A_2^4 + \frac{Q_1^2}{A_1^2}} \right)}{\left[\left(\frac{\underline{Q}_1}{A_1} \right) \right]^2 + \left[1 - A_1^2 - \frac{1}{A_2^2} \right]^2} \quad (4.13)$$

Multiplicando os dois membros de (4.13) por R obtém-se (4.14):

$$K_t = \frac{1}{\left(\frac{A_1}{Q_1 A_2^4} + \frac{Q_1}{A_1} \right)} \quad (4.14)$$

$$Q_1 \left[\left(\frac{Q_1}{A_1} \right)^2 + \left(1 - A_1^2 - \frac{1}{A_2^2} \right)^2 \right]$$

$$\left[\frac{1}{A_2^4} + \frac{Q_1^2}{A_1^2} \right]$$

O coeficiente K_t define a quantidade de potência que o sistema pode fornecer, relacionando a carga com a tensão ou corrente de entrada [94]. Assumindo condições ideais de operação, K_t é dado por (4.15).

$$K_t = \frac{P_{LF} R}{V_{ef}^2} \quad (4.15)$$

O filtro deve operar na sua frequência de ressonância antes da ignição da LF, pois, em outra frequência, o ganho de tensão pode não ser suficiente para formação do arco de descarga. Desta maneira, é definido em (4.16) o coeficiente A_{2ig} , que será inserido em (4.14).

$$A_{2ig} = \sqrt{A_1^2 + A_2^2} = \frac{\omega_r}{\omega_s} \quad (4.16)$$

Onde ω_r é a frequência angular de ressonância do filtro antes da ignição, dada por (4.17):

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L \frac{C_S C_P}{C_S + C_P}}} \quad (4.17)$$

Reescrevendo (4.14) obtém-se (4.18):

$$K_t = \frac{1}{\left(\frac{1}{Q_1(A_{2ig}^2 - A_1^2)^2 + A_1^2} \right)} \cdot Q_1 \left[\left(\frac{\frac{Q_1}{A_1}}{\frac{1}{(A_{2ig}^2 - A_1^2)^2 + A_1^2} + \frac{Q_1^2}{A_1^2}} \right)^2 + \left(1 - A_1^2 - \frac{1}{\frac{1}{(A_{2ig}^2 - A_1^2)} + \frac{Q_1^2(A_{2ig}^2 - A_1^2)}{A_1^2}} \right)^2 \right] \quad (4.18)$$

Para projetar o filtro, deve-se calcular A_I em função da potência transferida e do fator de qualidade (Q_I) desejados. Os valores de A_I indicam a disparidade da frequência de ressonância entre L e C_S com relação à frequência de comutação. Quanto mais próximos de 1, mais próximo da ressonância o filtro estará operando. A solução de (4.18) fornece dois valores positivos de A_I , um maior que 1 e outro menor que 1. Ambos os valores satisfazem o ponto de operação desejado e poderiam ser utilizados para o cálculo de L e C_S . Um valor de A_I maior do que 1 indica que a frequência de comutação é menor do que a frequência de ressonância entre L e C_S . Como já citado, um dos requisitos que o filtro ressonante para alimentar LFs deve atender é a comutação ZVS, proporcionada por operação acima da frequência de ressonância do filtro. Para atender esta condição, valores de A_I menores que 1 devem ser escolhidos. A partir disso, L e C_S devem ser calculados por (4.19) e (4.20), respectivamente.

$$L = \frac{Q_1 R}{A_1 \omega_s} \quad (4.19)$$

$$C_S = \frac{1}{Q_1 A_1 \omega_s R} \quad (4.20)$$

Para projetar C_P utiliza-se (4.5) e (4.16), obtendo-se (4.21):

$$C_P = \frac{1}{\omega_s^2 L (A_{2ig}^2 - A_1^2)} \quad (4.21)$$

Diferentemente de L e C_S , o valor de C_P não é dependente de Q_I . As equações (4.19)-(4.21) são utilizadas para calcular os componentes do filtro ressonante utilizando um critério

que garante a ignição da LF. Contudo, para uma metodologia de projeto completa e eficaz deve-se, também, utilizar critérios que satisfaçam as condições de operação segura para os eletrodos da lâmpada.

4.2.1.3 Restrição de projeto para C_P

O capacitor paralelo do filtro ressonante LCC é responsável pelo alto ganho de tensão na ignição da lâmpada. Todavia, do ponto de vista de aquecimento dos eletrodos, neste trabalho, este capacitor não seria necessário, pois as LFs operam apenas com sua potência nominal. Desta forma, não é necessário determinar um valor mínimo de C_P para manter o aquecimento dos eletrodos dentro dos limites estabelecidos pelas linhas SoS. Contudo, por atuar como fonte externa de aquecimento, dependendo da sua capacitância, C_P pode provocar aquecimento excessivo dos eletrodos, acelerando o fim da vida útil da lâmpada. Por este motivo, deve-se avaliar se o valor de C_P projetado não excede o limite máximo de capacitor que garante operação segura dos eletrodos da lâmpada, de acordo com o método SoS.

A impedância de C_P é normalmente muito maior que a resistência dos eletrodos da LF. Por isso, pode-se considerar que a tensão sobre C_P é a mesma tensão da lâmpada. Desta maneira, o valor máximo de C_P é calculado em função da máxima corrente I_{LL} e tensão da LF (V_{lamp}) utilizados no projeto, sendo dado por (4.22) [76]:

$$C_{P\max} = \frac{I_{LL\max}}{V_{lamp}\omega_s} \quad (4.22)$$

Em que os valores de $I_{LL\max}$ e V_{lamp} são fornecidos pelo fabricante da LF. Se o valor de C_P calculado em (4.21) for menor do que o C_P máximo permitido para operação segura dos eletrodos da lâmpada ($C_{P\max}$), não há nenhuma restrição na metodologia de projeto do filtro ressonante. Ao contrário, se o C_P projetado exceder $C_{P\max}$, este não poderá ser empregado no filtro para não comprometer a vida útil da lâmpada. Uma solução possível, que será usada neste trabalho, foi apresentada em [90], em que os autores utilizam o método SoS para avaliar se o C_P projetado atende as condições de operação segura dos eletrodos. Caso o valor de C_P calculado seja maior que $C_{P\max}$, deve-se dividir a capacitância de C_P em dois capacitores, alocando um antes e outro após a LF, como mostrado na Figura 4.8.

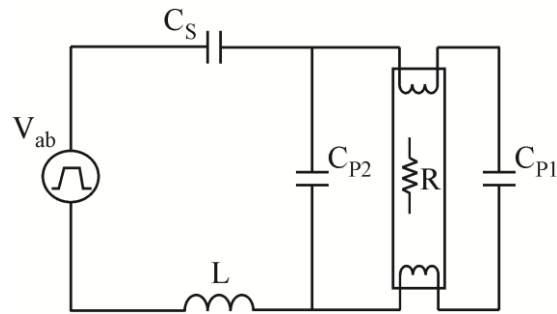


Figura 4.8 – Filtro LCC com dois capacitores paralelos

O capacitor que determina o aquecimento dos eletrodos é C_{P1} . Por isso, o valor comercial deste capacitor deve ser menor que o valor de C_{Pmax} . O valor de C_{P2} deve ser tal que a associação entre C_{P1} e C_{P2} resulte no valor de C_P calculado em (4.21). Caso seja prevista variação de intensidade luminosa no projeto do filtro, as correntes SoS devem ser avaliadas em função da variação da corrente de descarga. A metodologia de projeto proposta para o filtro ressonante LCC pode ser resumida no fluxograma da Figura 4.9.

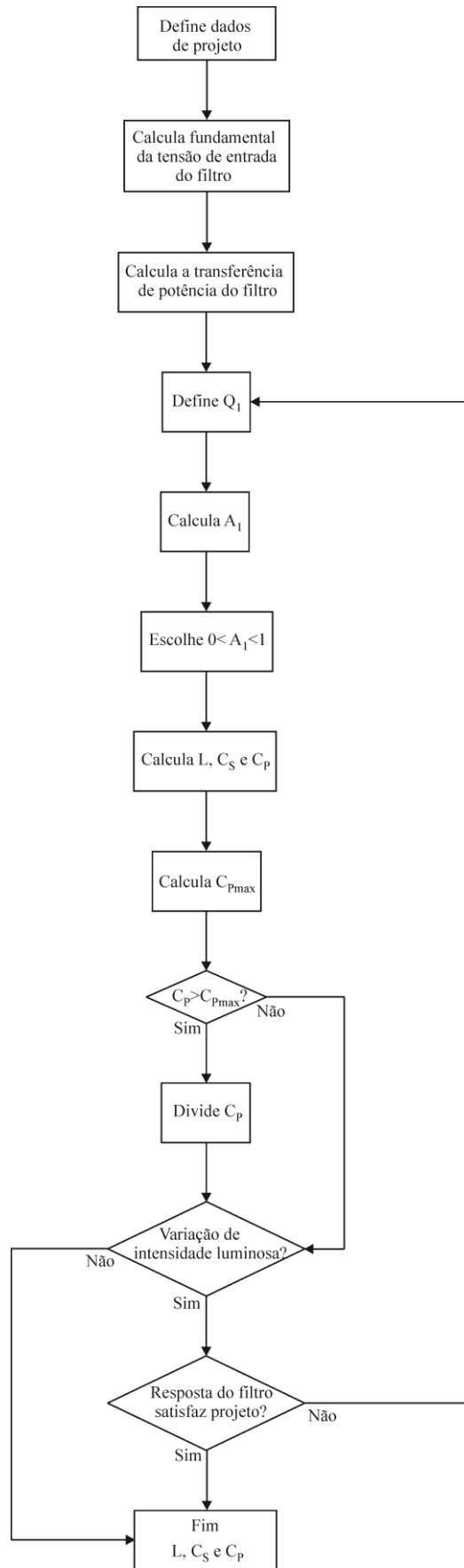


Figura 4.9 – Fluxograma do projeto do filtro LCC

4.2.2 Projeto do circuito de comando do REAO

Na Figura 4.10 é mostrada a representação do REAO por diagrama de blocos [68].

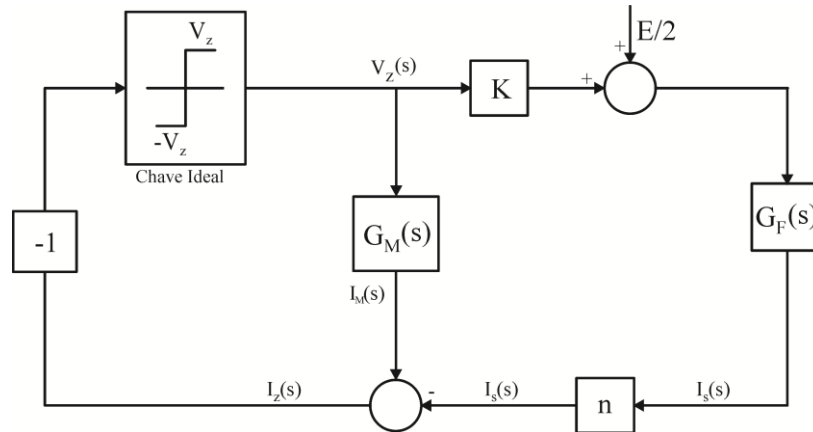


Figura 4.10 - Diagrama de blocos do REAO

O diagrama de blocos da Figura 4.10 pode ser dividido em duas partes: uma com comportamento linear e outra com comportamento não linear. A primeira parte, linear, é representada pelos blocos $G_F(s)$, que é a função de transferência da corrente ressonante em função da tensão aplicada ao filtro ressonante (V_{ab} na Figura 4.1), e $G_M(s)$, que é a função de transferência entre a corrente magnetizante ($I_M(s)$) e a tensão zener ($V_Z(s)$). Também constituem a parte linear as constantes n , que é a relação de espiras do TC, e K , que relaciona V_Z com V_{ab} . A segunda parte, com comportamento não linear, é representada pela chave ideal, que relaciona i_z e V_z . Por apresentar um comportamento não linear, a análise não pode ser realizada com técnicas de análise de circuitos lineares. Isso porque, há a descontinuidade devido à troca de estado dos interruptores do circuito do REAO, que permite caracterizá-lo como um sistema SISO com comportamento não linear.

4.2.2.1 Métodos para análise

Existem algumas técnicas para o projeto do circuito de comando auto-oscilante. No domínio da frequência destaca-se a técnica denominada *Tsyarkin Locus* [74], [65], [66], na qual se considera um número limitado de componentes harmônicas para a forma de onda de tensão quadrada aplicada ao conjunto filtro ressonante e LF. Já no domínio do tempo, uma técnica similar a *Tsyarkin Locus*, chamada *Hammel Locus* é apresentada em [67], na qual é necessário solucionar equações diferenciais que dependem da ordem da função de

transferência do sistema em análise. As duas técnicas apresentam soluções complexas e não determinam equações para emprego imediato no projeto do circuito de comando.

O método da função descritiva foi utilizado em [25], [68] e mostrou-se uma ótima alternativa para o projeto do circuito de comando auto-oscilante. É possibilitado o uso deste método devido ao filtro ressonante apresentar característica passa-baixa, satisfazendo as condições necessárias para a aplicação da função descritiva, que são:

- Existência de um componente não-linear e, na existência de dois ou mais, devem ser representados por uma única função descritiva, ou deve ser considerado o elemento não-linear mais significativo;
- O componente não-linear é invariante no tempo;
- Apenas a componente fundamental da não-linearidade é considerada, condição satisfeita pelo filtro ressonante;
- A não linearidade é do tipo ímpar.

Em [68] é demonstrado que a função descritiva da não linearidade do tipo chave ideal, para a mudança de estado dos interruptores a partir de i_z e V_z é dada por (4.23):

$$N = \frac{4V_z}{\pi i_z} \angle 0^\circ \quad (4.23)$$

Sendo V_z constante e determinado na especificação do diodo zener escolhido para o projeto. O termo i_z é a amplitude da corrente de polarização, definida entre 10 e 100% da potência do diodo zener utilizado.

4.2.2.2 Critério de estabilidade estendido de Nyquist

O critério de Nyquist é um dos diversos métodos utilizados para avaliar a estabilidade de sistemas lineares. Para sistemas não lineares com característica passa baixa, pode-se utilizar a função descritiva, para que possibilite que seja empregado o Critério de Estabilidade Estendido de Nyquist (CEEN) para avaliar a estabilidade e a existência de ciclos limite. O diagrama de blocos da Figura 4.3 pode ser reduzido no diagrama da Figura 4.11.

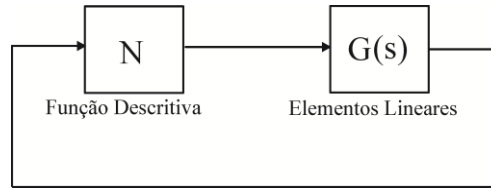


Figura 4.11 - Diagrama de blocos simplificado do REAO

O bloco N representa a função descritiva do elemento não linear e $G(s)$ representa a função de transferência dos elementos com comportamento linear do diagrama de blocos da Figura 4.10, dada por (4.24):

$$G(s) = G_M(s) - KG_F(s)n \quad (4.24)$$

Onde $G_F(s)$ e $G_M(s)$ são dadas por (4.25) e (4.26), respectivamente:

$$G_F(s) = \frac{1}{L} \frac{s^2 + sa}{s^3 + s^2a + sb + c} \quad (4.25)$$

$$G_M(s) = \frac{1}{L_{ms}s} \quad (4.26)$$

Os termos de (4.25) são dados por (4.27):

$$a = \frac{1}{RC_P}; b = \frac{1}{LC_P} + \frac{1}{LC_S}; c = \frac{1}{RLC_S C_P} \quad (4.27)$$

Considerando $s = j\omega$, da equação característica do sistema, tem-se a seguinte igualdade dada por (4.28):

$$G(j\omega) = -\frac{1}{N} \quad (4.28)$$

Se (4.28) possuir solução, então o sistema da Figura 4.11 pode apresentar ciclo limite, e a posição relativa dos lugares geométricos de $-1/N$ e de $G(j\omega)$ fornece informações sobre a estabilidade. Observando a função descritiva dada por (4.23), o elemento não-linear

apresenta ângulo de fase nulo. Portanto, o ponto de intersecção no lugar geométrico de $G(s)$ que corta $-1/N$ apresenta parte imaginária nula. Desta maneira, é possível utilizar esta intersecção para determinar uma equação para o projeto do REAO. A Figura 4.12 apresenta o diagrama de Nyquist para o REAO, no qual $G(s)$ corta $-1/N$ em uma frequência qualquer sobre o eixo real.

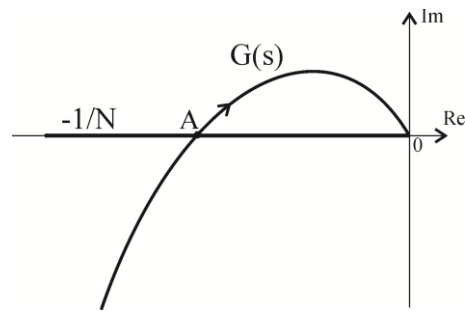


Figura 4.12 - CEEN de um sistema genérico

Para este sistema, pode-se utilizar a seguinte expressão, dada por (4.29):

$$\text{Im}(G(s)) = \text{Im}(G(j\omega)) = 0 \quad (4.29)$$

Aplicando (4.29) em (4.24) pode-se obter uma equação de projeto para L_{ms} , dada por (4.30):

$$L_{ms}(\omega) = \frac{-L}{Kn} \frac{(c - a\omega^2)^2 + (b\omega - \omega^3)^2}{[a\omega^2(a\omega^2 - c) + \omega^3(b\omega - \omega^3)]} \quad (4.30)$$

4.2.3 Determinação da relação de espiras do TC

Na Figura 4.13 é mostrado o modelo do circuito de comando do REAO através do transformador com núcleo toroidal de três enrolamentos.

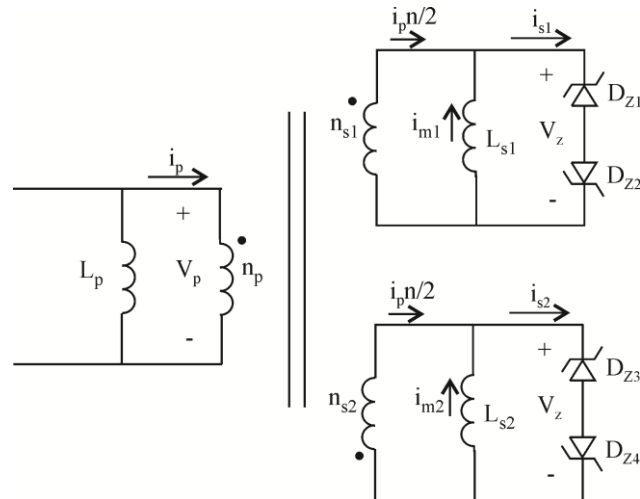


Figura 4.13 - Modelo do transformador toroidal do circuito do REAO

O circuito da Figura 4.13 pode ser reduzido no circuito da Figura 4.14, no qual os dois secundários da Figura 4.13 são reduzidos em um único secundário equivalente.

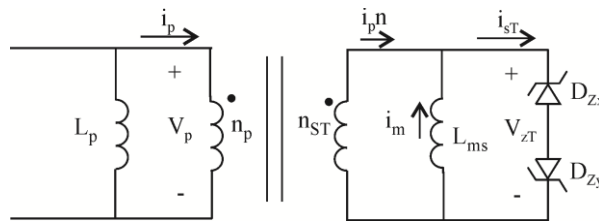


Figura 4.14 - Circuito de comando referido a um único secundário

A equivalência da Figura 4.14 é realizada com o intuito de simplificar o projeto do circuito de comando, representando a indutância magnetizante do primário (L_p) refletida ao secundário total (L_{ms}). Analisando a Figura 4.13 tem-se que a corrente que circula no primário do TC (i_p) é a soma das correntes dos dois secundários (i_{s1} e i_{s2}) refletida por uma relação de espiras, de acordo com (4.31).

$$i_p n_p = i_{s1} n_{s1} + i_{s2} n_{s2} \quad (4.31)$$

Como os dois secundários são iguais, podem-se obter (4.32) e (4.33):

$$i_{s1} = i_{s2} = i_s \quad (4.32)$$

$$n_{s1} = n_{s2} = n_s \quad (4.33)$$

Substituindo (4.32) e (4.33) em (4.31) obtém-se (4.34):

$$n_p i_p = 2i_s n_s \quad (4.34)$$

Em (4.34) é mostrado que no cálculo da relação de espiras do TC deve ser considerada a soma das correntes dos dois secundários. Em (4.35) é dada a relação de espiras total do circuito (n) do REAO.

$$n = \frac{2i_s}{i_p} \quad (4.35)$$

Onde i_p é a corrente eficaz do filtro ressonante LCC que flui pelo primário do TC. O termo K relaciona a tensão de entrada (pico a pico) do filtro ressonante com a tensão de pico a pico do secundário equivalente total do TC, dado por (4.36) [68].

$$K = \frac{E}{2V_z} \quad (4.36)$$

4.2.4 Avaliação da oscilação autossustentada

A avaliação da oscilação autossustentada é a última etapa de projeto do REAO, a qual permite obter informações sobre a estabilidade do circuito. É utilizado o Critério de Estabilidade Estendido de Nyquist como ferramenta de avaliação da oscilação autossustentada. Em [96] é afirmado que se o corte de $G(s)$ for tangente ou aproximadamente tangente a $-1/N$ (Figura 4.12) a análise da função descritiva pode apresentar erro, ou seja, o corte de $G(s)$ e $-1/N$ deve ser o mais perpendicular possível para que sejam obtidas informações confiáveis sobre a estabilidade do sistema.

O fator de qualidade do filtro ressonante tem influência no corte entre $G(s)$ e $-1/N$. No Apêndice B é mostrado que quanto menor o fator de qualidade do filtro, mais perpendicular é o corte. Desta maneira, ao projetar o filtro ressonante, deve-se avaliar a influência do fator de qualidade do filtro no ângulo do corte entre $G(s)$ e $-1/N$, para que a análise pela função

descritiva apresente resultados confiáveis para avaliação da estabilidade e existência de ciclos-limite.

4.3 Conclusão

Neste capítulo foi apresentado o circuito do REAO, seu princípio de funcionamento e metodologia de projeto. É fundamental um bom entendimento do princípio de funcionamento e projeto do REAO, para que o mesmo possa ser empregado para o reconhecimento de lâmpadas. Foi apresentada uma nova metodologia de projeto do filtro ressonante, que leva em consideração a operação dos eletrodos em regime permanente, para que a vida útil da LF não seja prejudicada. Como foi comentado ao final do capítulo, o fator de qualidade do filtro ressonante tem influência na inclinação do corte entre $G(s)$ e $-1/N$. Logo, para que a análise pelo método da função descritiva tenha bons resultados deve-se avaliar a influência do fator de qualidade do filtro LCC no corte entre $G(s)$ e $-1/N$.

REATOR ELETRÔNICO PARA RECONHECIMENTO DE LÂMPADAS FLUORESCENTES

Nos capítulos 3 e 4 foram analisados os estágios CFP e inversor, os quais compõem o circuito de potência do reator eletrônico proposto para reconhecimento de lâmpadas, que neste trabalho, conforme apresentado no capítulo 2, serão as LFs T5 HO de 24 W, 39 W e 49 W. Neste capítulo será apresentada a topologia completa, que inclui, além dos estágios já apresentados, o circuito que fará o ajuste da potência nominal das lâmpadas e o circuito de preaquecimento dos eletrodos. Será discutida a estratégia adotada para identificar as LFs, a metodologia de projeto do reator eletrônico proposto e os resultados experimentais que comprovam funcionamento do circuito.

5.1 Topologia e estratégia de reconhecimento das lâmpadas T5 de 24 W, 39 W e 49 W

A topologia proposta para reconhecimento de LFs é mostrada na Figura 5.1. O circuito consiste no conversor *SEPIC* para CFP, um inversor meia-ponte para alimentação das LFs, um circuito para ajustar da potência nominal de cada lâmpada reconhecida e um circuito para preaquecimento dos eletrodos das LFs (PRAE). O reator eletrônico é chamado de *SEPIC* meia-ponte auto-oscilante (SMPAO). O circuito de comando dos estágios CFP e inversor é implementado com o circuito de comando auto-oscilante. Os dois estágios atuam de forma independente, pois seus circuitos de comando são distintos, sendo implementados por dois TCs, TC_{inv} (formado por L_{pinv} , L_{s1inv} e L_{s2inv}) para o comando do inversor meia-ponte e TC_{sep} (formado por L_{psep} , L_{ssep}) para o comando do conversor *SEPIC*. Os primários dos dois TCs estão em série, no filtro ressonante, logo, os estágios CFP e inversor operam com a mesma frequência de comutação.

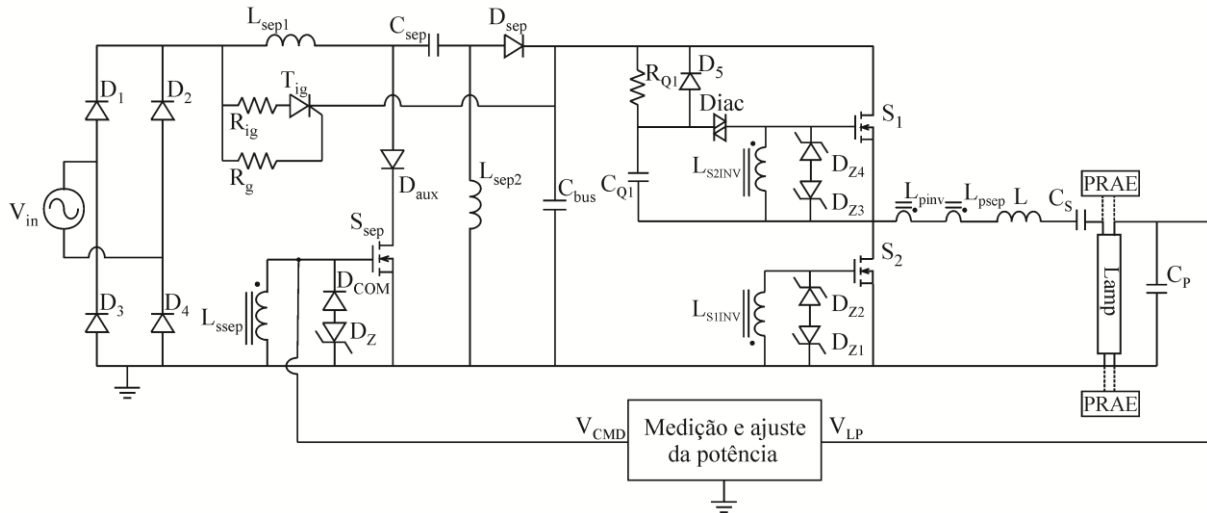


Figura 5.1 – Reator eletrônico *SEPIC* meia-ponte auto-oscilante

Foi mostrado no capítulo 3 que o conversor *SEPIC* empregado para CFP, operando no MCD de corrente, atua como uma fonte de potência, que é independente da carga que o conversor está alimentando (inversor meia-ponte). Desta forma, para adequar a potência de saída do inversor à potência nominal das LFs reconhecidas, deve-se “controlar” a potência do estágio CFP. A partir disso têm-se duas opções de variável de controle: a frequência de comutação e a razão cíclica do conversor empregado para CFP. Como o comando dos estágios CFP e inversor é realizado pelo circuito de comando auto-oscilante, a frequência de operação de ambos os estágios é dependente da carga, ou seja, para cada lâmpada a frequência de comutação será diferente. Este fato aumenta a complexidade do projeto do reator eletrônico, pois se a razão cíclica for o parâmetro de controle, as variações da frequência devem ser previstas no projeto. Para alterar a frequência de comutação do conversor *SEPIC*, mantendo sua razão cíclica fixa, é necessário um circuito externo. Contudo, é praticamente inviável projetar um circuito que faça a variação da frequência do comando auto-oscilante com precisão. Além disso, se for mantida a razão cíclica fixa, a faixa de variação de frequências para atender a potência nominal das LFs de 24 W, 39 W e 49 W pode levar o circuito a operar abaixo de 20 kHz (máxima frequência audível), ou acima de 50 kHz, o que prejudicaria a eficiência do reator eletrônico e aumentaria significativamente a corrente drenada por C_P , podendo prejudicar a operação dos eletrodos das lâmpadas em regime permanente. Desta forma, apesar da complexidade, o parâmetro de controle da potência para o reator eletrônico SMPAO será a razão cíclica do conversor *SEPIC*.

A estratégia adotada para o reconhecimento das LFs escolhidas para este trabalho, T5 HO de 24 W, 39 W e 49 W, é ilustrada através do fluxograma da Figura 5.2.

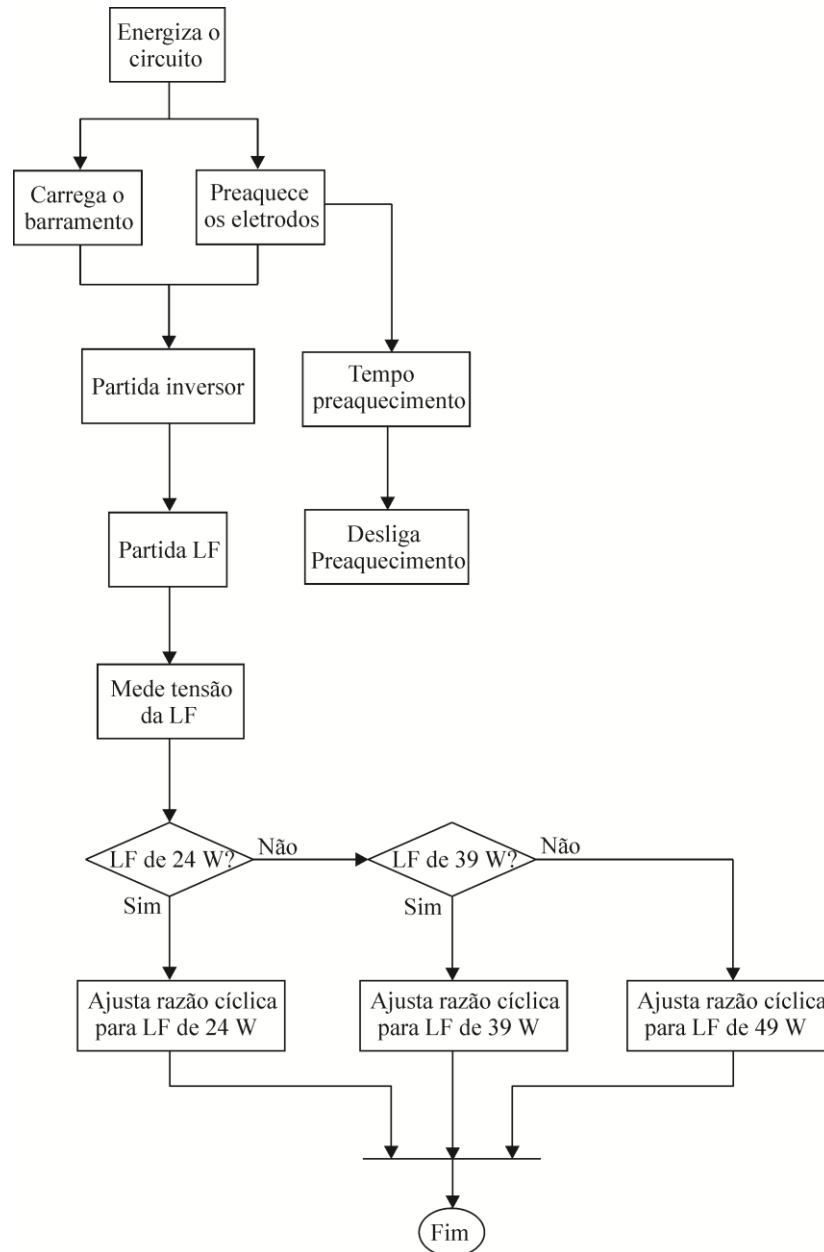


Figura 5.2 – Estratégia de reconhecimento das LFs T5 HO de 24 W, 39 W e 49 W

Ao se energizar o circuito, o barramento é carregado através de T_{ig} ao mesmo tempo em que os eletrodos da LF são preaquecidos. Após o preaquecimento tem-se a partida do inversor e a ignição da lâmpada. Decorrido o tempo programado, o circuito de preaquecimento é desligado. Quando ocorre a ignição da lâmpada, sua tensão é medida para que a LF seja identificada. Após a identificação (24 W, 39 W ou 49 W) é ajustada a razão cíclica de operação para obter a potência nominal da lâmpada. Neste trabalho a estratégia de reconhecimento apresentada no fluxograma da Figura 5.2 é empregada para identificar as LFs T5 HO de 24 W, 39 W e 49 W. Contudo, poderia ser utilizada para identificar lâmpadas de

outras potências, ou mesmo um número maior de LFs, desde que tenham tensões de operação distintas.

5.2 Determinação do ponto de operação do reator eletrônico SMPAO

O reator eletrônico SMPAO é projetado para uma potência, tensão de barramento e frequência de comutação específica. Entretanto, quando estiver operando com outras LFs, que não a de projeto, a frequência e a tensão de barramento serão alteradas. A frequência de operação do comando auto-oscilante é dependente da carga, dos componentes do filtro LCC e da tensão de barramento. Todavia, a tensão de barramento também é dependente da frequência de operação. Desta maneira, não é possível determinar matematicamente o ponto de operação (tensão de barramento e a frequência de comutação) do reator eletrônico SMPAO quando este estiver operando com lâmpadas de potências diferentes da qual foi projetado. Uma solução seria obter os pontos de operação empiricamente, através de testes experimentais. Contudo, uma boa alternativa foi apresentada em [97], em que foi desenvolvida uma metodologia iterativa para determinar o ponto de operação do REAO em circuitos para uma lâmpada e com controle da intensidade luminosa através da variação da tensão de barramento. A metodologia proposta em [97] será adaptada para que possa ser empregada no reconhecimento de LFs, possibilitando determinar do ponto de operação do reator eletrônico SMPAO para cada lâmpada reconhecida. O fluxograma da Figura 5.3 mostra a estratégia para obter o ponto de operação do reator eletrônico SMPAO.

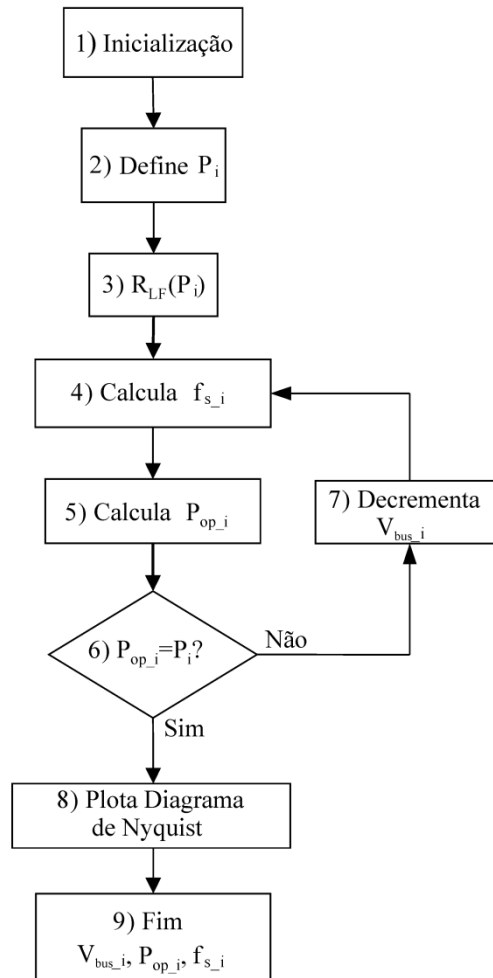


Figura 5.3 – Fluxograma para obtenção do ponto de operação do reator eletrônico SMPAO

O fluxograma pode ser explicado da seguinte forma:

1) Inicialização: Define-se a potência, tensão de barramento (V_{bus_i} , onde i é o índice da iteração) e frequência de projeto. Após, projeta-se o filtro LCC e o circuito de comando auto-oscilante.

2) Definição de P_i : É definida a potência da LF para a qual se deseja obter o ponto de operação.

3) $R_{LF}(P_i)$: Calcula-se a resistência equivalente da LF, em regime permanente.

4) Calcula f_{s_i} : Calcula frequência de auto-oscilação para P_i , $R_{LF}(P_i)$ e V_{bus_i} .

5) Calcula P_{op_i} : Com a frequência f_{s_i} , calcula a potência de operação da LF, P_{op_i} .

6) $P_{op_i}=P_i$?: Se P_{op_i} é igual, ou aproximadamente igual, a potência definida no passo 2 (P_i), a frequência de auto-oscilação e a tensão de barramento são conhecidas e tem-se o ponto de operação do reator eletrônico SMPAO.

7) Decrementa V_{bus_i} : Se $P_{op_i} \neq P_i$, V_{bus_i} deve ser decrementada e o programa retorna ao passo 4.

8) Plota Diagrama de Nyquist: Neste passo é traçado o diagrama de Nyquist para que possa ser empregado o critério de estabilidade estendido de Nyquist para avaliar se o sistema apresenta oscilação autossustentada.

9) Fim: O programa é finalizado e tem-se o ponto de operação desejado, com os valores de V_{bus_i} e f_{s_i} .

A frequência angular de auto-oscilação (passo 4) é obtida solucionando (5.1) para os valores de ω e escolhendo a solução que satisfaz as condições de operação do reator eletrônico SMPAO [97].

$$\frac{L}{Kn} \frac{(c - \omega^2 a)^2 + (\omega b - \omega^3)^2}{\omega^3 (\omega b - \omega^3) + a \omega^2 (c - \omega^2 a)} + L_{ms} = 0 \quad (5.1)$$

Onde L_{ms} é a indutância magnetizante total do TC referida ao secundário do inversor meia-ponte e os termos K , n , a , b e c foram definidos no capítulo 4. A potência de operação da LF (passo 5) é dada por (5.2):

$$P = \left(\frac{\sqrt{2} V_{bus}}{\pi} \right)^2 \frac{R \left[1 + (C_p R \omega)^2 \right]}{R^2 + \omega^2 \left[\left(L - \frac{1}{C_s \omega^2} \right) \left(1 + (C_p R \omega)^2 \right) - R^2 C_p \right]^2} \quad (5.2)$$

5.3 Metodologia de projeto do reator eletrônico SMPAO

Nesta seção é apresentada a metodologia de projeto do reator eletrônico SMPAO, que consiste das seguintes etapas: projeto dos estágios CFP, inversor, preaquecimento dos eletrodos, avaliação da oscilação autossustentada e projeto do circuito que fará a medida da tensão da lâmpada e ajuste de razão cíclica do estágio CFP.

5.3.1 Projeto do estágio inversor

Para determinar os pontos de operação do reator eletrônico SMPAO para cada LF é necessário que os elementos do filtro LCC sejam conhecidos. O inversor meia-ponte é projetado para operar com a LF de 39 W. Os dados de projeto são:

- Tensão de barramento: $V_{bus} = 300$ V;
- Potência nominal: $P_n = 39$ W;
- Resistência equivalente da LF [79]: $R_{eq} = 330$ Ω ;
- Frequência de comutação: $f_s = 35$ kHz;
- Fator de qualidade do filtro: $Q_I = 1,5$;
- Tensão zener do circuito de comando: $V_{zinv} = 12$ V;
- Potência dos diodos zener do circuito de comando: $P_z = 0,5$ W.

5.3.1.1 Projeto do filtro ressonante

Os elementos do filtro ressonante são calculados de acordo com a metodologia apresentada no capítulo 4, em que L , C_S e C_P são calculados por (4.19), (4.20) e (4.21), respectivamente. Os resultados são apresentados na Tabela 5.1.

| | |
|---|---------|
| Indutor ressonante (L) | 2,41 mH |
| Capacitor série ressonante (C_S) | 27 nF |
| Capacitor paralelo ressonante (C_P) | 6,8 nF |

Para finalizar o projeto do filtro LCC, deve-se avaliar C_P com relação ao valor máximo permitido para não comprometer a operação dos eletrodos das LFs. A restrição no valor de C_P deve ser avaliada para todas as lâmpadas reconhecidas (24 W, 39 W e 49 W). Os valores de C_{Pmax} para cada LF são calculados de acordo com (4.22), utilizando os dados da Tabela 2.2, cujos resultados são apresentados na Tabela 5.2.

| | |
|--------------|-------|
| C_{Pmax24} | 24 nF |
| C_{Pmax39} | 15 nF |
| C_{Pmax49} | 8 nF |

O valor de C_P da Tabela 5.1 atende a exigência de aquecimento dos eletrodos para todos os valores da Tabela 5.2. Desta forma, não é necessário dividir C_P em dois capacitores, conforme metodologia apresentada no capítulo 4.

5.3.1.2 Projeto do circuito de comando do estágio inversor

O projeto do circuito de comando do estágio inversor é realizado de acordo com as equações apresentadas no item 4.2.2, em que L_{ms} é dada por (4.30). Os parâmetros calculados são resumidos na Tabela 5.3.

| Tabela 5.3 – Parâmetros do circuito de comando do inversor meia-ponte | |
|---|-------------------|
| Indutância magnetizante total referida ao secundário (L_{ms}) | 933 μH |
| Relação de espiras (n) | 0,217 |

Devido às simplificações para o projeto, como por exemplo, desconsiderar a capacitância *drain-source* dos MOSFETs, deve-se ter atenção na escolha dos interruptores do inversor meia-ponte. Estes semicondutores devem suportar as tensões e correntes demandadas pelo circuito e ter um valor baixo de capacitância *drain-source*, para não influenciarem significativamente na frequência de operação do estágio inversor.

5.3.2 Determinação dos pontos de operação do reator eletrônico SMPAO

Antes de projetar o estágio CFP deve-se determinar o ponto de operação do reator eletrônico SMPAO para todas as lâmpadas reconhecidas. O ponto de operação para a LF de 39 W é conhecido (especificações de projeto do estágio inversor). Entretanto, a frequência de comutação e a tensão de barramento para as LFs de 24 W e 49 W devem ser determinadas. Desta forma, o fluxograma da Figura 5.3 foi implementado através de um algoritmo para obter o ponto de operação para as LFs de 24 W e 49 W, cujos resultados são mostrados na Tabela 5.4.

Tabela 5.4 – Frequência de comutação e tensão de barramento para as LFs de 24 W e 49 W

| LF de 24 W | |
|---------------------------------------|--------|
| Frequência de comutação (f_{s24}) | 34 kHz |
| Tensão de barramento (V_{bus24}) | 252 V |
| LF de 49 W | |
| Frequência de comutação (f_{s49}) | 42 kHz |
| Tensão de barramento (V_{bus49}) | 277 V |

5.3.3 Projeto do conversor *SEPIC* CFP

O conversor *SEPIC* é projetado para a maior potência entre as LFs reconhecidas, 49 W. Os dados de projeto são:

- Tensão de entrada: $V_{in} = 220 \text{ V}_{\text{rms}} \pm 20\%$, 60 Hz;
- Razão cíclica de operação: $D = 0,3$;
- Rendimento: $\eta = 85\%$;
- Frequência de comutação: $f_{s49} = 42 \text{ kHz}$;
- Máxima ondulação da corrente de entrada; $\Delta i_{in} = 25\%$;
- Tensão zener do circuito de comando (semiciclo negativo): $V_{zsep} = 3,3 \text{ V}$;
- Potência do diodo zener do circuito de comando: $P_z = 0,5 \text{ W}$;
- Ondulação da tensão de barramento: $\Delta V_{bus} = 5\%$.

Os componentes do conversor *SEPIC* são calculados de acordo com as equações apresentadas no capítulo 3, em que L_{1sep} , L_{2sep} , C_{sep} e C_{bus} são dados por (3.18), (3.19), (3.20) e (3.22), respectivamente. Os valores obtidos são mostrados na Tabela 5.5.

Tabela 5.5 – Componentes do conversor *SEPIC*

| | |
|---------------------|------------------|
| Indutor L_{1sep} | 28 mH |
| Indutor L_{2sep} | 1.1 mH |
| Capacitor C_{sep} | 68 nF |
| Capacitor C_{bus} | 68 μF |

5.3.3.1 Projeto do circuito de comando do conversor *SEPIC*

O circuito de comando do conversor *SEPIC* é projetado da mesma forma que o comando do inversor meia-ponte, com a diferença de que no semiciclo positivo, a tensão *gate-source* (V_{GS}) de S_{sep} não é grampeada com o valor da tensão zener. Esta tensão é variável

de acordo com a LF, o que possibilita a variação da razão cíclica do interruptor. A Figura 5.4 mostra o circuito de comando equivalente do conversor *SEPIC* com suas respectivas formas de onda idealizadas.

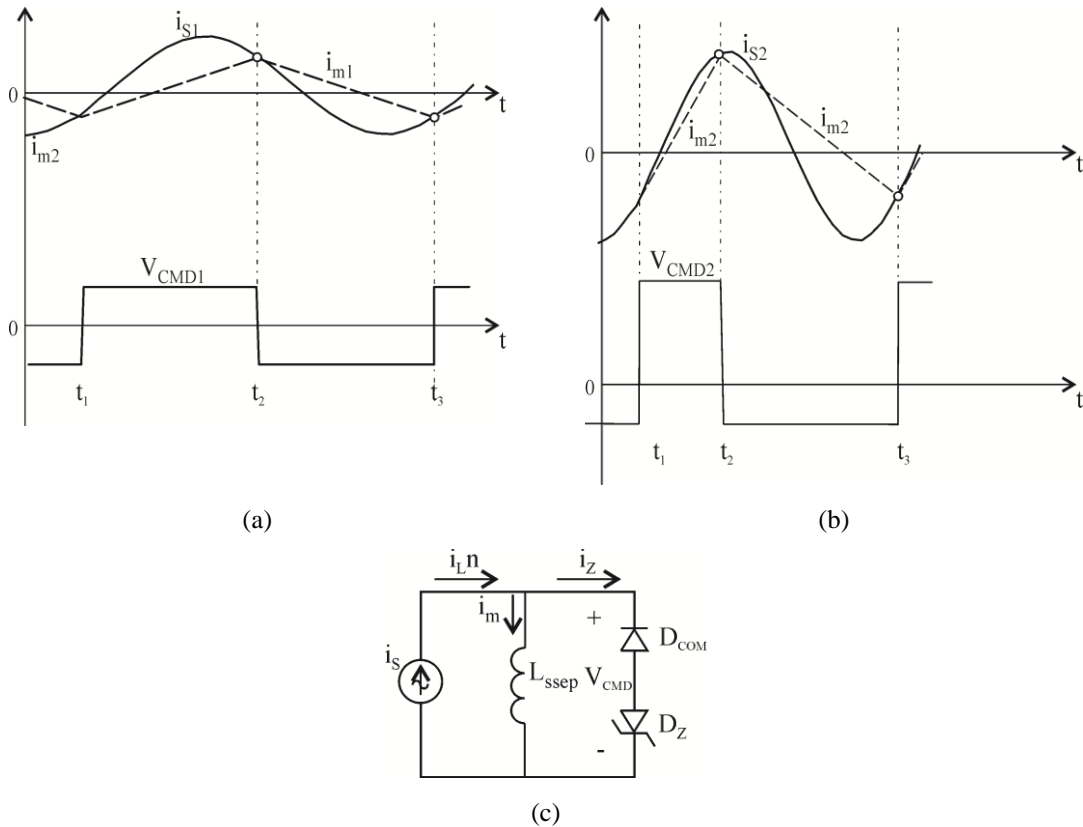


Figura 5.4 – Circuito de comando do conversor *SEPIC* - (a), (b) Formas de onda circuito de comando equivalente de S_{sep} . (c) Circuito de comando equivalente de S_{sep}

Na Figura 5.4(a), (b), as fontes de corrente i_{s1} , i_{s2} representam a corrente do filtro ressonante refletida para o secundário do TC, para duas lâmpadas de diferentes potências. Na Figura 5.4(c) é mostrado o circuito de comando equivalente do conversor *SEPIC*, no qual L_{ssep} representa a indutância magnetizante de TC_{sep} referida ao secundário. As relações de corrente mostradas na Figura 5.4 definem a troca de polaridade da tensão sobre D_{COM} e D_Z e, conseqüentemente, sobre S_{sep} .

A troca da polaridade de V_{CMD} ocorre no instante que i_{s1}/i_{s2} se igualam a i_{m1}/i_{m2} . No reator eletrônico SMPAO, a corrente do filtro tem amplitude e frequência variável, de acordo com a potência da lâmpada. Logo, com a variação de V_{CMD} e a conseqüente mudança de inclinação de i_{m1}/i_{m2} , no semiciclo positivo de V_{GS} , ocorre variação da razão cíclica e da frequência de comutação de S_{sep} , como mostrado na Figura 5.4. A indutância magnetizante de TC_{sep} é calculada da mesma maneira que a de TC_{inv} , por (4.30).

5.3.4 Cálculo da razão cíclica de operação para cada LF

A razão cíclica de operação para cada LF é obtida após manipular (3.16), obtendo-se (5.3):

$$D_{CFP} = \sqrt{\frac{4L_{eq}P_{LF}}{V_{pk}^2T_{LF}}} \quad (5.3)$$

Onde P_{LF} é a potência de cada LF reconhecida e T_{LF} é o período de comutação correspondente à lâmpada. A razão cíclica de operação para a LF de 49 W não precisa ser calculada, pois foi definida 0,3 no projeto do conversor *SEPIC*. Para as LFs de 24 W e 39 W as razões cíclicas calculadas por (5.3) são 0,20 e 0,26, respectivamente.

5.3.5 Projeto do circuito de medida e ajuste da potência da lâmpada

O circuito de medida e ajuste da potência da lâmpada deve medir a tensão da LF e ajustar a razão cíclica do estágio CFP, para que a potência do conversor *SEPIC* corresponda à potência nominal das lâmpadas reconhecidas. Quanto maior a potência da lâmpada, maior o valor da sua tensão (V_{LP}) e maior deve ser a razão cíclica de operação do estágio CFP. Como mostrado na Figura 5.4, a variação da razão cíclica do conversor *SEPIC* ocorre pela variação de V_{CMD} : quanto maior o valor positivo de V_{CMD} , menor a razão cíclica. Logo, deve-se ter um circuito que faça a medida da tensão da LF e a converta em um valor de tensão constante que corresponda à razão cíclica de operação do reator eletrônico SMPAO para cada lâmpada. Há uma lógica inversa entre V_{LP} e o valor positivo de V_{CMD} , calculada pela regra de três simples inversa dada por (5.4).

$$V_{CMD+} = (V_{zsep} + V_{fcom}) \frac{(1 - D_{LF})}{D_{LF}} - V_{fctrl} \quad (5.4)$$

Onde V_{fcom} e V_{fctrl} representam a queda de tensão direta do diodo do circuito de comando e do diodo D_{ctrl} do circuito de seleção de razão cíclica, que será apresentado na Figura 5.6. O termo D_{LF} representa a razão cíclica de operação para cada LF reconhecida. Os valores obtidos de (5.4) são resumidos na Tabela 5.6.

| LF | D_{LF} | V_{CMD+} | V_{LF} |
|---------|-----------------|---------------------|------------------|
| LF 24 W | $D_{LF24}=0,20$ | $V_{CMD24+}=14,8$ V | $V_{LF24}=80$ V |
| LF 39 W | $D_{LF39}=0,26$ | $V_{CMD39+}=10,4$ V | $V_{LF39}=119$ V |
| LF 49 W | $D_{LF49}=0,3$ | $V_{CMD49+}=7,6$ V | $V_{LF49}=195$ V |

Na Figura 5.5 é mostrada a relação entre as tensões e a amplitude positiva de V_{CMD} para cada lâmpada reconhecida.

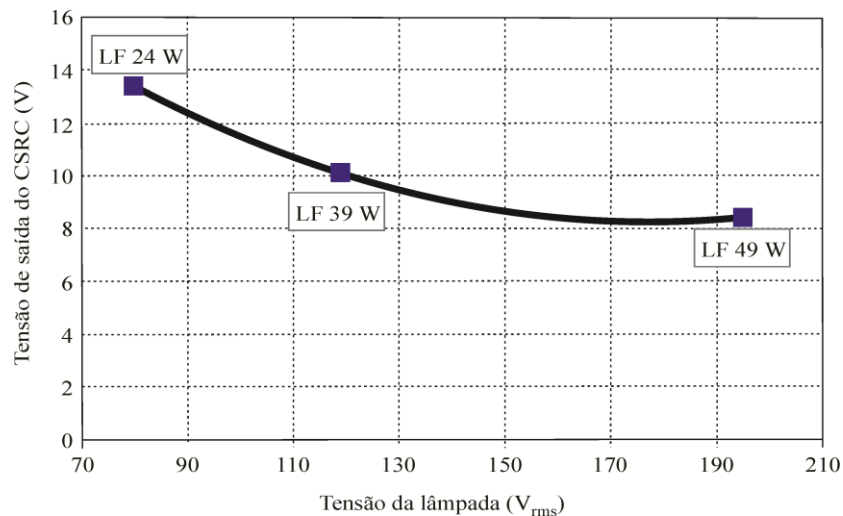


Figura 5.5 – Relação entre a tensão das LFs e a amplitude positiva de V_{CMD}

A relação entre tensão das LFs e amplitude positiva de V_{CMD} não é linear, sendo descrita por (5.5).

$$V_{CMD+} = 0,0005V_{LF}^2 + 0,19V_{LF} + 25,32 \quad (5.5)$$

Poderia ser desenvolvido um circuito analógico para solucionar (5.5). Todavia, este circuito seria complexo e com elevado número de componentes, tornando-o inviável do ponto de visto custo/benefício. Uma boa alternativa seria utilizar um microcontrolador. Contudo, uma das características que se deseja no reator eletrônico SMPAO é a simplicidade, proporcionada pelo emprego do circuito de comando auto-oscilante, sem a necessidade de circuitos dedicados para o comando dos estágios CFP e inversor. Desta maneira, não faria sentido utilizar o comando auto-oscilante para comandar os interruptores do circuito e um microcontrolador fazer o controle da razão cíclica. Buscou-se então uma alternativa em que não fosse necessário solucionar (5.5) para obter a razão cíclica de operação de cada lâmpada. A Figura 5.6 mostra o circuito de seleção de razão cíclica (CSRC) proposto.

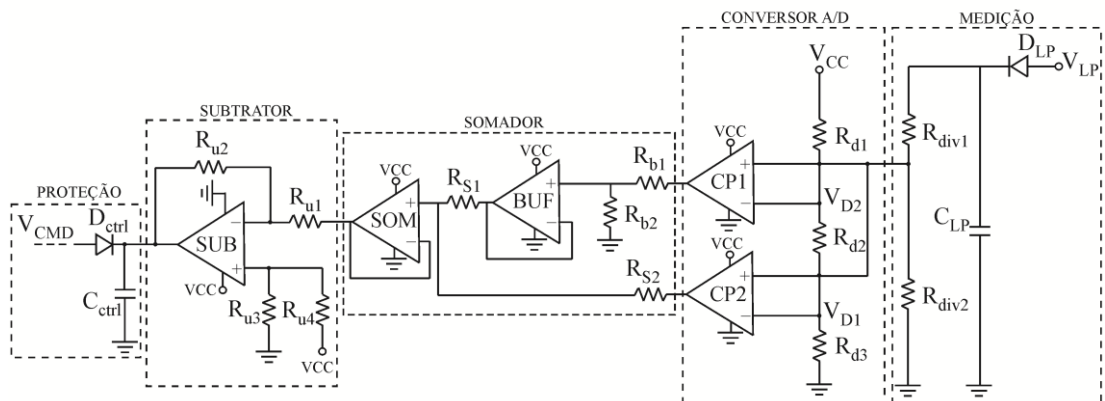


Figura 5.6 – Circuito de seleção de razão cíclica do reator eletrônico SMPAO

Este circuito atua como um seletor de razão cíclica, proporcionando na sua saída os valores de V_{CMD+} para cada lâmpada reconhecida. O CSRC mantém sua tensão de saída regulada, sendo imune a variações na tensão da LF (dentro de determinados limites), o que é proporcionado pelo emprego do conversor analógico-digital (A/D) após a medida da tensão da lâmpada.

Os estágios do CSRC são: medição da tensão da lâmpada, conversor A/D, amplificador somador, amplificador subtrator e proteção do circuito de comando. O amp-op escolhido para este trabalho é o LM358 [98], que tem como características baixo custo e não necessitar fonte de alimentação simétrica, o que facilita o desenvolvimento de uma fonte auxiliar para o CSRC.

5.3.5.1 Projeto do conversor A/D

A Tabela 5.7 mostra as tensões de saída do detector de pico formado por D_{LP} e C_{LP} para cada LF.

Tabela 5.7 – Tensões de saída do detector de pico

| | |
|-------------|-------|
| V_{LP24W} | 113 V |
| V_{LP39W} | 168 V |
| V_{LP49W} | 276 V |

Os valores da Tabela 5.7 não podem ser empregados diretamente no conversor A/D, pois superam o valor permitido de tensão diferencial entre as entradas inversora e não inversora do LM358 [98]. O divisor de tensão formado por R_{div1} e R_{div2} é utilizado para adequar a tensão medida da lâmpada para valores que não ultrapassem o limite de tensão

diferencial dos amp-ops, fornecendo uma referência de tensão nas entradas positivas dos comparadores $CP1$ e $CP2$. O ganho escolhido para este divisor de tensão foi de 0,05. Logo, os valores de tensão nas entradas positivas de $CP1$ e $CP2$ para as LFs T5 HO são mostrados na Tabela 5.8.

Tabela 5.8 – Tensão nas entradas positivas de $CP1$ e $CP2$

| | |
|--------------|---------|
| V_{div24W} | 5,65 V |
| V_{div39W} | 8,41 V |
| V_{div49W} | 13,79 V |

O divisor de tensão formado por R_{d1} , R_{d2} , R_{d3} fornece uma referência de tensão nas entradas negativas de $CP1$ e $CP2$ (V_{D1} e V_{D2}). Os comparadores atuam de acordo com a lógica estabelecida na Tabela 5.9.

Tabela 5.9– Atuação de $CP1$ e $CP2$ de acordo com cada LF

| Potência da LF (W) | CP1 | CP2 |
|--------------------|-----|-----|
| 24 | 0 | 0 |
| 39 | 0 | 1 |
| 49 | 1 | 1 |

Para a LF de 24 W, a tensão de saída dos dois comparadores é zero. Para lâmpada de 39 W $CP2$ apresenta nível lógico 1 e para a LF de 49 W os dois comparadores têm nível lógico 1. Quando a lâmpada for de 24 W, a tensão de saída do estágio somador é zero e V_{CMD+} é a própria tensão de alimentação do amp-op (V_{CC}) menos a queda de tensão devido à saturação do amplificador operacional. Desta maneira, V_{CC} é dado por (5.6).

$$V_{CC} = V_{CMD24+} + V_{fsat} \quad (5.6)$$

Em que V_{fsat} corresponde ao valor de queda de tensão do amp-op quando saturado [98]. Os valores de V_{D1} e V_{D2} são escolhidos de maneira que $CP1$ e $CP2$ atuem corretamente mesmo que a tensão da LF sofra variações de até 20% com relação ao seu valor nominal. Os valores de V_{D1} e V_{D2} são dados por (5.7) e (5.8), respectivamente. O valor de R_{d3} é definido como 10 k Ω e os valores de R_{d2} e R_{d1} são calculados por (5.9) e (5.10), respectivamente.

$$V_{D1} = V_{div49} \cdot 0,8 = 11,0 \text{ V} \quad (5.7)$$

$$V_{D2} = V_{div39} \cdot 0,8 = 6,7 \text{ V} \quad (5.8)$$

$$R_{d2} = \frac{V_{D1}}{V_{D2}} R_{d3} - R_{d3} = 6,38 \text{ k}\Omega \quad (5.9)$$

$$R_{d1} = \frac{VCC}{V_{D1}} (R_{d2} + R_{d3}) - (R_{d2} + R_{d3}) = 5,30 \text{ k}\Omega \quad (5.10)$$

5.3.5.2 Projeto do estágio somador

O sinal do conversor A/D passa pelo amplificador somador, cuja tensão de saída é dada por (5.11):

$$V_{os} = \frac{V_{oCP2} R_{S1} + V_{oBUF} R_{S2}}{R_{S1} + R_{S2}} \quad (5.11)$$

Onde V_{oCP2} e V_{oBUF} são as tensões de saída de *CP2* e do seguidor de tensão (*BUF*) na Figura 5.6. Para a LF de 24 W V_{os24} é zero. Para a lâmpada de 39 W, V_{oBUF} é zero e V_{oCP2} é dado por (5.12).

$$V_{oCP2} = VCC - V_{fsat} \quad (5.12)$$

Utilizando (5.11) e (5.12) obtém-se uma equação para o cálculo de R_{S2} , dado por (5.13).

$$R_{S2} = \frac{V_{oCP2} R_{S1}}{V_{os39}} - R_{S1} = 20,11 \text{ k}\Omega \quad (5.13)$$

Onde V_{os39} é dada por (5.14) e R_{S1} é escolhido 10 kΩ.

$$V_{os39} = VCC - V_{CMD39+} \quad (5.14)$$

O divisor de tensão formado por R_{b1} e R_{b2} tem a função de adequar V_{oBUF} ao valor dado por (5.15).

$$V_{oBUF} = \frac{V_{os49}(R_{S1} + R_{S2}) - V_{oCP2}R_{S1}}{R_{S2}} = 2,62 \text{ V} \quad (5.15)$$

Onde, da mesma forma que V_{os39} , V_{os49} é dado por (5.16).

$$V_{os39} = VCC - V_{CMD39+} \quad (5.16)$$

O amplificador operacional *BUF* da Figura 5.6 tem a função de isolar o divisor de tensão R_{b1}/R_{b2} do estágio somador.

5.3.5.3 Projeto do estágio subtrator

O estágio subtrator é necessário para proporcionar que a amplitude positiva de V_{CMD} seja inversamente proporcional a V_{LP} , ou seja, quanto maior a tensão da LF, menor V_{CMD} , para que a razão cíclica do estágio CFP esteja de acordo com a Tabela 5.6. É escolhido ganho unitário para este estágio, sendo $R_{u1}-R_{u4} = 10 \text{ k}\Omega$.

O estágio de proteção é formado por D_{ctrl} e C_{ctrl} . O diodo D_{ctrl} impede a circulação de corrente do CSRC para o circuito de comando no semiciclo negativo da tensão V_{CMD} . O capacitor C_{ctrl} é utilizado para absorver a corrente que circula do circuito comando para o CSRC no semiciclo positivo de V_{CMD} , impedindo que haja variação em V_{CMD} .

5.3.6 Fonte auxiliar

A fonte auxiliar do reator eletrônico SMPAO é empregada para alimentar o CSRC. Além disso, deve fornecer energia para o comando do circuito de preaquecimento dos eletrodos, que será apresentado no item 5.3.10. A fonte auxiliar deve ter capacidade de fornecer corrente suficiente para manter estabilizada (com baixa ondulação) sua tensão de saída independente da lâmpada, ao mesmo tempo em que deve ter baixo consumo para não influenciar significativamente na eficiência do reator eletrônico SMPAO. Foram analisadas algumas configurações de fonte auxiliar para alimentar CIs [48], [99]-[101]. Dentre estas alternativas, optou-se pela fonte mostrada na Figura 5.7.

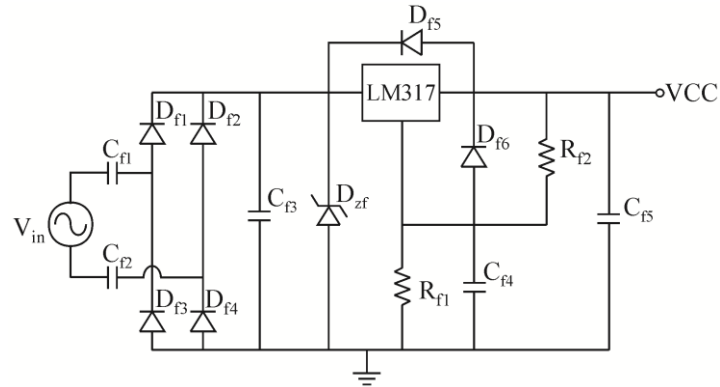


Figura 5.7 – Fonte auxiliar para o reator eletrônico SMPAO

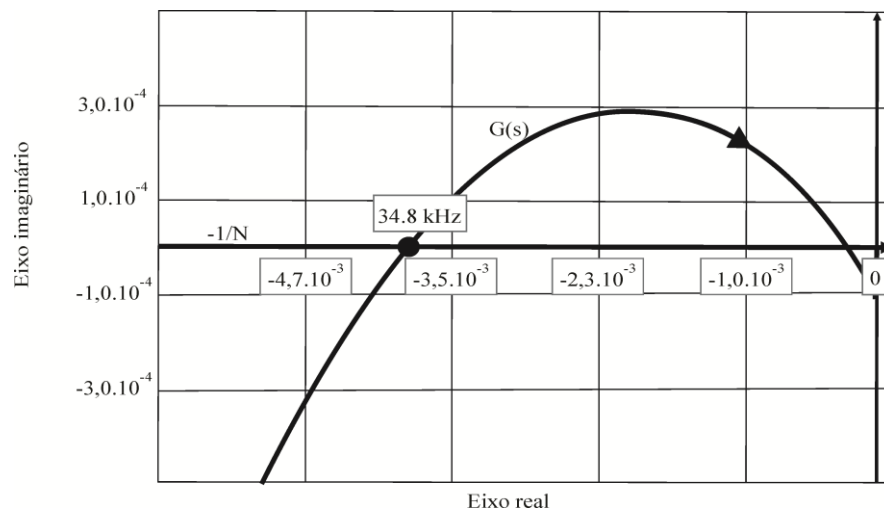
Pelo fato de estar conectado à rede de energia elétrica, a fonte auxiliar da Figura 5.7 é carregada rapidamente quando o reator eletrônico é energizado, possibilitando a atuação do circuito de preaquecimento antes da ignição da lâmpada. A tensão de saída da fonte pode ser ajustada pelos resistores R_{f1} e R_{f2} ligados ao CI LM317 [102]. A corrente máxima que a fonte pode fornecer está relacionada diretamente às impedâncias dos capacitores C_{f1} e C_{f2} . Quanto maior o valor das capacitâncias, maior a capacidade de corrente da fonte, maior a TDH da corrente de entrada e menor o fator de potência do reator eletrônico. Desta forma, deve-se projetar C_{f1} e C_{f2} para que a fonte auxiliar forneça a corrente necessária, mas não comprometa a TDH e o fator de potência do reator eletrônico.

5.3.7 Circuitos de disparo do conversor *SEPIC* e do inversor meia-ponte

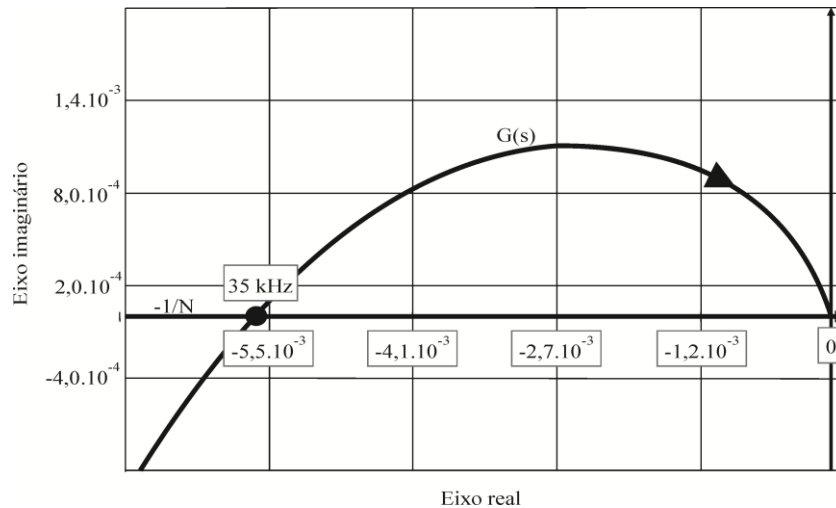
O circuito de disparo do inversor meia-ponte (C_{Q1} , R_{Q1} , D_5 e *Diac*) é amplamente utilizado em reatores eletrônicos com circuito de comando auto-oscilante e por isso não será analisado [21], [55], [67]. Todavia, o circuito de disparo do conversor *SEPIC* (T_{ig} , R_{ig} e R_g) foi desenvolvido para ser empregado neste trabalho. Para que se tenha início a auto-oscilação do reator eletrônico SMPAO é necessário que haja circulação de corrente no filtro ressonante, conforme explicado no capítulo 4. O circuito de disparo do conversor *SEPIC* permite que C_{bus} seja carregado e possibilita o “disparo” do *Diac*, permitindo que circule corrente no filtro. A taxa com que C_{bus} será carregado depende de R_{ig} , que deve ser ajustado para que o *Diac* entre em condução após o preaquecimento dos eletrodos.

5.3.8 Avaliação da oscilação autossustentada

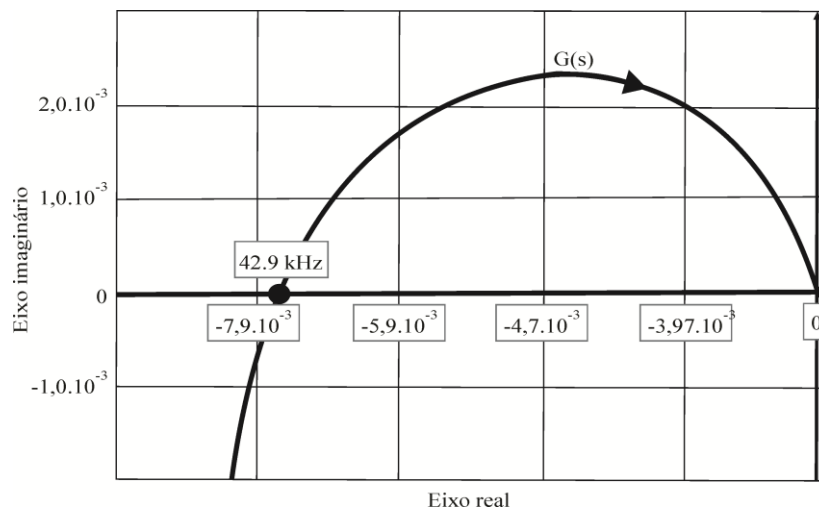
A avaliação da oscilação autossustentada do reator eletrônico SMPAO é realizada através do critério de estabilidade estendido de Nyquist para as LFs reconhecidas, 24 W, 39 W e 49 W. A Figura 5.8 mostra o diagrama de Nyquist para as respectivas lâmpadas.



(a)



(b)



(c)

Figura 5.8 – Diagrama de Nyquist: (a) LF de 24 W. (b) LF de 39 W. (c) LF de 49 W

A Figura 5.8 mostra que a intersecção entre a $-1/N$ e $G(s)$ ocorre aproximadamente na frequência de projeto para cada lâmpada. Para as LFs de 24 W e 39 W o corte entre $-1/N$ e $G(s)$ apresenta um ângulo de aproximadamente 45° e para a LF de 49 W o ângulo é próximo a 90° . Desta forma, os métodos da função descritiva e do critério de estabilidade estendido de Nyquist apresentam boa confiabilidade para serem empregados na metodologia de projeto do reator eletrônico SMPAO. Da mesma forma, pode-se verificar a existência de uma oscilação autossustentada para as três lâmpadas com maior confiabilidade.

5.3.9 Avaliação da razão cíclica crítica para as LFs de 24 W, 39 W e 49 W

Como foi apresentado no item 3.3.4, para garantir a operação do conversor *SEPIC* no MCD de corrente, o mesmo deve operar abaixo da razão cíclica crítica entre os modos de

condução contínua de descontínua de corrente. Na Figura 5.9 são destacadas as regiões de operação nos modos de condução contínua e descontínua, assim como as razões cíclicas para as LFs de 24 W, 39 W e 49 W em função da tensão de barramento.

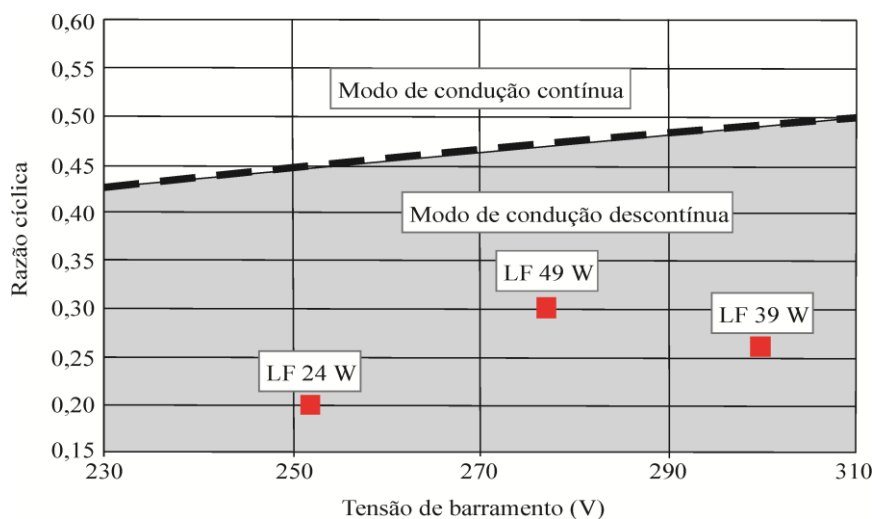


Figura 5.9 – Regiões de operação nos modos de condução contínua e descontínua

Como pode ser visto na Figura 5.9, é garantida a operação no MCD de corrente do conversor *SEPIC* para as três lâmpadas com uma boa margem de segurança.

5.3.10 Projeto do circuito de preaquecimento dos eletrodos das LFs

A melhor forma de acender uma LF é preaquecer seus eletrodos até uma temperatura adequada para emissão termiônica, em torno de 900 °C [93]. Após o tempo de preaquecimento, uma tensão de circuito aberto deve ser aplicada por um curto intervalo de tempo (<100 ms) para ignição da lâmpada [37]. A NBR 14418 [103] regulamenta as condições de partida de uma LF. O preaquecimento é realizado fornecendo uma energia adequada para os eletrodos, antes da ignição, para que a tensão de circuito aberto para partida seja diminuída. Os testes de validação do preaquecimento devem ser realizados segundo orientações da NBR 14418 e utilizando as informações fornecidas pelo fabricante das LFs, neste trabalho Philips [37]. Na Tabela 5.10 são mostrados os valores de energia necessários para as LFs identificadas neste trabalho, para tempos de preaquecimento de 0,5 s a 2,5 s. Existem dois métodos para preaquecimento dos eletrodos, por controle de tensão e por controle de corrente, os quais são abordados separadamente na NBR 14418. Neste trabalho será empregado o método de preaquecimento por controle de tensão.

Tabela 5.10 – Valores de energia para o preaquecimento

| Tipo de LF | | Energia de preaquecimento (J) | | | | Q | P | Resistor substituição (R_{sub}) |
|------------|-----|-------------------------------|-------|-------|-------|------|------|-------------------------------------|
| | | Tempo de preaquecimento | | | | J | W | |
| | | 0,5 s | 1,0 s | 1,5 s | 2,0 s | | | |
| T5 HO | min | 1,95 | 2,40 | 2,85 | 3,30 | 1,5 | 0,90 | 8,0 Ω |
| 24 W | max | 3,40 | 4,30 | 5,20 | 6,10 | 2,5 | 1,80 | 10,5 Ω |
| T5 HO | min | 1,95 | 2,40 | 2,85 | 3,30 | 1,5 | 0,90 | 8,0 Ω |
| 39 W | max | 3,40 | 4,30 | 5,20 | 6,10 | 2,5 | 1,80 | 10,5 Ω |
| T5 HO | min | 1,55 | 2,00 | 2,45 | 2,90 | 1,10 | 0,90 | 12,0 Ω |
| 49 W | max | 3,10 | 4,00 | 4,90 | 5,80 | 2,20 | 1,80 | 16,0 Ω |

A energia fornecida aos eletrodos deve respeitar os valores mostrados na Tabela 5.10 para que o preaquecimento seja adequado, o qual, segundo a NBR 14418, deve ser avaliado substituindo-se a lâmpada no reator pelos valores de R_{sub} mostrados na Tabela 5.10. O reator deve ser reprovado se não fornecer pelo menos a energia mínima necessária, ou exceder a energia máxima permitida para o preaquecimento. A energia total fornecida aos eletrodos é dada por (5.17).

$$E = Q + Pt \quad (5.17)$$

Onde E é a energia fornecida ao eletrodo (J) no preaquecimento, Q é a energia dentro do eletrodo, P é a potência dos eletrodos durante o tempo de preaquecimento e t é o tempo. Na Tabela 5.10 tempos de preaquecimento variam entre 0,5 s e 2,5 s. Utilizando (5.18) podem-se calcular as energias para tempos de preaquecimento maiores do que 2,5 s. Todavia, tempos de preaquecimento menores que 0,4 s não são indicados [103].

5.3.10.1 Reatores com partida utilizando o preaquecimento por tensão

No preaquecimento por controle de tensão, os reatores devem alimentar os eletrodos com valores adequados de tensão durante as fases de preaquecimento e com a LF em funcionamento. Após o intervalo de preaquecimento, a tensão nos eletrodos pode ser mantida durante o funcionamento da LF, atenuada ou reduzida à zero. A tensão de ignição pode ser aplicada à LF simultaneamente com as tensões de preaquecimento. Entretanto, a tensão na LF durante o preaquecimento deve ser inferior ao seu valor de partida ou estar em conformidade com os valores especificados para o preaquecimento por corrente [103]. Para comprovar o preaquecimento por tensão, deve-se medir a tensão nos resistores substitutos, cujos valores são mostrados na Tabela 5.10. Foram analisadas algumas soluções de preaquecimento dos eletrodos com o circuito de comando auto-oscilante [104], que não se mostraram adequadas

para o emprego no reator eletrônico SMPAO e para atender à norma NBR 14418 para as LFs reconhecidas. Desta forma, optou-se por desenvolver um circuito para o preaquecimento dos eletrodos por tensão, que é mostrado na Figura 5.10.

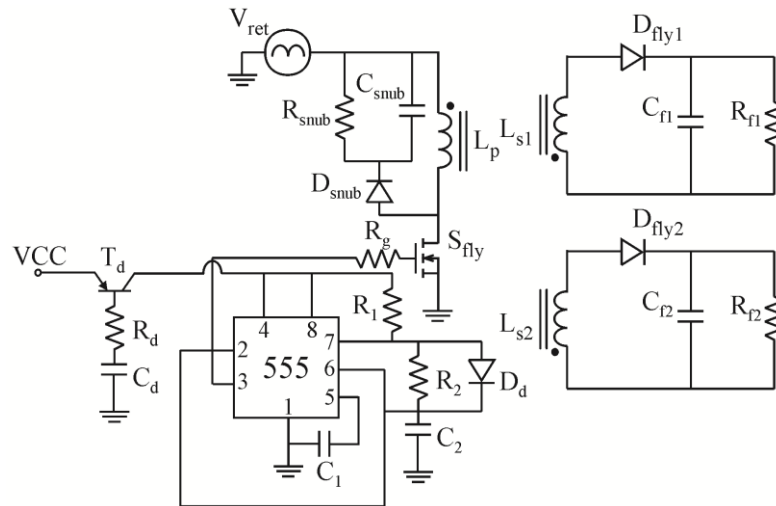


Figura 5.10 – Circuito para preaquecimento dos eletrodos das LFs reconhecidas

A topologia consiste de um conversor *Flyback*, no qual as saídas são ligadas aos eletrodos da lâmpada (representados por R_{f1} e R_{f2} na Figura 5.10) para proporcionar o preaquecimento antes da ignição. O conversor *Flyback* opera no modo de condução contínua, para que sua tensão de saída seja aproximadamente constante, independente da resistência dos eletrodos e seu circuito de comando é implementado por um CI 555, que é simples e de baixo custo. A alimentação do conversor *Flyback* é feita diretamente da saída da ponte retificadora do conversor *SEPIC* do reator eletrônico SMPAO. Após alguns segundos da ignição da LF, o conversor *Flyback* será desligado para que não tenha influência, em regime permanente, no rendimento e na distorção harmônica da corrente de entrada do reator eletrônico. O circuito de desligamento do conversor *Flyback* é formado pelo transistor PNP (T_d), R_d e C_d . A constante de tempo entre R_d e C_d deve ser ajustada de tal forma que o transistor entre na região de corte no tempo desejado, desconectando a alimentação do CI 555 e, conseqüentemente, desligando o circuito de comando do conversor *Flyback*. Os dados de projeto do conversor *Flyback* são:

- Tensão de entrada: $V_{in} = 220 \text{ V}_{\text{rms}}$, 60 Hz;
- Razão cíclica de operação: $D_{fly} = 0,3$;
- Rendimento: $\eta = 85\%$;
- Frequência de comutação: $f_{sf} = 80 \text{ kHz}$;
- Máxima ondulação da corrente de entrada: $\Delta i_{in} = 25\%$;

- Resistência dos eletrodos: $R_f = 12 \Omega$;
- Máxima ondulação da tensão de saída: $\Delta V_{bus} = 60\%$;
- Queda de tensão direta nos diodos de saída: $V_f = 1 \text{ V}$;
- Tensão das saídas: $V_o = 4,0 \text{ V}$;
- Tempo de preaquecimento: $T_{heat} = 2,5 \text{ s}$.

O critério para escolha da resistência de projeto dos eletrodos foi utilizar a média dos valores das resistências frias para as três lâmpadas reconhecidas, de acordo com os dados fornecidos pelo fabricante. Da mesma maneira, a tensão de saída do conversor *Flyback* foi definida com base em um valor médio aproximado, que é necessário para o preaquecimento dos eletrodos das três lâmpadas [37]. O tempo de preaquecimento foi escolhido 2,5 e, desta forma, os valores de energia nos resistores substitutos devem atender a coluna 2,5 s na Tabela 5.10.

A relação de espiras do conversor *Flyback* (para cada saída) é dada por (5.18).

$$\frac{n_p}{n_s} = \frac{D}{1-D} \frac{V_{in}}{V_o + V_f} \cong 18 \quad (5.18)$$

Onde n_p e n_s são o número de espiras do primário e de cada secundário, respectivamente. A potência dissipada em cada saída do conversor *Flyback* é dada por (5.19).

$$P_o = \frac{(V_o)^2}{R_f} \cong 1,6 \text{ W} \quad (5.19)$$

Somando a potência das duas saídas e considerando o rendimento da topologia, a potência de entrada do conversor *Flyback* é aproximadamente 3,7 W. Para que o preaquecimento dos eletrodos seja adequado, deve-se ter uma tensão eficaz de acordo com os dados fornecidos pelo fabricante da LF, independente da forma de onda ser contínua ou alternada. Além disso, no preaquecimento por controle de tensão, após a ignição da lâmpada, a tensão de aquecimento pode ser mantida, retirada ou atenuada. Por estes motivos, os capacitores de saída do conversor *Flyback* não são projetados para manter a tensão das saídas constante. A tensão terá uma ondulação em 120 Hz, com o valor máximo de acordo com os dados de projeto. A impedância dos capacitores não deve ser muito grande nem pequena comparada à resistência dos eletrodos, para a corrente do filtro seja dividida entre os capacitores e as resistências dos eletrodos, mantendo parcialmente o aquecimento (opção de

projeto) quando o conversor *Flyback* não estiver atuando. Os capacitores das saídas do conversor *Flyback* são dados por (5.20).

$$C_o = \frac{V_o D}{f_{sf} R_f \Delta V_o} \cong 470 \text{ nF} \quad (5.20)$$

O indutor *Flyback* é projetado pela máxima ondulação da corrente de entrada, sendo dado por (5.21).

$$L_p = \frac{V_{inpk} D}{f_{sf} \Delta i_{in}} \cong 34 \text{ mH} \quad (5.21)$$

Como o conversor *Flyback* irá atuar durante poucos segundos, não foi implementado um circuito de acionamento para o seu interruptor. Optou-se por ligar diretamente a saída do CI 555 ao MOSFET através de um resistor de *gate*. O projeto dos componentes que definem a frequência de operação e a razão cíclica do CI 555 é feito de acordo com as equações apresentadas em [105].

O valor do resistor R_d deve ser suficiente para garantir que T_d opere na região de saturação quando o reator eletrônico for energizado. Inicialmente C_d está descarregado e a tensão V_{CC} está sobre R_d , determinando a corrente de base. À medida que C_d é carregado a corrente de base de T_d é diminuída até que o transistor entre na região de corte. O capacitor C_d deve ser calculado de acordo com o tempo desejado para que o transistor mude da região de saturação para a região de corte, desconectando a alimentação do CI 555.

5.4 Resultados experimentais

Nesta seção serão apresentados os resultados experimentais do reator eletrônico SMPAO, cujo diagrama do circuito eletrônico completo é mostrado na Figura 5.11.

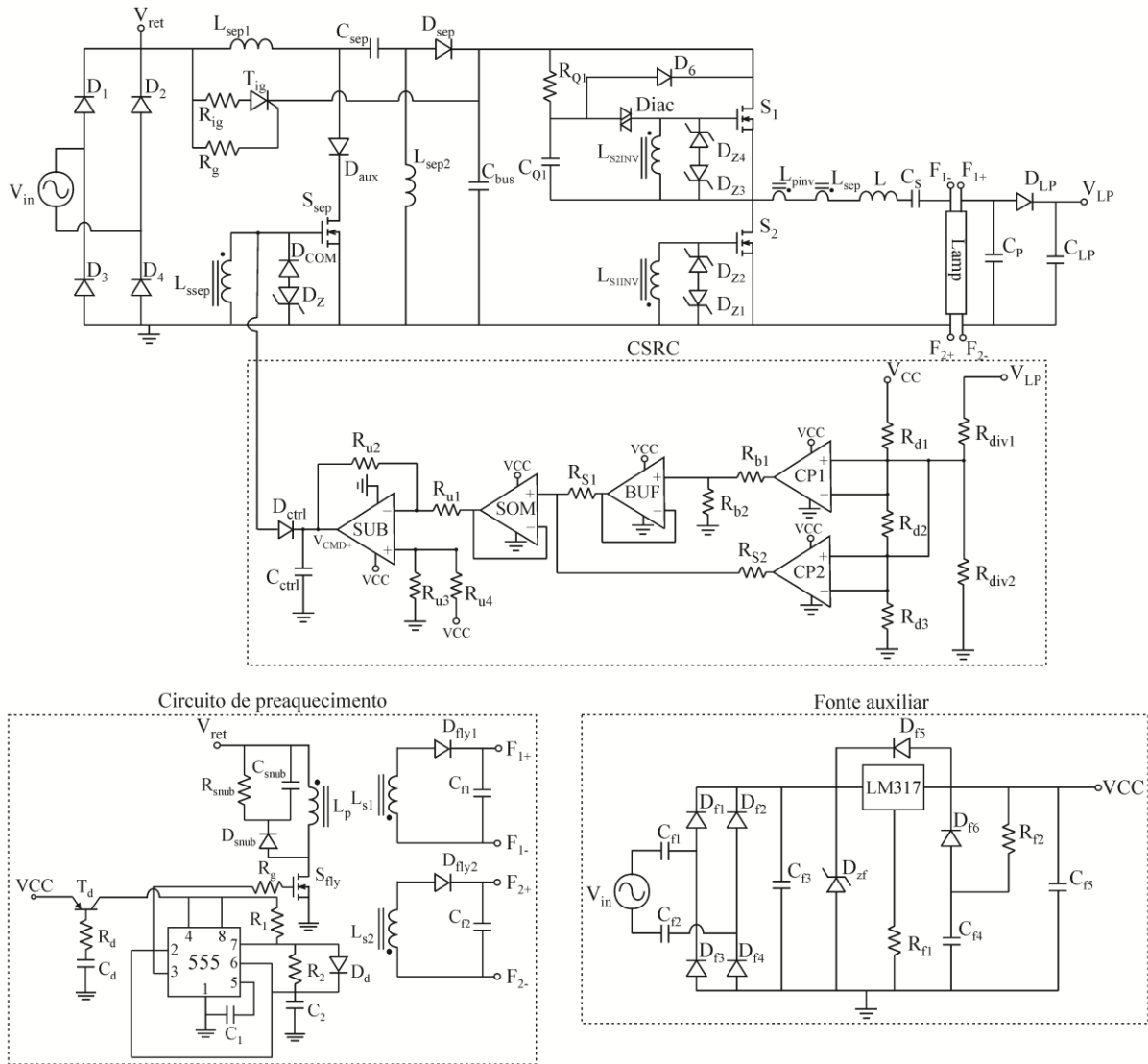


Figura 5.11 – Reator eletrônico SMPAO

A lista de componentes empregados no reator eletrônico SMPAO é mostrada na Tabela 5.11.

Tabela 5.11 – Parâmetros do reator eletrônico SMPAO

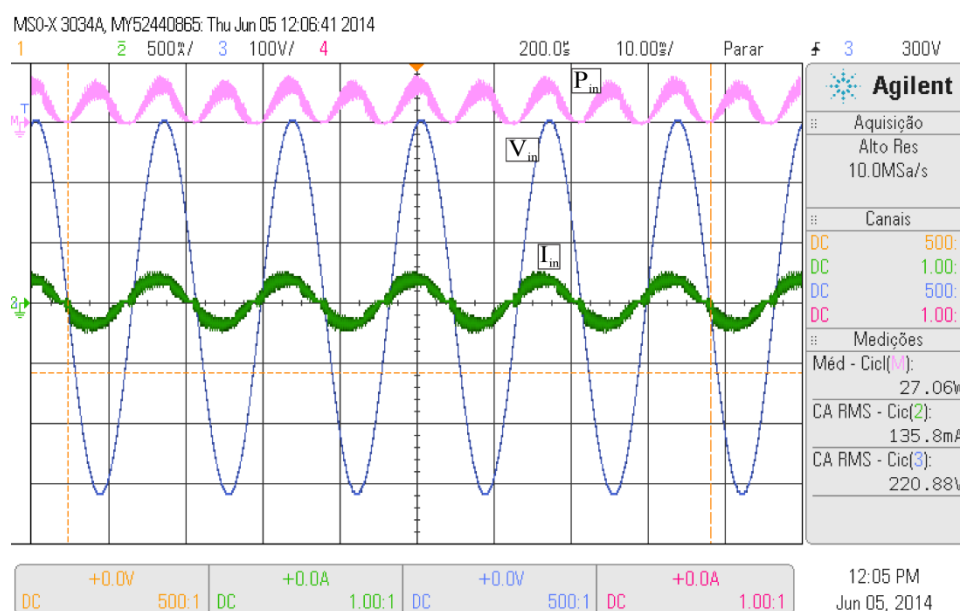
| Filtro ressonante | | |
|--|---------------------------|------------------------------------|
| L | Indutor ressonante | 2,41 mH EE30/7 IP12 -Thornton |
| C_S | Capacitor série | 27 nF |
| C_P | Capacitor paralelo | 6,8 nF |
| Circuito de comando conversor SEPIC | | |
| L_{psep}/L_{ssep} | Transformador de corrente | 48 μ H /378 μ H NT 19/15/8 |
| D_Z | Diodo zener | 3,3 V |
| D_{COM} | Diodo | UF4007 |
| Circuito de comando inversor meia-ponte | | |
| $L_{Pinv}/L_{S1inv}/L_{S2inv}$ | Transformador de corrente | 44 μ H /933 μ H NT 19/15/8 |
| $D_{Z1}-D_{Z4}$ | Diodo zener | C12ST/12 V |
| Conversor SEPIC | | |
| L_{sep1} | Indutor | 28 mH EE30/14 IP12 -Thornton |
| L_{sep2} | Indutor | 1,1 mH EE30/7 IP12 -Thornton |
| C_{sep} | Capacitor polipropileno | 68 nF |
| S_{sep} | MOSFET | IRFPE40 |
| D_{sep} | Diodo | UF4007 |
| C_{bus} | Capacitor eletrolítico | 68 μ F |
| Outros componentes | | |
| D_1-D_4 | Diodo | 4x 1N4007 |
| R_Q | Resistor | 270 k Ω |
| C_Q | Capacitor | 100 nF |
| D_5 | Diodo | UF4007 |
| R_{ig} | Resistor | 4,7 k Ω |
| R_g | Resistor | 33 k Ω |
| T_{ig} | Tiristor | TIC106D |
| $Diac$ | | DB3 |
| S_1, S_2 | MOSFET | IRF820 |
| Circuito de seleção de razão cíclica | | |
| D_{LP} | Diodo | UF4007 |
| C_{LP} | Capacitor eletrolítico | 1 μ F |
| D_{ctrl} | Diodo | UF4007 |
| C_{ctrl} | Capacitor eletrolítico | 1 μ F |
| R_{div1} | Resistor | 190 k Ω |
| R_{div2} | Resistor | 10 k Ω |
| R_{d1} | Resistor variável | 5,30 k Ω |
| R_{d2} | Resistor variável | 6,38 k Ω |
| R_{d3} | Resistor | 10 k Ω |
| R_{S1} | Resistor variável | 20,1 k Ω |
| R_{S2} | Resistor | 10 k Ω |
| R_{u1} | Resistor | 10 k Ω |
| R_{u2} | Resistor | 10 k Ω |
| R_{u3} | Resistor | 10 k Ω |
| R_{u4} | Resistor | 10 k Ω |
| R_{b1} | Resistor variável | 41,1 k Ω |
| R_{b2} | Resistor | 10 k Ω |
| $Amp-Op$ | Amplificador operacional | 3x LM358 |
| Fonte auxiliar | | |
| $D_{f1}-D_{f4}$ | Diodo | 4 x 1N4007 |
| $D_{f5}-D_{f6}$ | Diodo | 2 x 1N4007 |
| $C_{f1}-C_{f2}$ | Capacitor polipropileno | 470 nF |
| C_{f3} | Capacitor eletrolítico | 10 μ F |
| C_{f4} | Capacitor eletrolítico | 10 μ F |
| C_{f5} | Capacitor eletrolítico | 47 μ F |
| D_{zf} | Diodo zener | 15 V |
| R_{f1} | Resistor | 220 Ω |

Tabela 5.11 – Parâmetros do reator eletrônico SMPAO

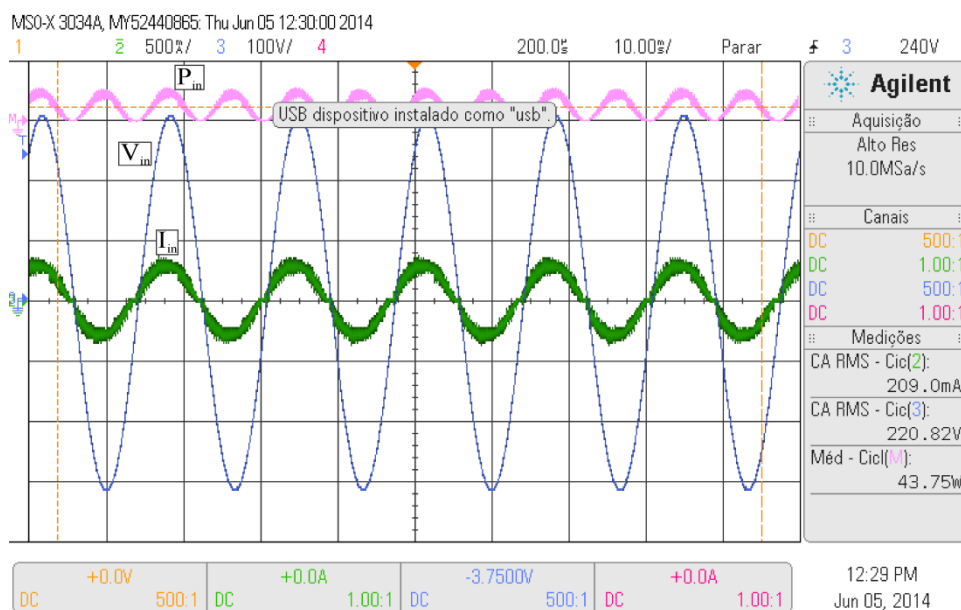
| R_{f2} | Resistor variável | 240 Ω |
|---------------------------------|-------------------------|---------------------------|
| Conversor <i>Flyback</i> | | |
| S_{fly} | MOSFET | IRFBE30 |
| 555 | Circuito integrado | LM555 |
| R_d | Resistor | 1,5 k Ω |
| C_d | Capacitor polipropileno | 330 μ F |
| R_{snub} | Resistor | 10 k Ω |
| C_{snub} | Capacitor polipropileno | 1,8 nF |
| D_{snub} | Diodo | UF4007 |
| R_g | Resistor | 10 Ω |
| R_1 | Resistor | 2.2 k Ω |
| R_2 | Resistor | 5.1 k Ω |
| C_1 | Capacitor | 10 nF |
| C_2 | Capacitor | 2,2 nF |
| D_d | Diodo | 1N4148 |
| L_p | Indutor | 34 mH EE20 IP12 -Thornton |
| $D_{fly1}-D_{fly2}$ | Diodo | UF4007 |
| $C_{f1}-C_{f2}$ | Capacitor polipropileno | 470 nF |
| T_d | Transistor PNP | PN2907A |

5.4.1 Tensão, corrente e potência de entrada para as LFs de 24 W, 39 W e 49 W

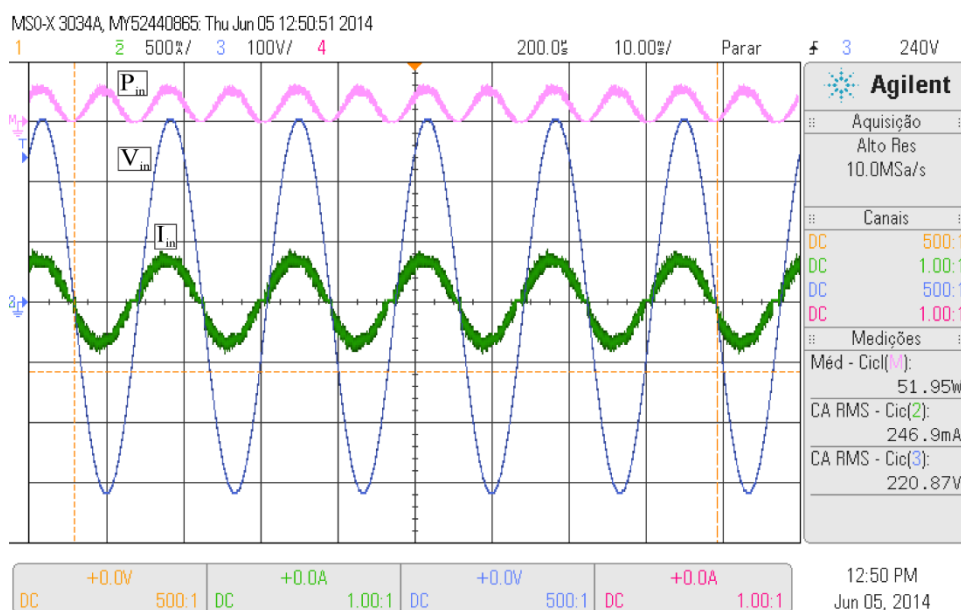
As formas de onda de tensão, corrente e potência de entrada para as lâmpadas de 24 W, 39 W e 49 W são apresentadas na Figura 5.12.



(a)



(b)



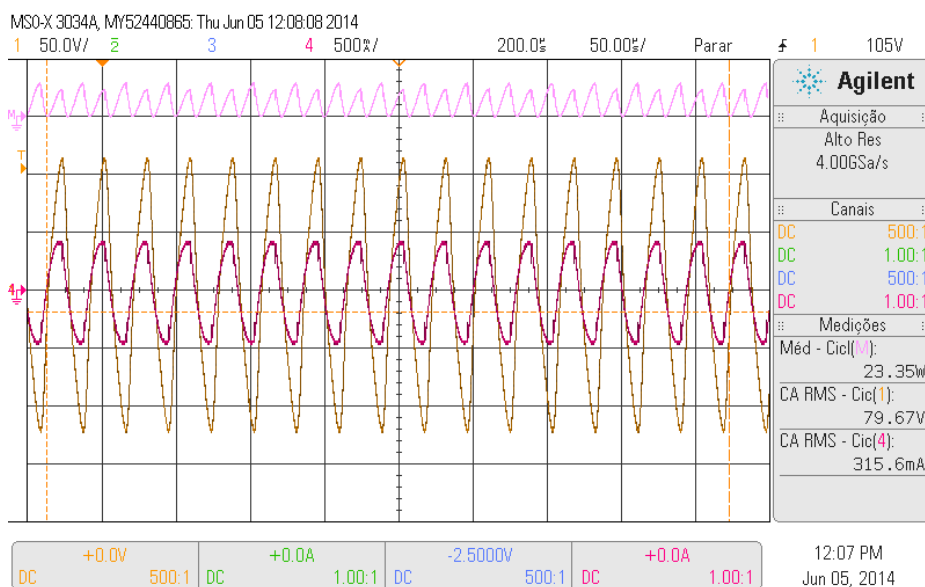
(c)

Figura 5.12 – Tensão, corrente e potência de entrada – (a) LF de 24 W. (b) LF de 39 W. (c) LF de 49 W (500 mA/div, 100 V/div, 10 ms/div)

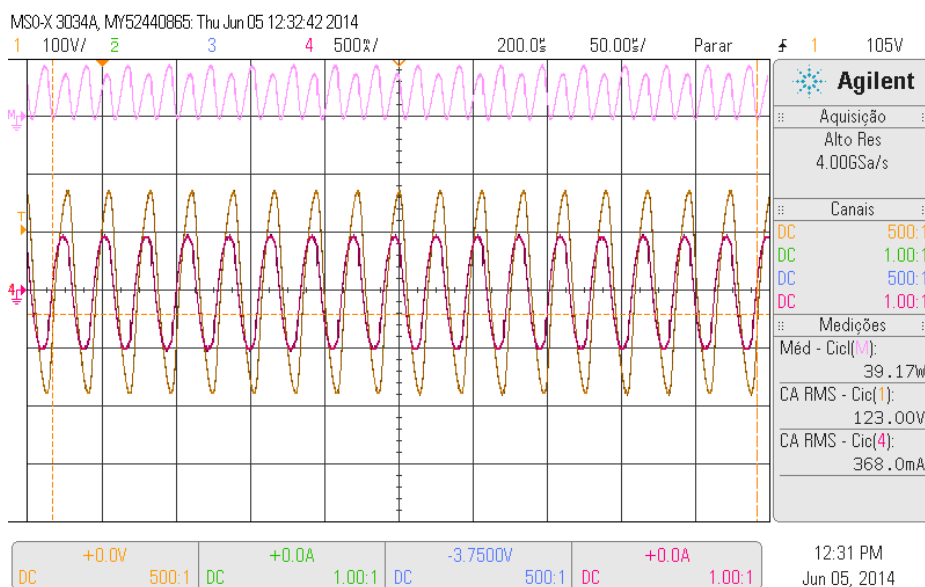
De acordo com as formas de onda da Figura 5.12 têm-se a potência de entrada de 27,06 W para a LF de 24 W, 43,75 W para a LF de 39 W e 51,95 W para a LF de 49 W, respectivamente.

5.4.2 Tensão na lâmpada, corrente no filtro LCC e potência das LFs de 24 W, 39 W e 49 W

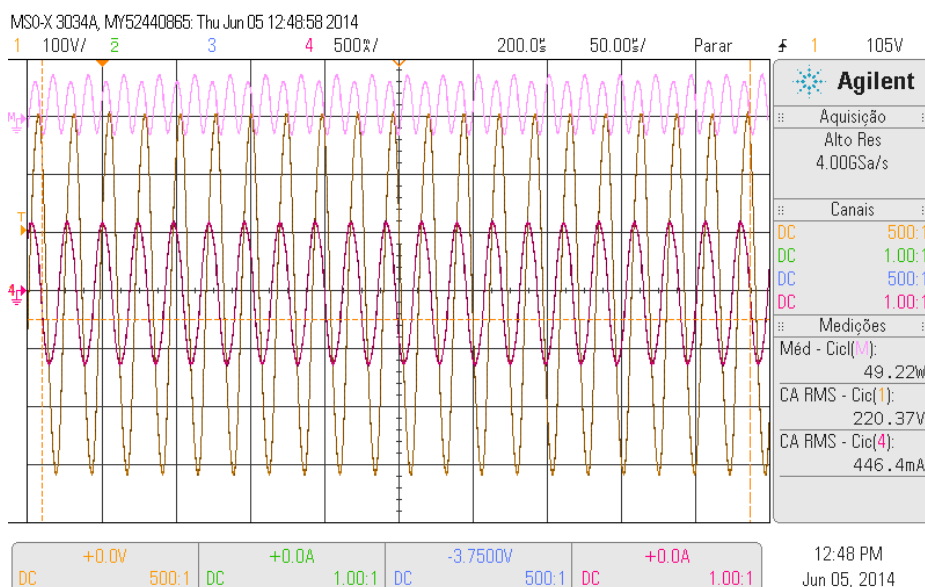
As formas de onda de tensão na lâmpada, corrente no filtro ressonante e potência consumida pelas LFs de 24 W, 39 W e 49 W são mostradas na Figura 5.13.



(a)



(b)



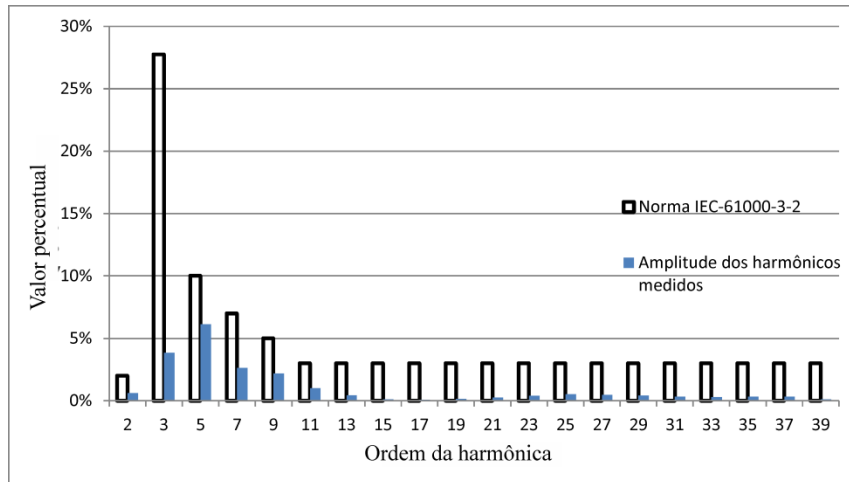
(c)

Figura 5.13 – Tensão, corrente e potência de saída – (a) LF de 24 W (50 V/div, 500 mA/div, 50 μ s/div). (b) LF de 39 W (100 V/div, 500 mA/div, 50 μ s/div). (c) LF de 49 W (100 V/div, 500 mA/div, 50 μ s/div)

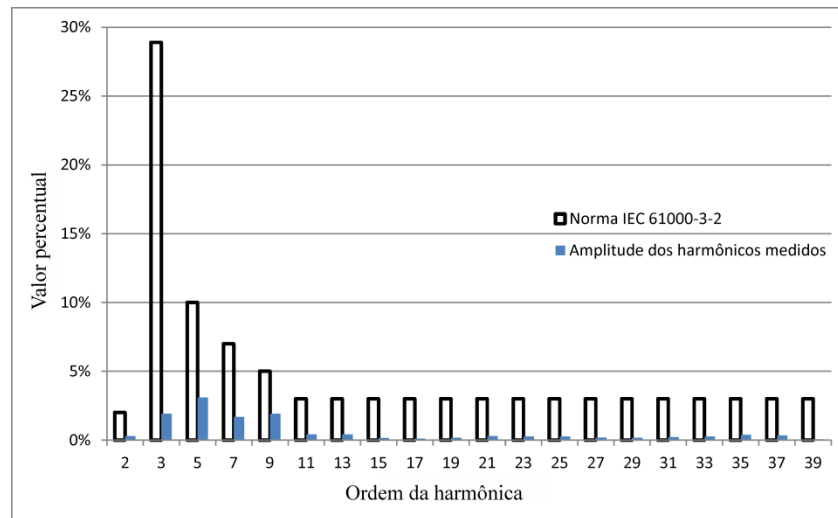
Analisando as formas de onda da potência de saída do reator eletrônico percebe-se que as três lâmpadas reconhecidas operam com potência próxima a nominal: 23,35 W para LF de 24 W, 39,17 W para LF de 39 W e 49,22 W para LF de 49 W. O erro máximo da potência medida com relação ao valor nominal foi de aproximadamente 2,7% para a LF de 24 W.

5.4.3 Análise harmônica da corrente de entrada do reator eletrônico SMPAO

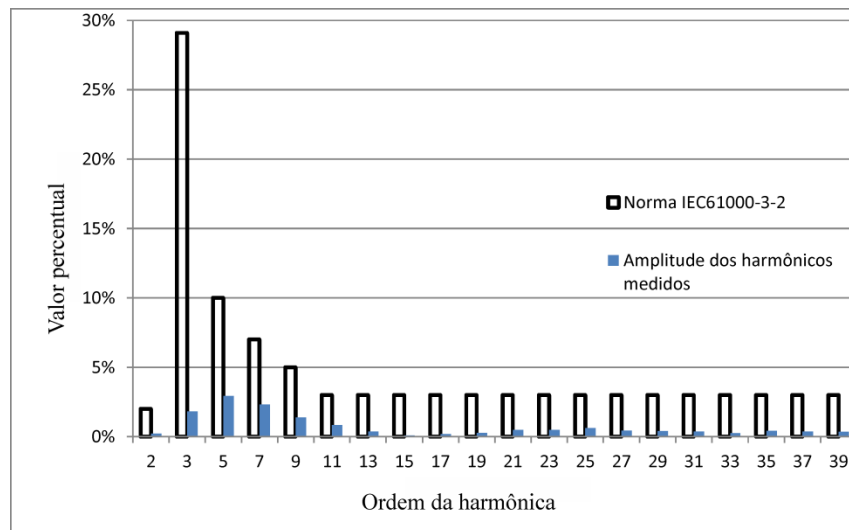
Na Figura 5.14 é apresentada a análise harmônica da corrente de entrada do reator eletrônico SMPAO.



(a)



(b)



(c)

Figura 5.14 – Amplitude das harmônicas da corrente de entrada do reator eletrônico SMPAO – (a) LF de 24 W. (b) LF de 39 W. (c) LF de 49 W

De acordo com os gráficos da Figura 5.14 o reator eletrônico SMPAO atende a norma IEC 61000-3-2 para as três lâmpadas. Na Tabela 5.12 é apresentado um resumo da análise da potência do reator para as três LFs.

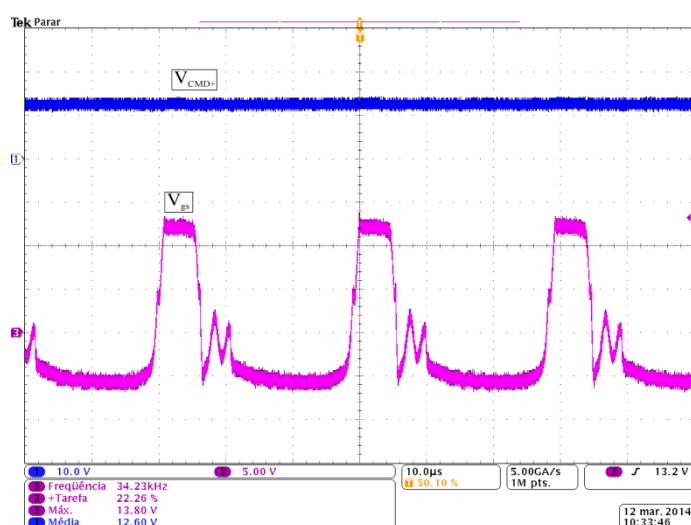
Tabela 5.12 – Dados de potência de entrada e de saída do reator eletrônico SMPAO

| | LF 24 W | LF 39 W | LF 49 W |
|--|---------|---------|---------|
| Potência ativa de entrada | 27,06 W | 43,75 W | 51,95 W |
| Fator de potência | 0,93 | 0,97 | 0,98 |
| Fator de crista da corrente de entrada | 1,5 | 1,47 | 1,48 |
| Taxa de distorção harmônica da corrente de entrada | 9,5% | 5,9% | 5,8% |
| Potência de saída | 23,35 W | 39,17 W | 49,22 W |
| Rendimento | 86,3% | 89,5% | 94,7% |

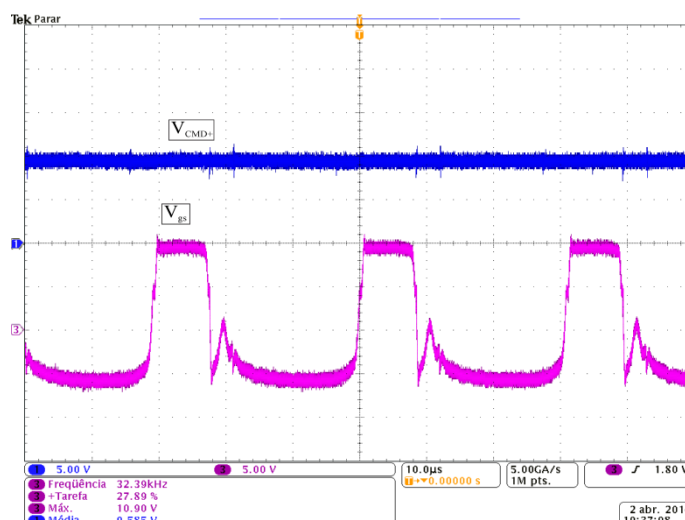
Os valores de potência de entrada e de fator de potência medidos com o osciloscópio (Tabela 5.12) divergem dos valores medidos na fonte *AC Power Source/Analyser* 6812B da Agilent, utilizada para os testes do reator eletrônico. O fator de potência tem até 5% e a potência de entrada até 7% de divergência com os valores da Tabela 5.12, o que prejudica a confiabilidade das medidas realizadas.

5.4.4 Comando do conversor SEPIC

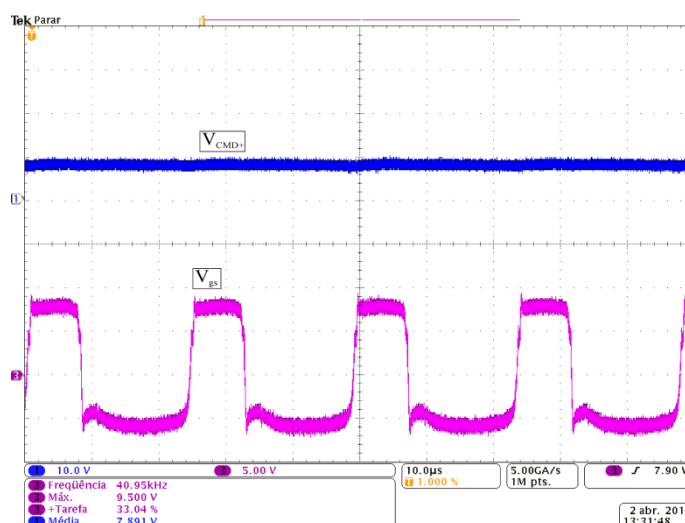
Na Figura 5.15 são apresentadas as formas de onda da tensão *gate-source* do interruptor S_{sep} e da tensão de saída do amplificador subtrator do CSRC (V_{CMD+}) para as LFs de 24 W, 39 W e 49 W.



(a)



(b)



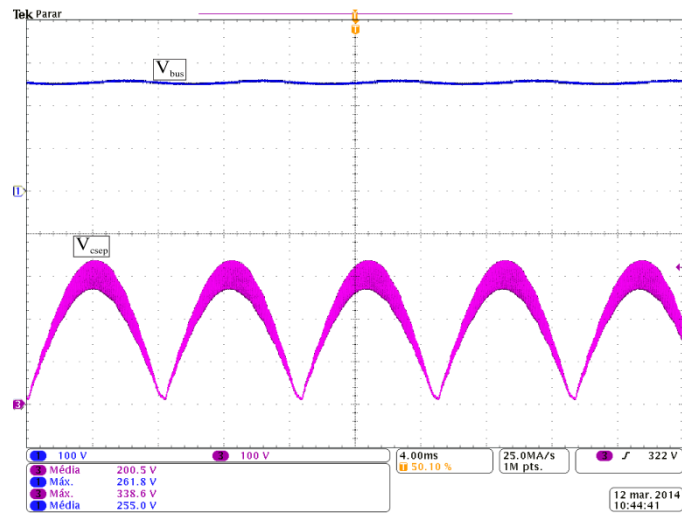
(c)

Figura 5.15 – Tensão V_{GS} de S_{sep} e V_{CMD+} – (a) LF de 24 W (CH1 10 V/div, CH2 5 V/div, 10 μ s/div). (b) LF de 39 W (CH1 5 V/div, CH2 5 V/div, 10 μ s/div). (c) LF de 49 W (CH1 10 V/div, CH2 5 V/div, 10 μ s/div)

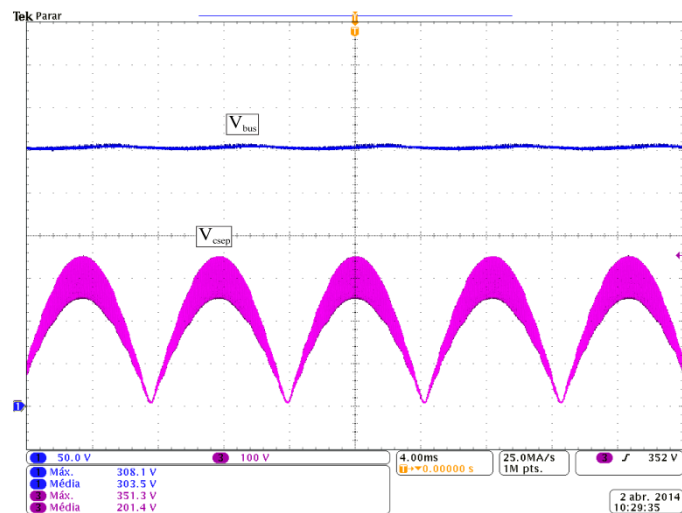
De acordo com as formas de onda da Figura 5.15 pode ser observado que os valores de razão cíclica e frequência de operação do conversor *SEPIC* apresentam um pequeno erro com relação aos valores especificados no projeto para as três lâmpadas, assim como a tensão de saída do CSRC. Uma das causas deste erro é o emprego do circuito de comando auto-oscilante, para o qual a frequência de operação pode ser alterada de acordo com variações dos componentes do filtro LCC e resistência equivalente da LF, e devido às simplificações de projeto. O processo iterativo para a determinação dos pontos de operação do reator eletrônico também pode apresentar uma pequena imprecisão, além do erro causado pela ponteira diferencial de tensão que foi usada para efetuar as medidas.

5.4.5 Tensão no capacitor C_{sep} e tensão de barramento

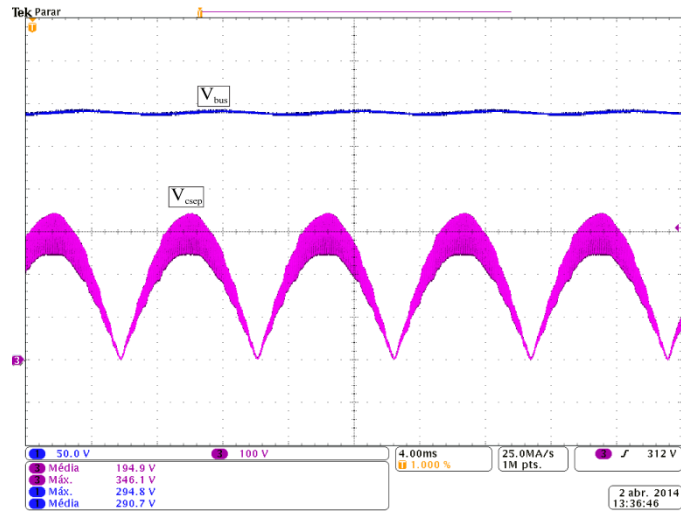
Na Figura 5.16 são mostradas as formas de onda de tensão de barramento e tensão no capacitor C_{sep} do conversor *SEPIC*, para as LFs de 24 W, 39 W e 49 W, respectivamente.



(a)



(b)



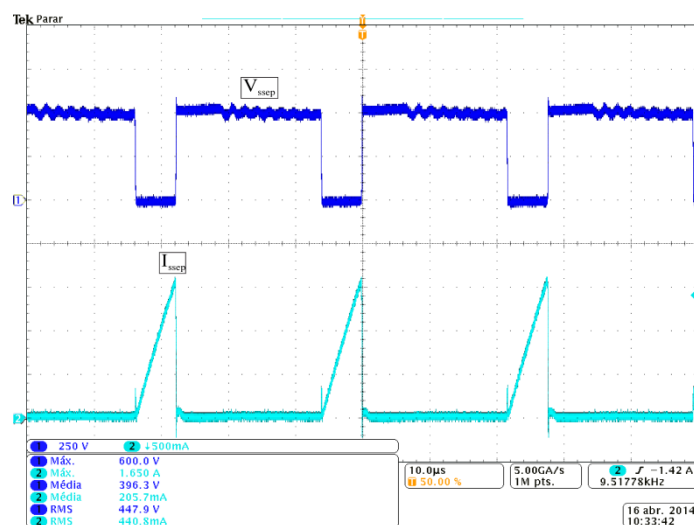
(c)

Figura 5.16 – Tensão no capacitor C_{sep} do conversor *SEPIC* e tensão de barramento – (a) LF de 24 W (CH1 100 V/div, CH2 100 V/div, 4 ms/div). (b) LF de 39 W (CH1 50 V/div, CH2 100 V/div, 4 ms/div). (c) LF de 49 W (CH1 50 V/div, CH2 100 V/div, 4 ms/div)

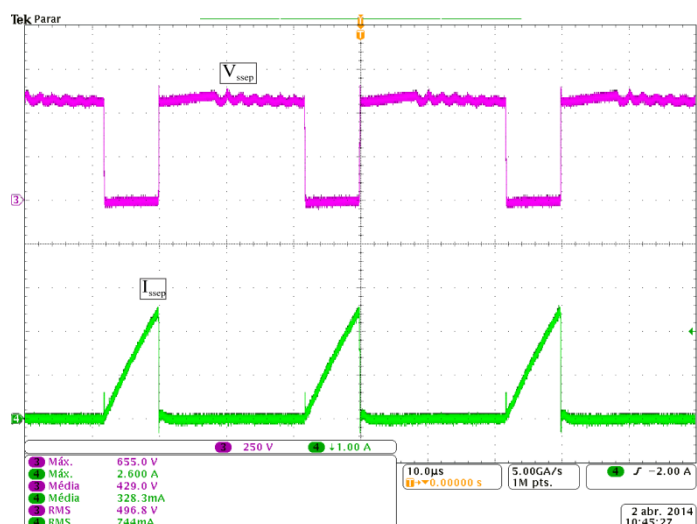
Pela Figura 5.16 pode ser observado que a forma de onda da tensão sobre C_{sep} está adequada. Da mesma maneira, a tensão de barramento tem valor próximo ao projetado para as três lâmpadas.

5.4.6 Tensão e corrente no interruptor do conversor *SEPIC*

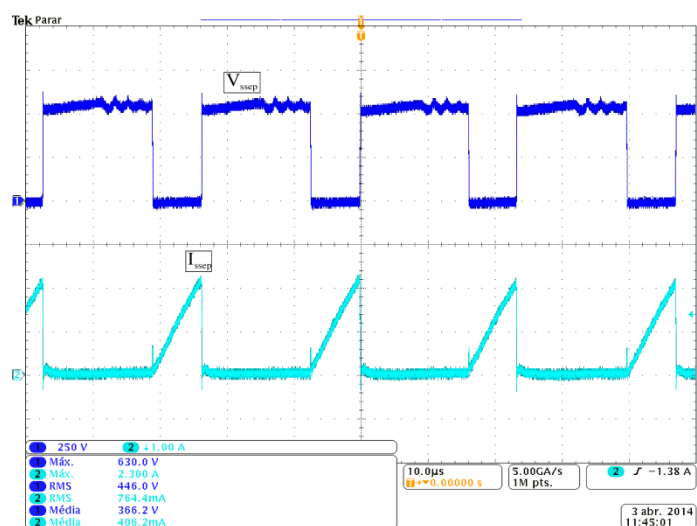
Na Figura 5.17 são mostradas as formas de onda de tensão e corrente em S_{sep} para as LFs reconhecidas.



(a)



(b)



(c)

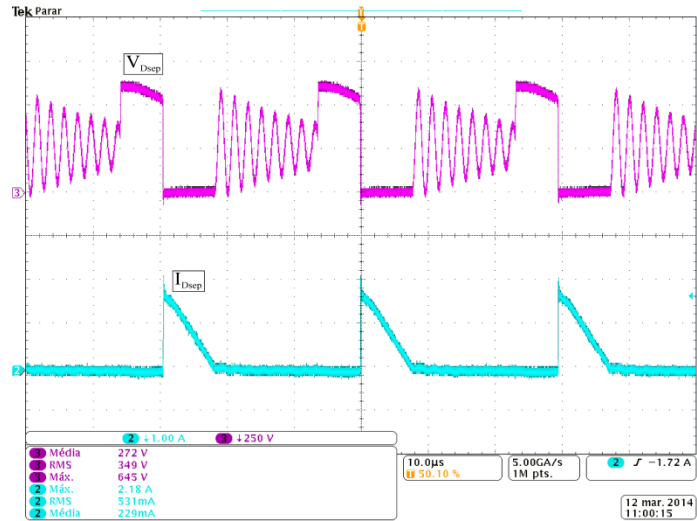
Figura 5.17 – Tensão e corrente no interruptor do conversor *SEPIC* – (a) LF de 24 W (250 V/div, 500 mA/div, 10 µs/div). (b) LF de 39 W (250 V/div, 1 A/div, 10 µs/div). (c) LF de 49 W (250 V/div, 1 A/div, 10 µs/div)

Além da componente de alta frequência, destacada na figura, as formas de onda possuem um componente em baixa frequência, em 120 Hz. As formas de onda da Figura 5.17 foram obtidas no pico da envoltória de baixa frequência. Todavia, para uma medida correta dos valores médio e eficaz destas formas de onda é necessário observar a componente e baixa frequência. Os valores corretos de medição, obtidos em baixa frequência são:

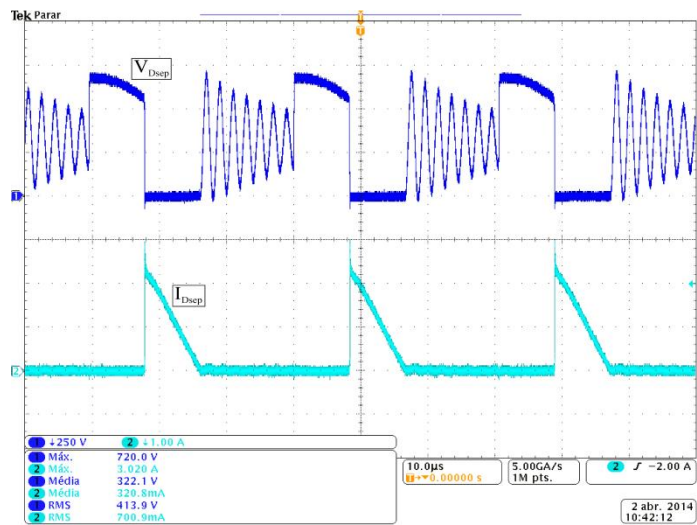
- Corrente eficaz: $I_{ef24} = 367$ mA; $I_{ef39} = 571$ mA; $I_{ef49} = 522$ mA;
- Corrente média: $I_{m24} = 169$ mA; $I_{m39} = 279$ mA; $I_{m49} = 278$ mA;
- Tensão eficaz: $V_{ef24} = 401$ V; $V_{ef39} = 397$ V; $V_{ef49} = 358$ V;
- Tensão média: $V_{m24} = 346$ V; $V_{m39} = 326$ V; $V_{m49} = 285$ V.

5.4.7 Tensão e corrente no diodo do conversor SEPIC

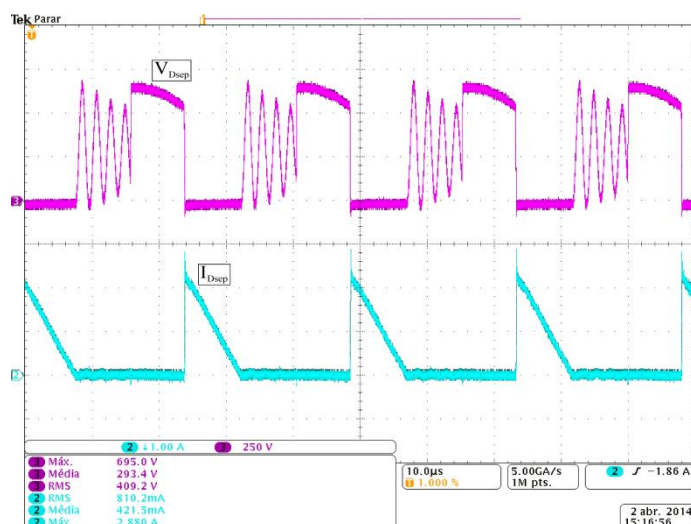
Na Figura 5.18 são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente em D_{sep} para as lâmpadas de 24 W, 39 W e 49 W.



(a)



(b)



(c)

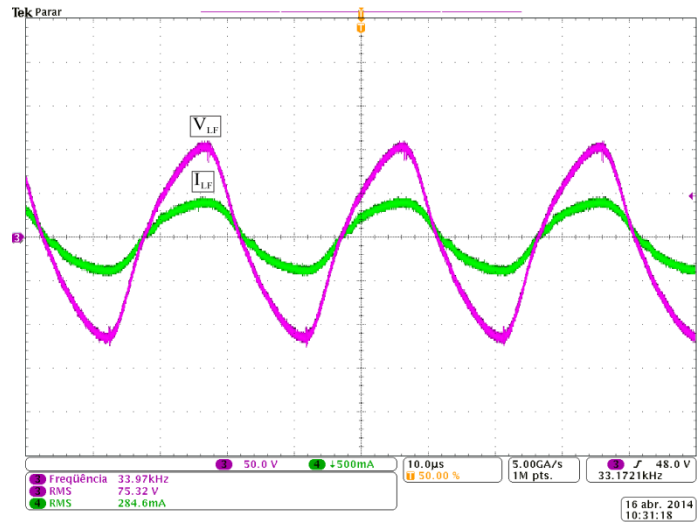
Figura 5.18 – Tensão e corrente no diodo do conversor *SEPIC* – (a) LF de 24 W. (b) LF de 39 W. (c) LF de 49 W (250 V/div, 1 A/div, 10 µs/div)

Pode ser observada a operação do conversor *SEPIC* no modo de condução descontínua pelas formas de onda da corrente em D_{sep} . Da mesma maneira que para a tensão e corrente em S_{sep} , as formas de onda da Figura 5.18 foram obtidas no pico da componente de baixa frequência, e cujos valores corretos de tensão e corrente são mostrados abaixo:

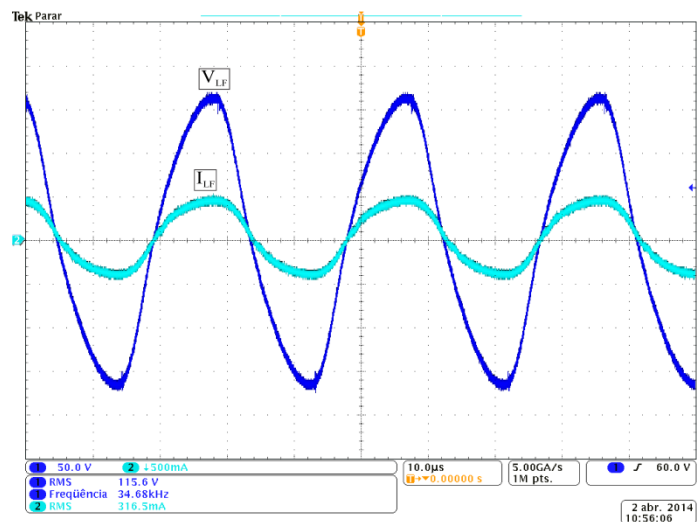
- Corrente eficaz: $I_{ef24} = 378$ mA; $I_{ef39} = 519$ mA; $I_{ef49} = 508$ mA;
- Corrente média: $I_{m24} = 152$ mA; $I_{m39} = 243$ mA; $I_{m49} = 241$ mA;
- Tensão eficaz: $V_{ef24} = 331$ V; $V_{ef39} = 381$ V; $V_{ef49} = 363$ V;
- Tensão média: $V_{m24} = 645$ V; $V_{m39} = 313$ V; $V_{m49} = 284$ V.

5.4.8 Tensão e corrente na LF

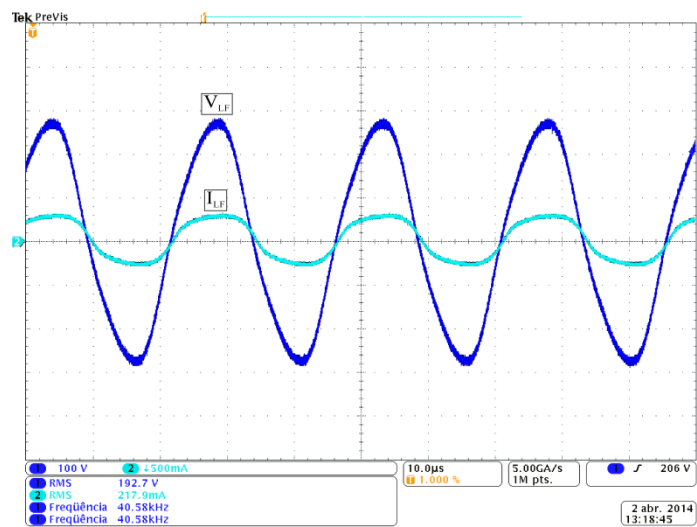
Na Figura 5.19 são mostradas as formas de onda de tensão e corrente de descarga nas LFs de 24 W, 39 W e 49 W.



(a)



(b)



(c)

Figura 5.19 – Tensão e corrente nas LFs – (a) LF de 24 W (50 V/div, 500 mA/div, 10 µs/div). (b) LF de 39 W (50 V/div, 500 mA/div, 10 µs/div). (c) LF de 49 W (100 V/div, 500 mA/div, 10 µs/div)

Pelas formas de onda da Figura 5.19 observa-se que as tensões das lâmpadas estão de acordo com as especificações apresentadas na Tabela 2.2. A tensão medida para a LF de 24 W foi 75,32 V, quando o valor previsto é 80 ± 8 V. Para a LF de 39 W foi medida a tensão 115,6 V (valor previsto 119 ± 10 V). Para a LF de 49 W o valor medido foi de 192,7 V (valor previsto 195 ± 20 V).

5.4.9 Circuito de preaquecimento

Na Figura 5.20 é mostrada a forma de onda da tensão *gate-source* do interruptor do conversor *Flyback* durante o período de preaquecimento.

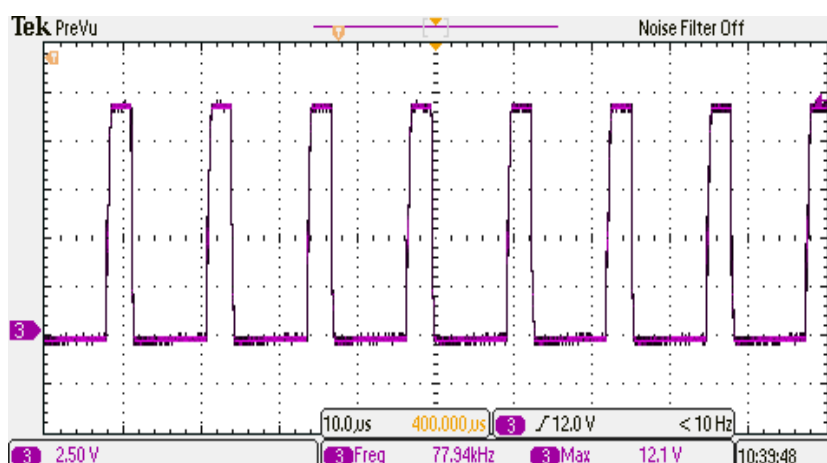


Figura 5.20 – Tensão *gate-source* de S_{fly} (2,5 V/div, 10 μ s/div)

Pode ser observada pela figura que a forma de onda da tensão *gate-source* de S_{fly} está adequada, apesar do CI 555 ter sido ligado diretamente ao MOSFET, sem o emprego de um circuito de acionamento específico. Na Figura 5.21 é mostrada a forma de onda da tensão *gate-source* de S_{fly} durante e após o período de preaquecimento.

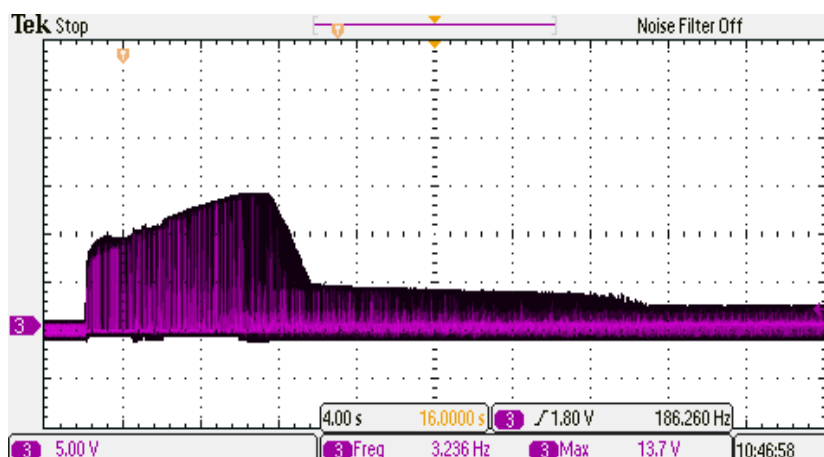


Figura 5.21 - Tensão *gate-source* de S_{fly} (5 V/div, 4 s/div)

Na Figura 5.21 é mostrado que o circuito de comando do conversor *Flyback* é desligado após aproximadamente 8 s. Como o tempo de preaquecimento foi definido 2,5 s, é comprovado que o conversor *Flyback* é desligado após a ignição da LF.

5.4.9.1 Preaquecimento dos eletrodos para as LFs de 24 W e 39 W

Para facilitar a verificação do preaquecimento dos eletrodos por controle de tensão, os valores de energia da Tabela 5.10 podem ser convertidos em valores de tensão eficaz, mostrados na Tabela 5.13.

Tabela 5.13 – Valores de tensão eficaz para o preaquecimento das LFs de 24 W, 39 W e 49 W

| Tipo de LF | Tensão de preaquecimento (V_{rms}) | | | | | Resistor substituição (R_{sub}) | |
|------------|--|-------|-------|-------|-------|-------------------------------------|---------------|
| | Tempo de preaquecimento | | | | | | |
| | 0,5 s | 1,0 s | 1,5 s | 2,0 s | 2,5 s | | |
| T5 HO | min | 5,6 | 4,4 | 3,9 | 3,6 | 3,5 | 8,0 Ω |
| 24 W | max | 8,4 | 6,7 | 6,0 | 5,7 | 5,4 | 10,5 Ω |
| T5 HO | min | 5,6 | 4,4 | 3,9 | 3,6 | 3,5 | 8,0 Ω |
| 39 W | max | 8,4 | 6,7 | 6,0 | 5,7 | 5,4 | 10,5 Ω |
| T5 HO | min | 6,1 | 4,9 | 4,4 | 4,2 | 4,0 | 12,0 Ω |
| 49 W | max | 10,0 | 8,0 | 7,2 | 6,8 | 6,5 | 16,0 Ω |

Como pode ser visto na Tabela 5.13, os valores de tensão de preaquecimento e dos resistores de substituição são iguais para as LFs de 39 W e 49 W. Desta forma, as duas lâmpadas têm as mesmas exigências de preaquecimento e podem ser avaliadas pelas mesmas formas de onda. Para avaliação do preaquecimento, as lâmpadas foram substituídas pelos resistores de substituição correspondentes, mostrados na Tabela 5.13. Na Figura 5.22 é mostrada forma de onda da tensão no resistor de substituição de 8,0 Ω .

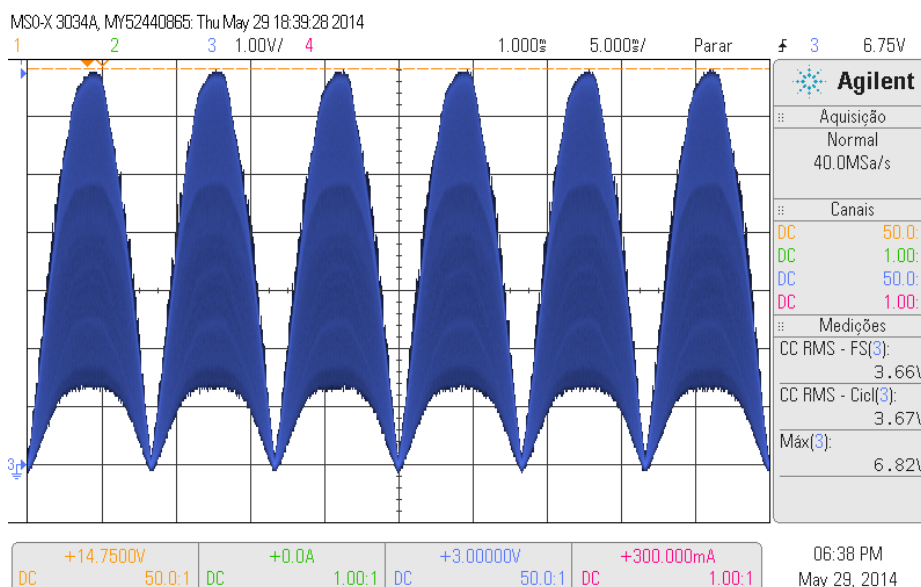


Figura 5.22 – Tensão no resistor de substituição de $8,0 \Omega$ (1 V/div, 5 ms/div)

O valor eficaz da tensão aplicada ao resistor de substituição de $8,0 \Omega$ é $3,67 \text{ V}$, maior do que o valor mínimo especificado na Tabela 5.13. Desta forma, o critério de energia mínima fornecida aos eletrodos das LFs de 24 W e 39 W durante o preaquecimento é atendido. Na Figura 5.23 é mostrada a forma de onda de tensão no resistor de substituição de $10,5 \Omega$.

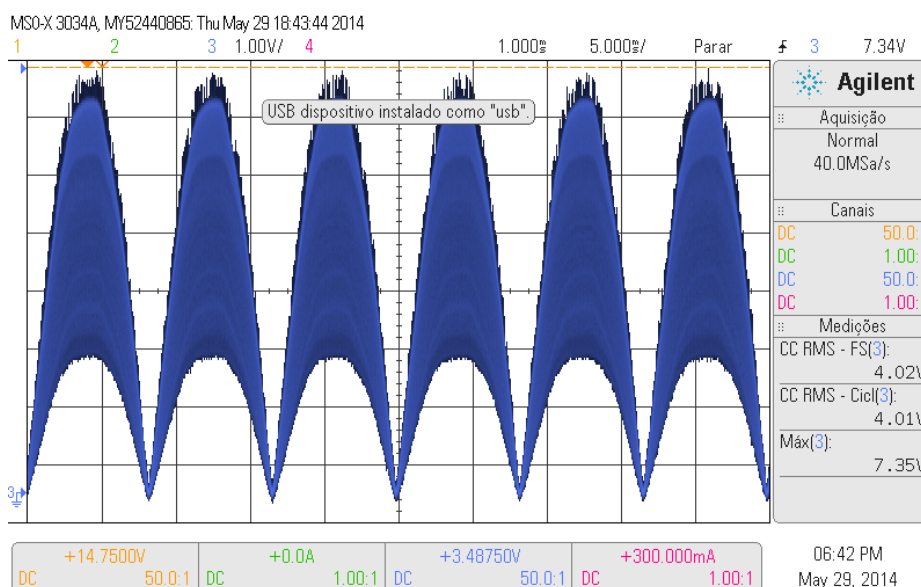


Figura 5.23 – Tensão no resistor de substituição de $10,5 \Omega$ (1 V/div, 5 ms/div)

O valor eficaz da tensão fornecida ao resistor de $10,5 \Omega$ é de aproximadamente $4,0 \text{ V}$, menor que o valor máximo permitido para as LFs de 24 W e 39 W . Desta forma, a energia fornecida aos eletrodos é menor do que o valor máximo permitido para estas lâmpadas.

5.4.9.2 Preaquecimento dos eletrodos para a LF de 49 W

Na Figura 5.24 é mostrada a tensão no resistor de substituição de $12\ \Omega$, para avaliação da energia mínima de preaquecimento para a LF de 49 W.

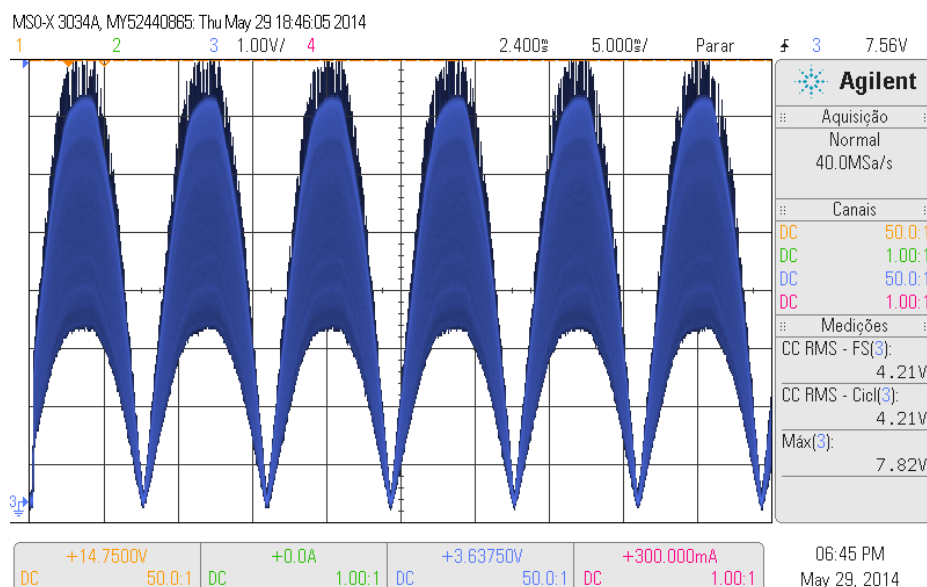


Figura 5.24 – Tensão no resistor de substituição de $12\ \Omega$ (1 V/div, 5 ms/div)

A tensão eficaz no resistor de $12\ \Omega$ é 4,21 V, maior que o valor mínimo necessário para o preaquecimento da LF de 49 W, 4 V. Na Figura 5.25 é mostrada a forma de onda da tensão no resistor de substituição de $16\ \Omega$.

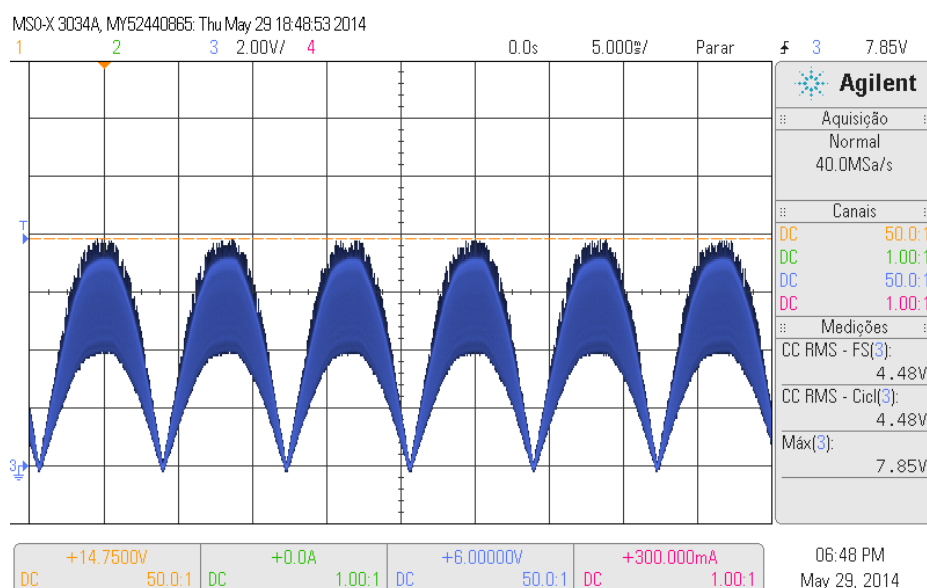


Figura 5.25 – Tensão no resistor de substituição de $16\ \Omega$ (2 V/div, 5 ms/div)

A tensão eficaz no resistor de 16Ω é $4,48 \text{ V}$, menor que o valor máximo permitido para esta lâmpada, $6,5 \text{ V}$. Todas as aquisições foram realizadas com a escala de tempo de 5 ms , para que pudessem ser feitas as medições em seis períodos completos na frequência de 120 Hz .

5.4.9.3 Tensão de circuito aberto

Na Figura 5.26 é mostrada a forma de onda da tensão de circuito aberto entre os resistores substitutos de 16Ω , para verificação da tensão máxima na ignição das LFs.

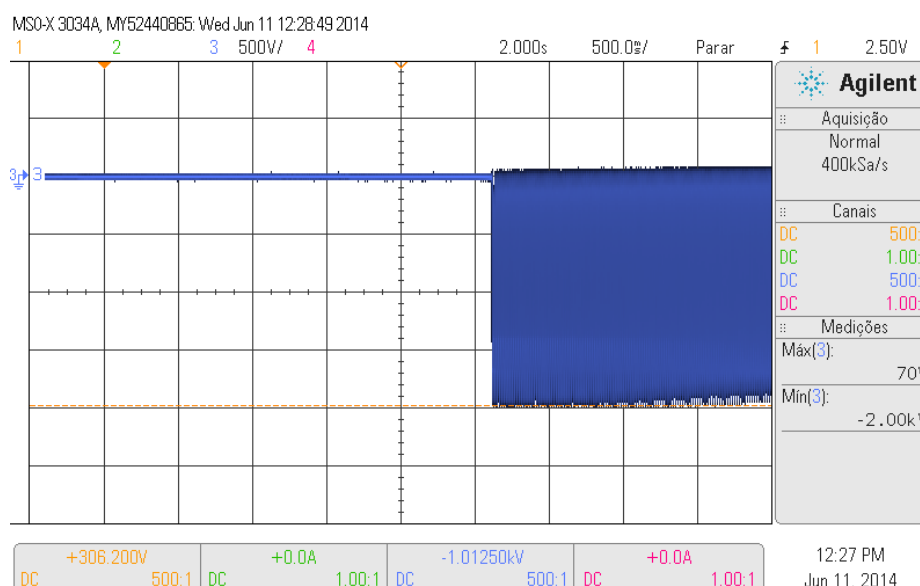
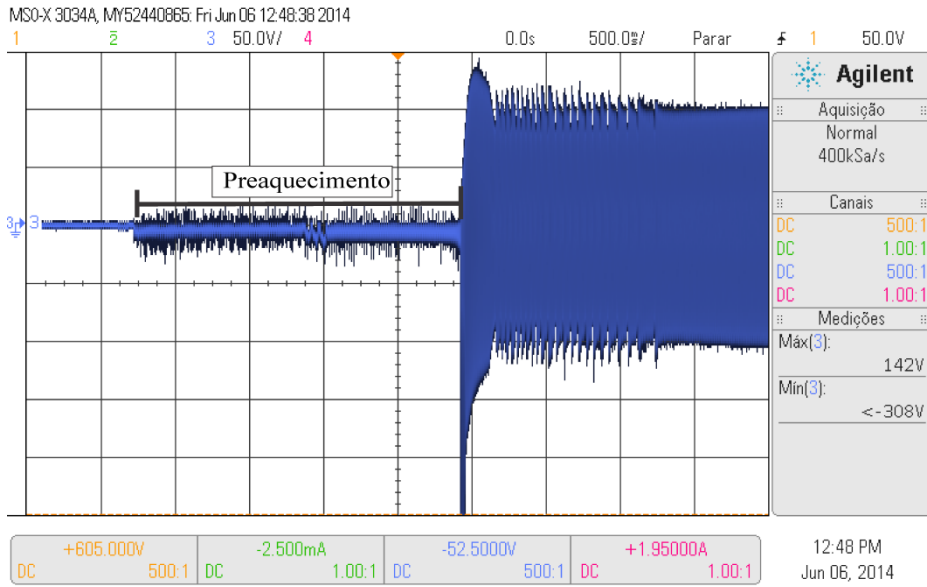
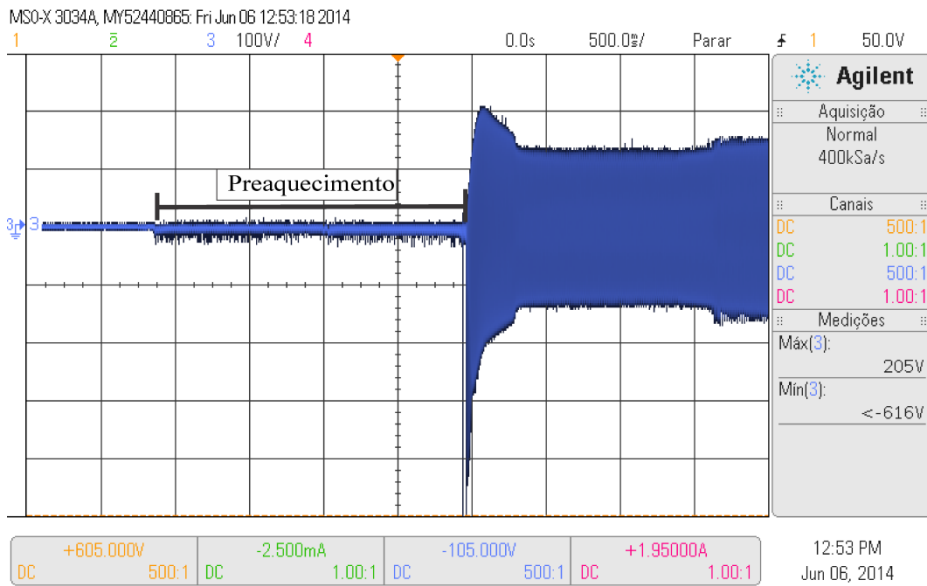


Figura 5.26 - Tensão de circuito aberto entre os resistores de substituição (500 V/div , 500 ms/div)

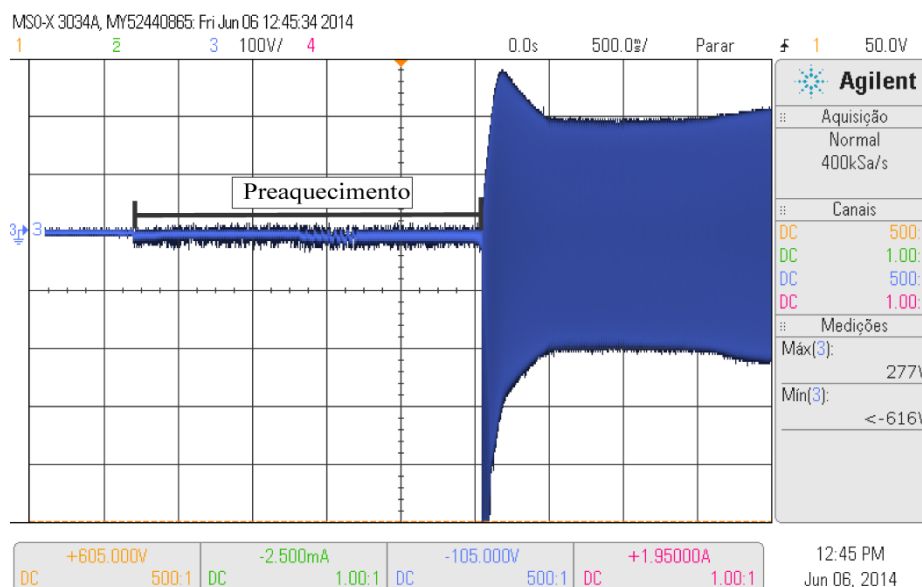
A tensão de circuito aberto na Figura 5.26 é maior do que o valor mínimo recomendado por [37] para a ignição das LFs T5 HO. Através das formas de onda das Figuras 5.22-5.26 foi possível ver que as exigências de preaquecimento dos eletrodos das LFs de 24 W , 39 W e 49 W foram atendidas, satisfazendo a norma NBR 14418 e de acordo com as especificações fornecidas por [37]. Na Figura 5.27 são mostradas as formas de onda da tensão nas LFs de 24 W , 39 W e 49 W , nos estágios de preaquecimento e ignição.



(a)



(b)



(c)

Figura 5.27 - Tensão de preaquecimento e ignição para LF: (a) 24 W (50 V/div, 500 ms/div). (b) 39 W (100 V/div, 500 ms/div). (c) 49 W (100 V/div, 500 ms/div)

Pelas formas de onda da Figura 5.27 pode-se ver o tempo de preaquecimento de aproximadamente 2,5 s para as três LFs e a alta tensão para ignição, estando de acordo com as formas de onda obtidas para os resistores de substituição.

5.5 Conclusão

Neste capítulo foi apresentado o reator eletrônico *SEPIC* meia-ponte auto-oscilante, proposto para o reconhecimento das LFs T5 HO de 24 W, 39 W e 49 W. Além do circuito de potência do reator eletrônico e do CSRC, foram apresentados os circuitos de preaquecimento dos eletrodos e fonte auxiliar, que completam a topologia do reator eletrônico. Os resultados obtidos foram bons, não houve erro de identificação e para todas as lâmpadas foi obtida potência próxima a nominal, com erro máximo de 2,7% para a LF de 24 W. O reator eletrônico SMPAO atendeu as normas IEC 61000-3-2 e a NBR 14418. Desta forma, a metodologia de reconhecimento de LFs que foi proposta neste capítulo atingiu os objetivos esperados, pois o reator eletrônico proposto reconheceu com êxito as LFs de 24 W, 39 W e 49 W e atendeu às normas de preaquecimento dos eletrodos e de harmônicas de corrente injetadas na rede pública de alimentação.

CAPÍTULO 6

ANÁLISE DE MÉTODOS DE RECONHECIMENTO DE LÂMPADAS FLUORESCENTES COM CIRCUITO DE COMANDO AUTO-OSCILANTE

No capítulo 5 foi apresentada a topologia do reator eletrônico SMPAO para reconhecimento de LFs pela tensão de operação. Neste capítulo serão apresentadas outras propostas de reconhecimento de lâmpadas que poderiam ser desenvolvidas em circuitos com comando auto-oscilante. As topologias são derivadas do reator eletrônico SMPAO, utilizando o mesmo circuito de potência, ou seja, conversor *SEPIC* e inversor meia-ponte, alterando apenas a metodologia e o circuito para identificação das lâmpadas.

6.1 Reconhecimento de LFs pela frequência de operação

Devido ao emprego do circuito de comando auto-oscilante, LFs de diferentes potências, e que tenham resistências equivalentes de descarga diferentes, terão frequências de operação distintas. Esta ideia de reconhecimento de LFs é baseada em utilizar esta variação de frequência para identificar as lâmpadas, tornando a principal desvantagem do emprego do circuito auto-oscilante, a dependência da carga, solução para reconhecer as lâmpadas. Desta forma, o circuito auto-oscilante é utilizado para comandar os interruptores do reator eletrônico e também para permitir que as lâmpadas sejam reconhecidas. O circuito para reconhecimento de LFs pela frequência de operação é apresentado na Figura 6.1.

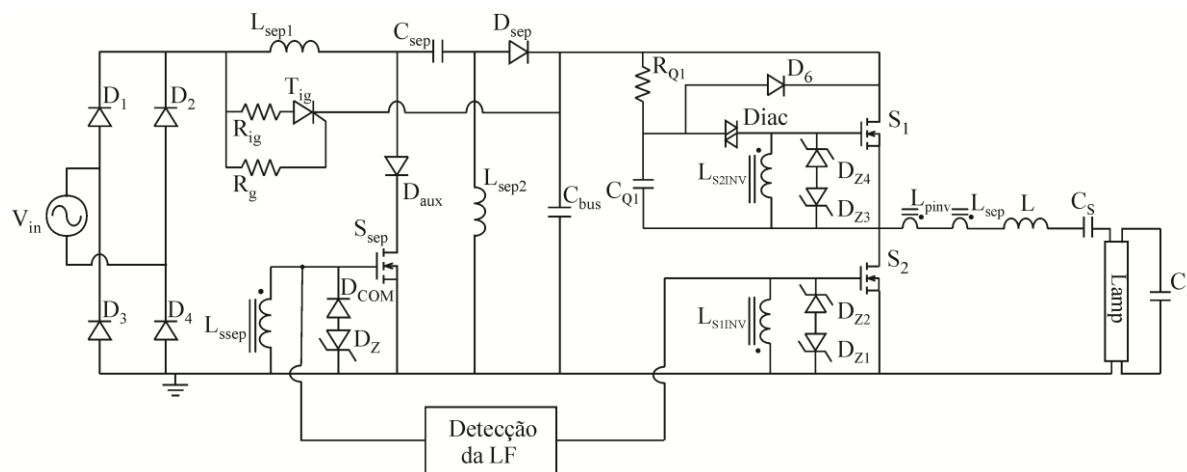


Figura 6.1 – Circuito para reconhecimento de LFs pela frequência de operação

A fonte auxiliar e o circuito de preaquecimento foram retirados para simplificar a análise e por não interferirem na metodologia de reconhecimento. A identificação da LF é realizada por um circuito que mede a frequência de comutação do inversor meia-ponte e converte esta informação em um valor de tensão constante, que corresponde à razão cíclica de operação do conversor *SEPIC* para a LF detectada operar com potência nominal, da mesma maneira que no reator eletrônico SMPAO apresentado no capítulo 5. A metodologia apresentada pode ser empregada para identificar quantas LFs forem desejadas, desde que estas lâmpadas imponham frequências de operação suficientemente distintas ao inversor meia-ponte. Neste trabalho, a metodologia de detecção de LFs pela frequência de operação será exemplificada para as lâmpadas T5 HO de 39 W e 49 W. Na Tabela 5.4 são apresentados os pontos de operação para as LFs de 39 W e 49 W.

Tabela 6.1 – Frequência de comutação e tensão de barramento para as LFs de 39 W e 49 W

| LF de 39 W | |
|---------------------------------------|--------|
| Frequência de comutação (f_{s39}) | 35 kHz |
| Tensão de barramento (V_{bus39}) | 300 V |
| LF de 49 W | |
| Frequência de comutação (f_{s49}) | 42 kHz |
| Tensão de barramento (V_{bus49}) | 277 V |

O circuito proposto para o bloco “Detecção da LF” é mostrado na Figura 6.2.

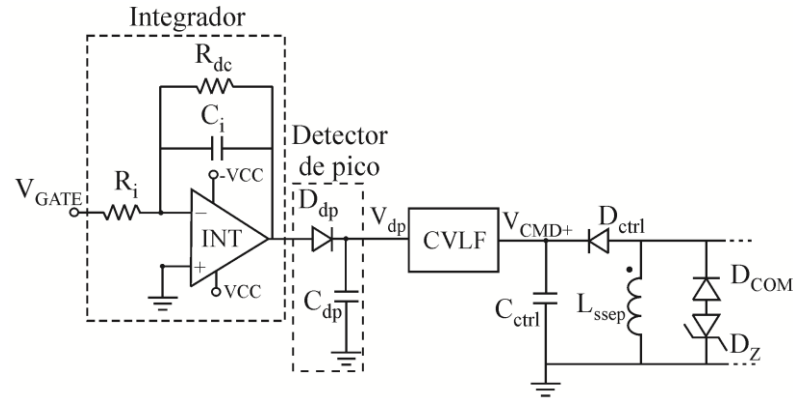


Figura 6.2 – Circuito de detecção de LFs pela frequência de operação

Na Figura 6.2 V_{GATE} é a tensão *gate-source* do interruptor S_2 da Figura 6.1. O integrador é usado para converter V_{GATE} em uma tensão triangular alternada, cujo valor de pico a pico (V_{pp}) é dado por (5.3):

$$V_{pp} = \frac{V_Z + V_f}{2f_{LF} R_i C_i} \quad (6.1)$$

Onde V_Z é a tensão nominal dos diodos zener do circuito de comando do inversor meia-ponte, V_f é a queda de tensão direta destes diodos e f_{LF} é a frequência de comutação do inversor para cada lâmpada. O detector de pico é empregado para converter a tensão de saída do integrador em uma tensão aproximadamente constante dada por (6.2):

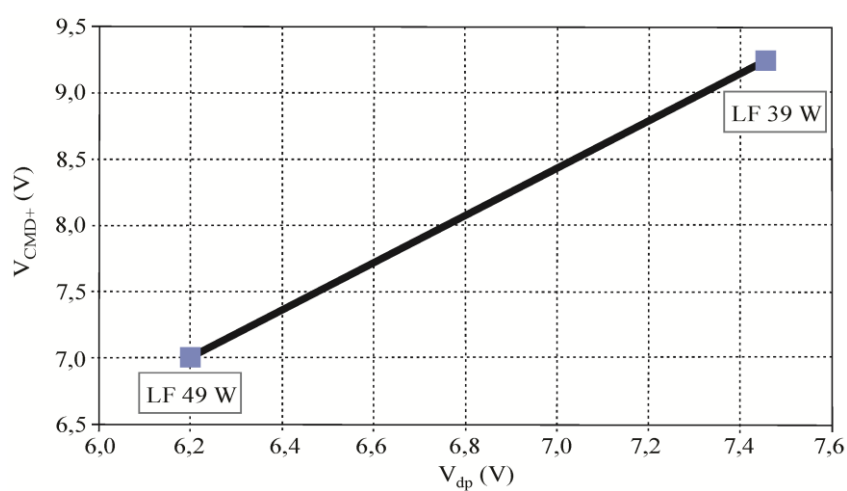
$$V_{dp} = \frac{V_{pp}}{2} \quad (6.2)$$

Para cada LF será obtido um valor diferente de V_{dp} , o qual será utilizado para identificar a potência da lâmpada. O valor de V_{dp} deve ser convertido no valor de V_{CMD+} (Figura 6.2) que corresponda à razão cíclica de operação da LF identificada, tarefa realizada pelo bloco CVLFB, que pode ser implementado através de um circuito analógico ou digital. Os componentes do integrador e do detector de pico são apresentados na Tabela 6.2.

Tabela 6.2 – Componentes do integrador e detector de pico

| Integrador | | |
|------------------|--------------------------|---------------|
| R_i | Resistor | 1 k Ω |
| C_i | Capacitor | 10 nF |
| R_{dc} | Resistor | 12 k Ω |
| INT | Amplificador operacional | TL084 |
| Detector de pico | | |
| D_{dp} | Diodo | 1N4148 |
| C_{dp} | Capacitor | 2 μ F |

Na Figura 6.3 é apresentada a relação entre V_{dp} e V_{CMD+} que deve ser atendida para que as LFs de 39 W e 49 W operem com potência nominal.

Figura 6.3 – V_{CMD+} em função da tensão de saída do detector de pico

A equação que descreve a relação entre V_{dp} e V_{CMD+} na Figura 6.3 é dada por (6.3).

$$V_{CMD+} = 1,8V_{dp} - 4,16 \quad (6.3)$$

Na Figura 6.4 é mostrado o circuito completo para identificação das LFs pela frequência de operação.

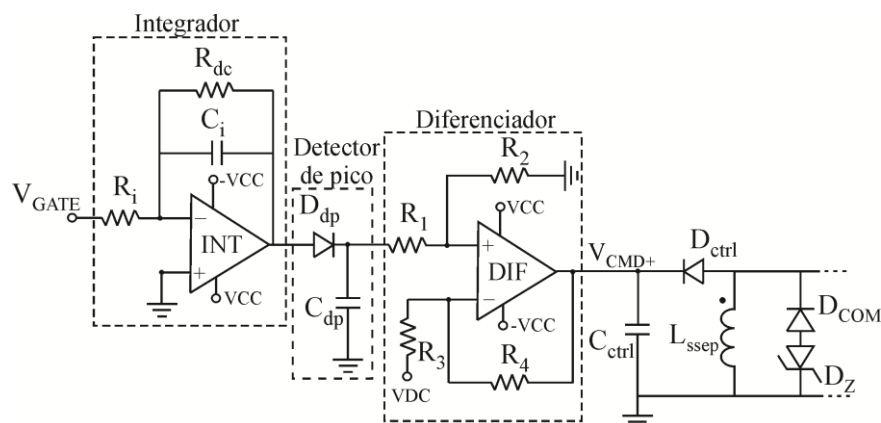


Figura 6.4 – Circuito completo de identificação das LFs pela frequência de operação

Além do integrador e do detector de pico, o circuito da Figura 6.4 possui um amplificador diferenciador, que possibilita que (6.3) seja atendida. Este circuito tem como característica a necessidade de uma fonte simétrica para alimentação dos amp-ops (VCC e $-VCC$). A fonte VDC do amplificador diferenciador pode ser implementada por um divisor de tensão a partir de VCC , por exemplo. Na Tabela 6.3 são apresentados os componentes do amplificador diferenciador.

Tabela 6.3 – Componentes do amplificador diferenciador

| Diferenciador | | |
|---------------|--------------------------|----------------|
| R_1 | Resistor | 1,3 k Ω |
| R_2 | Resistor | 12 k Ω |
| R_3 | Resistor | 10 k Ω |
| R_4 | Resistor | 10 k Ω |
| DIF | Amplificador operacional | TL084 |

6.1.1 Resultados de simulação

Nesta seção são apresentados os resultados de simulação da topologia proposta para o reconhecimento de LFs pela frequência de operação. Os componentes do conversor *SEPIC* e do inversor meia-ponte são os mesmos do reator eletrônico SMPAO apresentado no capítulo 5. O circuito simulado é apresentado na Figura 6.5, no qual a LF é substituída pela sua resistência equivalente.

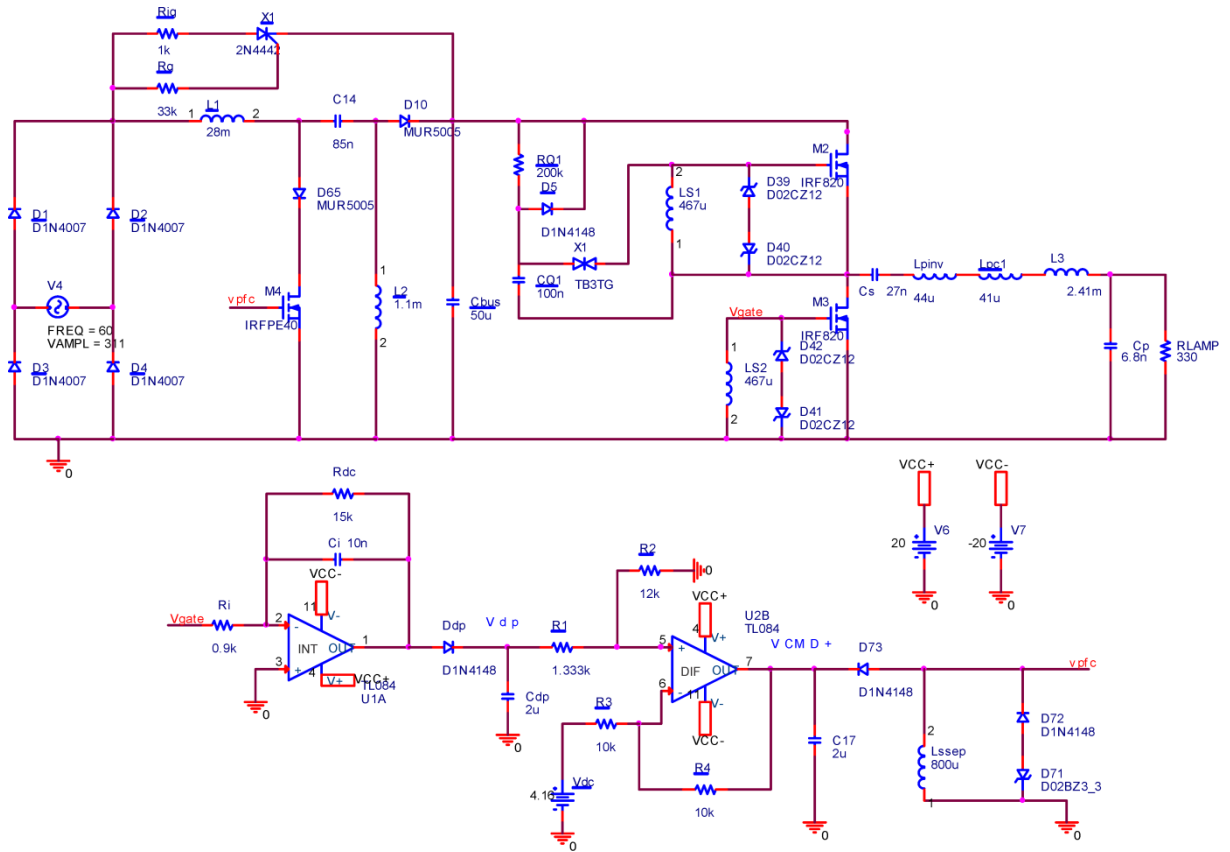
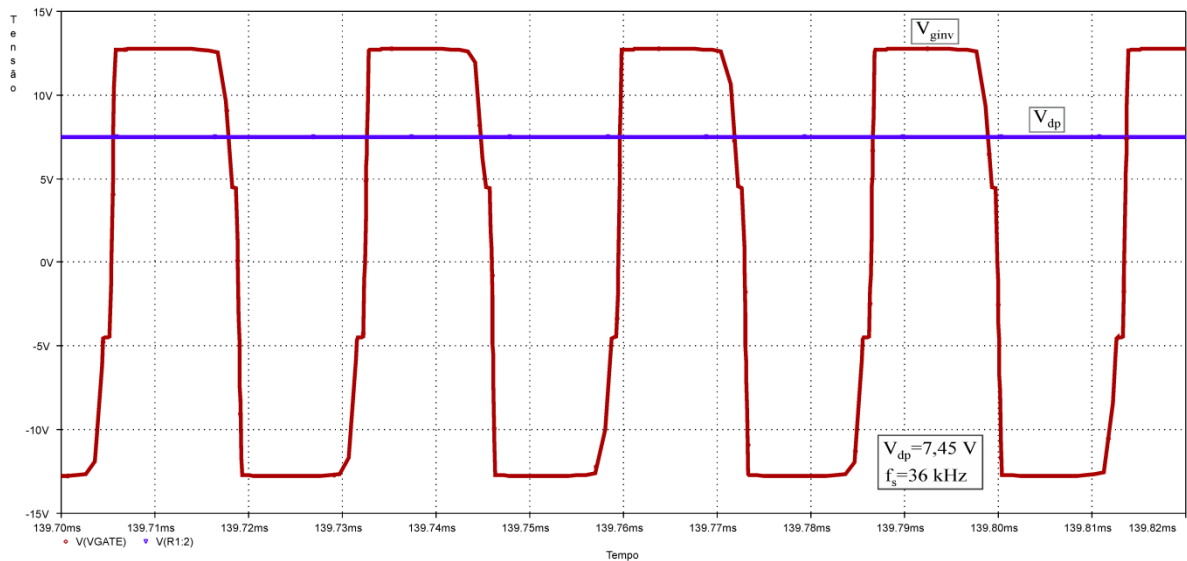


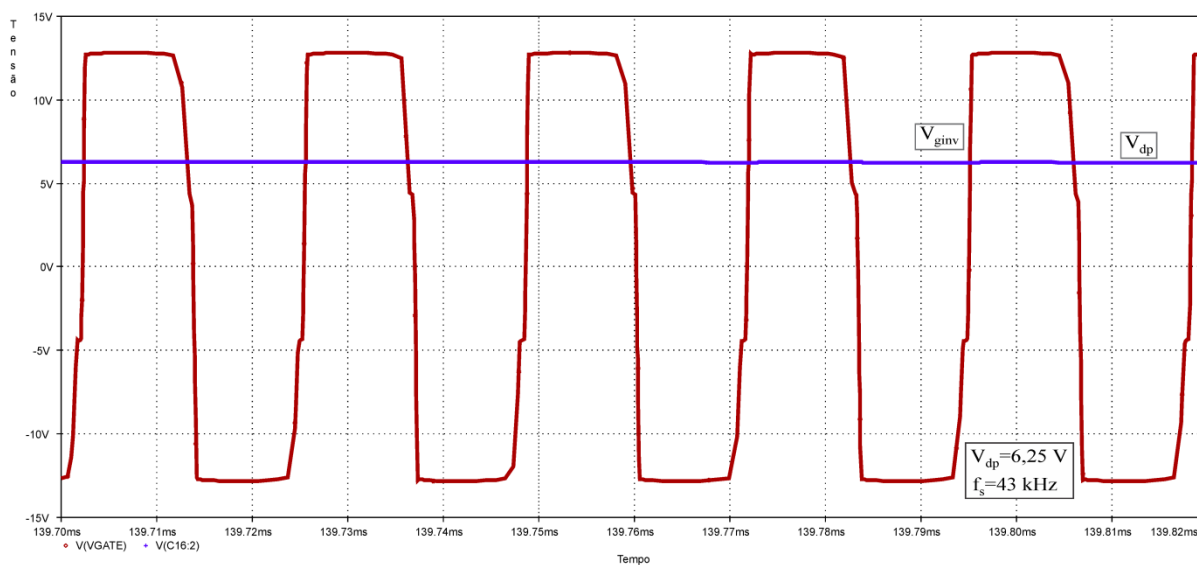
Figura 6.5 – Circuito simulado para reconhecimento de LFs pela frequência de operação

6.1.1.1 Tensão de comando do inversor e tensão do detector de pico

Na Figura 6.6 são mostradas as formas de onda da tensão de comando do interruptor M3 (Figura 6.5) e da tensão de saída do detector de pico.



(a)



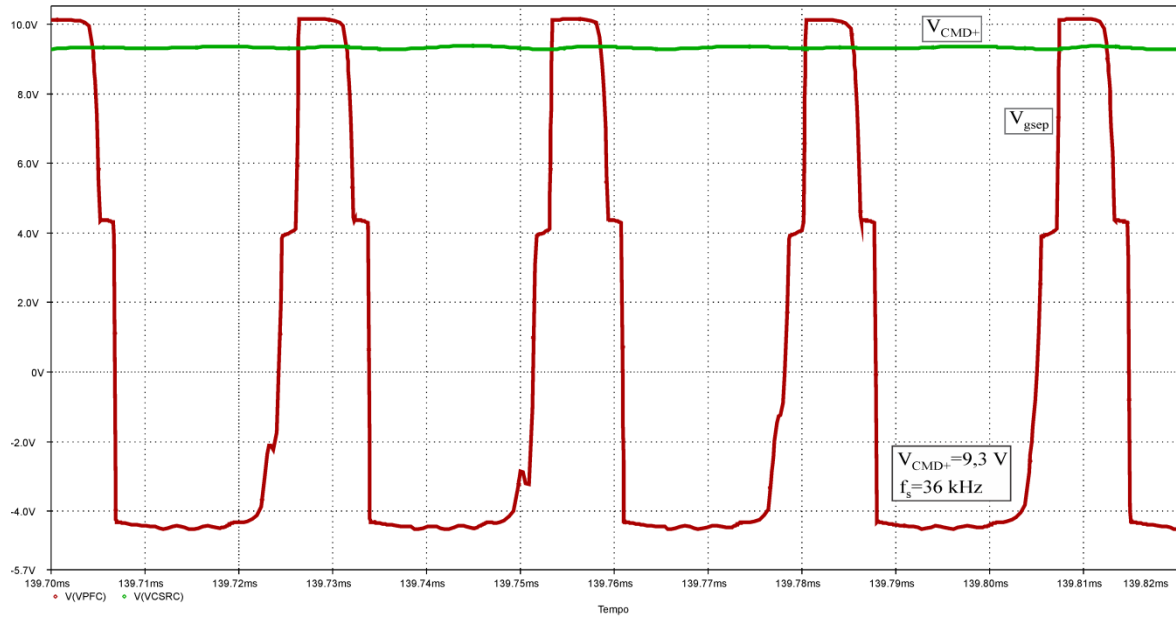
(b)

Figura 6.6 – Tensão *gate-source* do interruptor *M3* (Figura 6.5) e tensão de saída do detector de pico – (a) LF de 39 W. (b) LF de 49 W

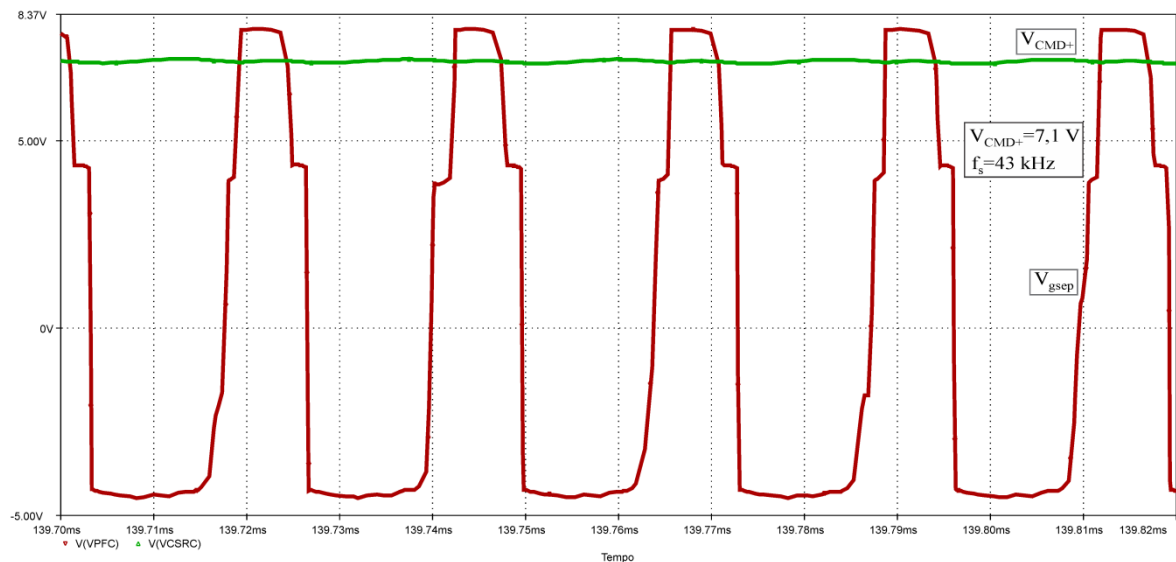
Na Figura 6.6(a) a frequência de operação é 36 kHz, próxima ao valor projetado (35 kHz), assim como a tensão do detector de pico, 7,45 V. Da mesma forma, para a LF de 49 W, Figura 6.6(b), a frequência de operação é 43 kHz (valor projetado 42 kHz) e a tensão do detector de pico é 6,25 V (valor projetado 6,2 V).

6.1.1.2 Tensão V_{CMD+} e tensão de comando do conversor *SEPIC*

Na Figura 6.7 são mostradas as formas de onda da tensão de saída do amplificador diferenciador (V_{CMD+}) e da tensão de comando de S_{sep} .



(a)



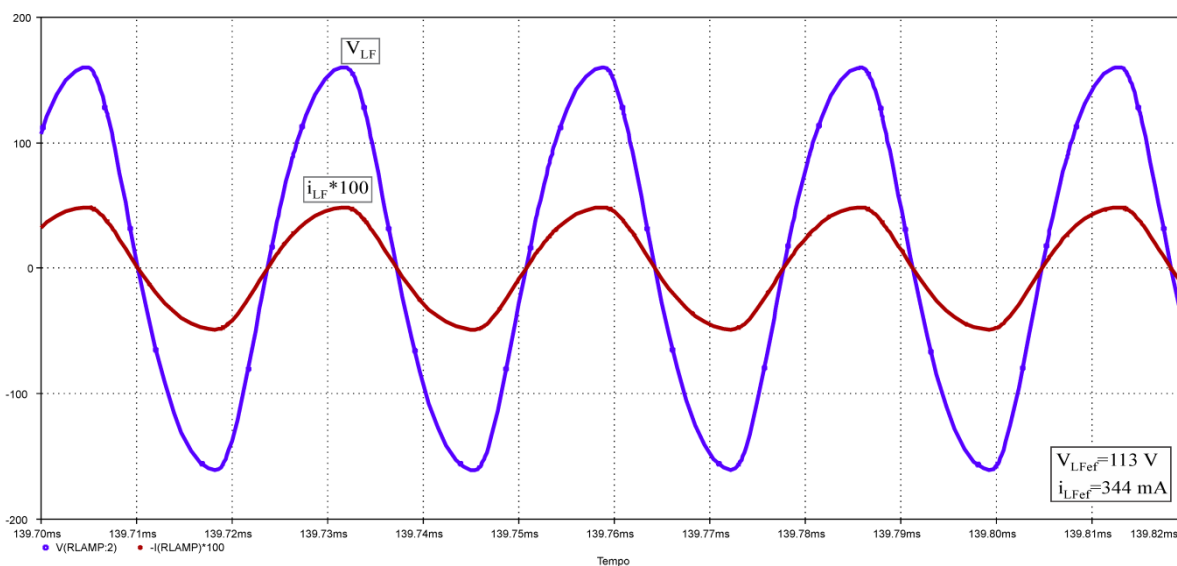
(b)

Figura 6.7 – Tensão *gate-source* do interruptor S_{sep} e V_{CMD+} – (a) LF de 39 W. (b) LF de 49 W

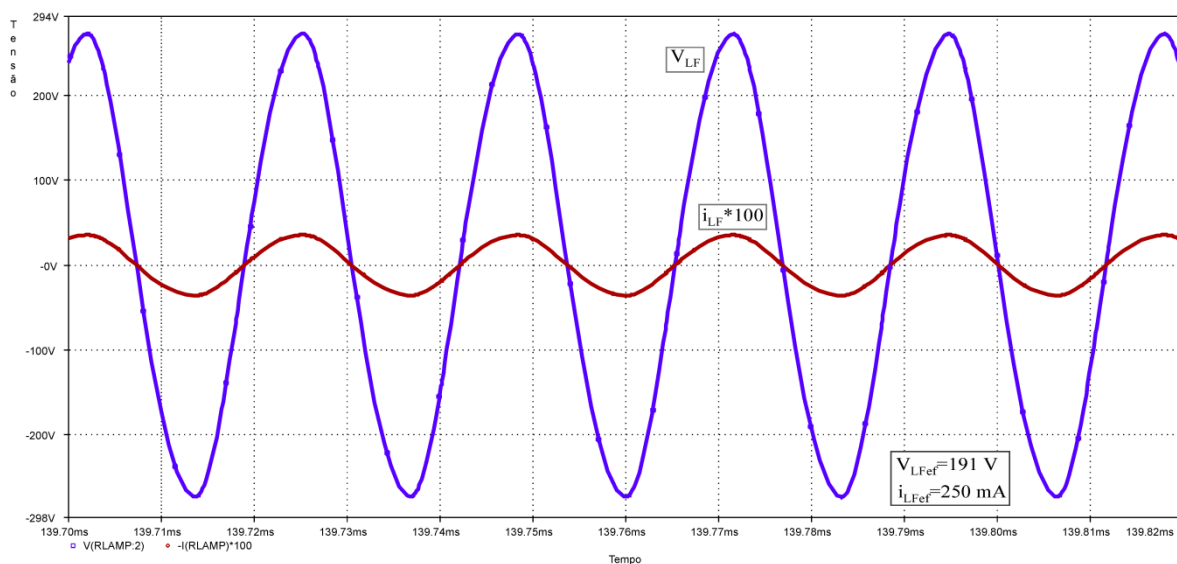
Na Figura 6.7(a) a tensão V_{CMD+} é 9,3 V (valor projetado para a LF de 39 W é 9,25 V). Para a LF de 49 W, Figura 6.7(b), V_{CMD+} é 7,1 V (valor projetado 7,0 V).

6.1.1.3 Tensão e corrente na LF

Na Figura 6.8 são mostradas as formas de onda de tensão e corrente no resistor equivalente das LFs de 39 W e 49 W.



(a)



(b)

Figura 6.8 – Tensão e corrente na lâmpada – (a) LF de 39 W. (b) LF de 49 W

Na Figura 6.8(a) tem-se tensão e corrente para a LF de 39 W. Ambos os valores são próximos ao nominal, sendo obtida a potência de 39 W na simulação. Para a LF de 49 W (Figura 6.8(b)) os valores de tensão e corrente também são próximos ao nominal, sendo medida a potência de 48 W.

Os resultados de simulação apresentados mostraram que a metodologia de reconhecimento de LFs pela frequência de operação é eficaz. Caso esta metodologia seja empregada para identificar um número maior LFs, o circuito elétrico do bloco CVLF deve ser projetado novamente ou alterado. Uma alternativa poderia ser a utilização de um circuito com conversor A/D, similar ao CSRC do reator eletrônico SMPAO.

6.2 Reconhecimento de LFs pela corrente de descarga

Este método de reconhecimento de LFs é baseado em identificar as lâmpadas pela corrente de descarga. O método não precisa necessariamente ser implementado com o circuito de comando auto-oscilante, sendo necessário apenas que as LFs identificadas tenham correntes de operação distintas, para que não haja erro de detecção. O circuito para reconhecimento de LFs pela corrente de descarga da lâmpada é mostrado na Figura 6.9.

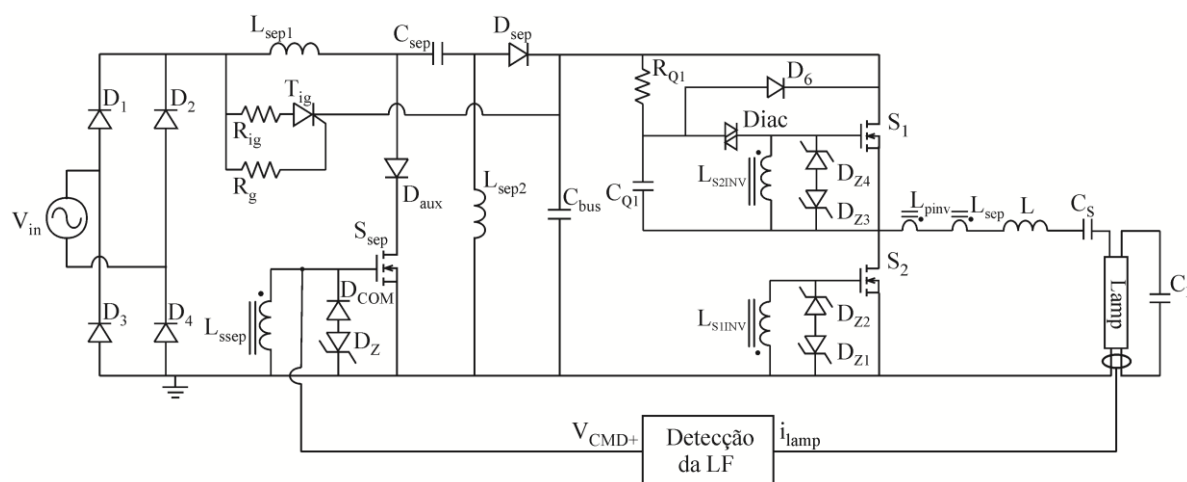


Figura 6.9 – Circuito para reconhecimento de LFs pela corrente de descarga

O circuito de detecção da LF deve converter a corrente da lâmpada em um valor de tensão constante que corresponda à razão cíclica de operação do conversor *SEPIC*, para que a potência nominal da LF identificada seja obtida. Para exemplificar a metodologia serão identificadas as LFs T5 HO de 39 W e 49 W, assim como no reconhecimento pela frequência de operação. Na Figura 6.10 é mostrada a relação entre a corrente de descarga das LFs e a tensão positiva de comando do conversor *SEPIC* que deve ser atendida pelo circuito de detecção das lâmpadas.

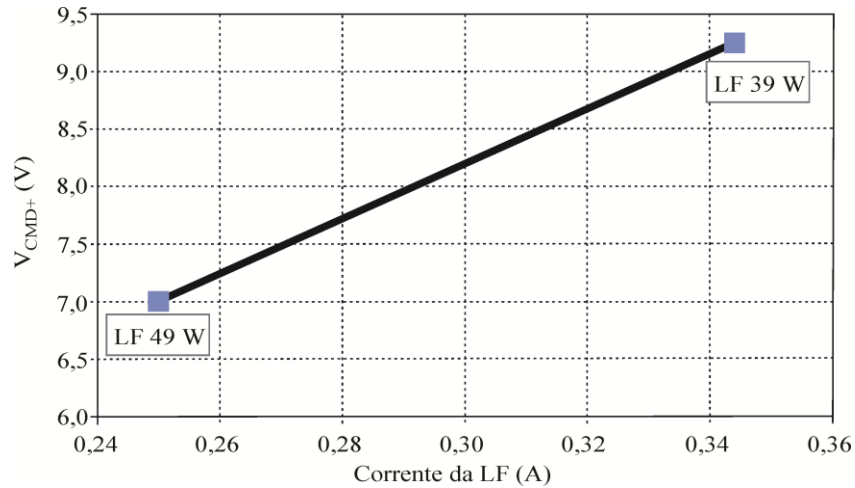


Figura 6.10 – V_{CMD+} em função da corrente de descarga das LFs

A equação que descreve a Figura 6.10 é dada por (6.4).

$$V_{CMD+} = 23,94i_{lamp} + 1,02 \quad (6.4)$$

Onde i_{lamp} é a corrente de descarga das lâmpadas. O circuito de detecção das LFs é mostrado na Figura 6.11.

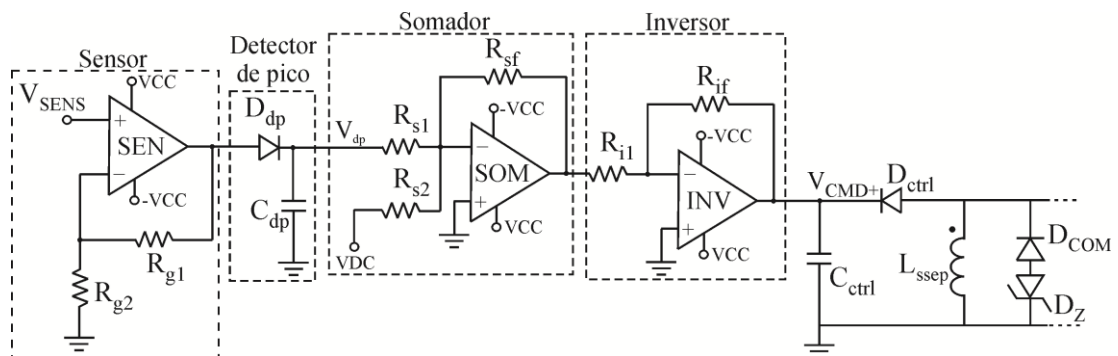


Figura 6.11 – Circuito de detecção das LFs pela corrente de descarga

Para obter a informação da corrente da LF é medida a tensão sobre um resistor de 1Ω (V_{SENS}), que é submetido à corrente de descarga da lâmpada. O sensor amplifica o valor de V_{SENS} para que possa ser utilizada esta informação para identificar a potência da lâmpada e o detector de pico converte V_{SENS} em um valor de tensão aproximadamente constante. Os estágios somador e inversor são empregados para solucionar (6.4). Da mesma forma que no reconhecimento pela frequência de operação a fonte VDC pode ser obtida através de um divisor de tensão a partir de VCC . Se a metodologia de reconhecimento de LFs pela corrente

de operação for empregada para detectar um número maior de lâmpadas, a relação entre a corrente das LFs e V_{CMD+} (Figura 6.10) será modificada e os blocos somador e inversor da Figura 6.11 devem ser projetados novamente, ou substituídos por outro circuito.

6.2.1 Resultados de simulação

São apresentados nesta seção os resultados de simulação da topologia para reconhecimento de LFs pela corrente de descarga. O circuito simulado é apresentado na Figura 6.12. Os componentes do circuito de detecção da LF são mostrados na Tabela 6.4.

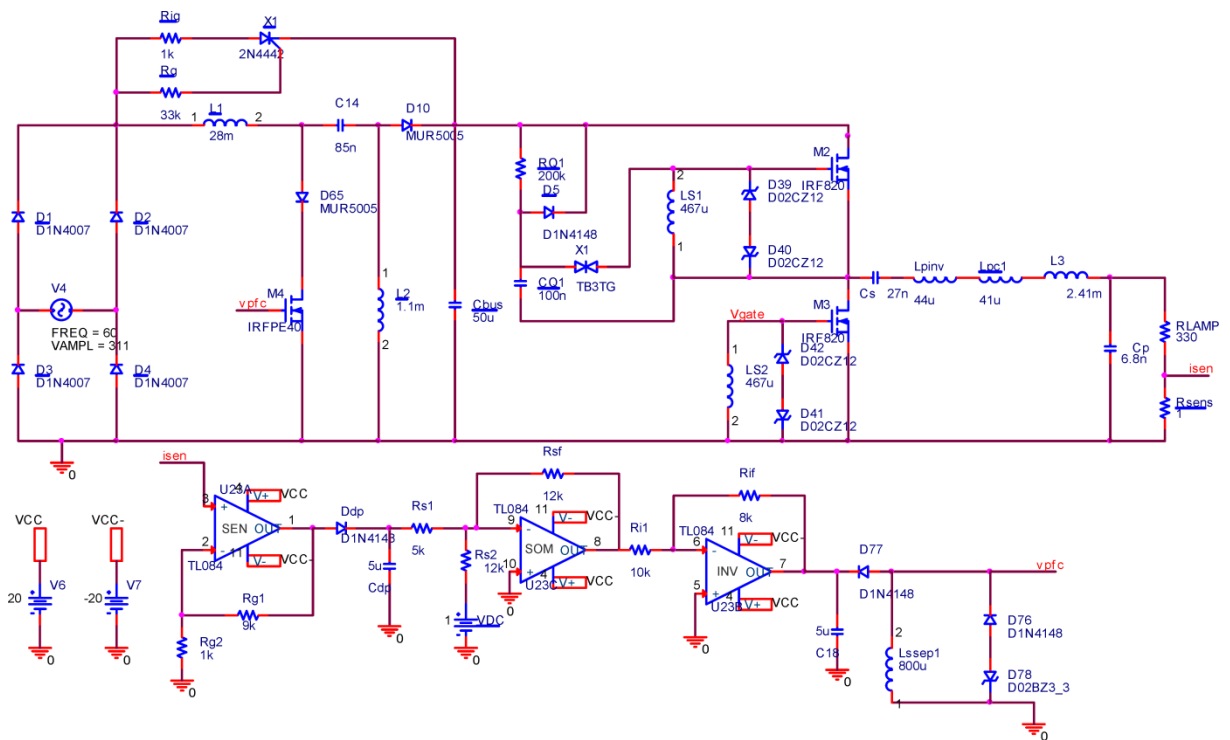


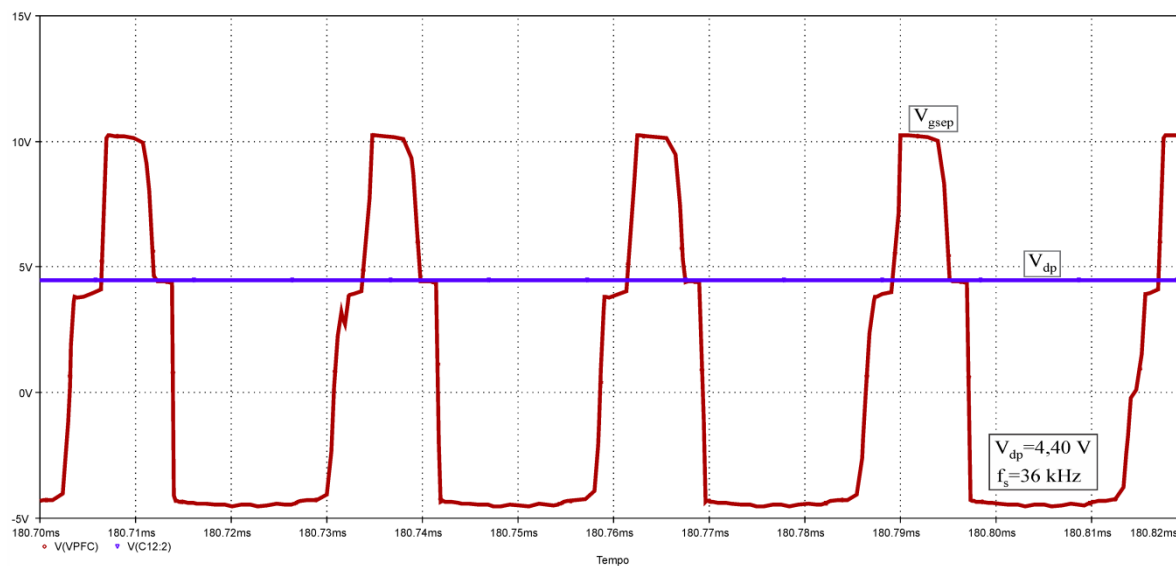
Figura 6.12 – Circuito simulado para reconhecimento de LFs pela corrente de descarga das LFs

Tabela 6.4 – Componentes do circuito de detecção de LFs pela corrente de descarga

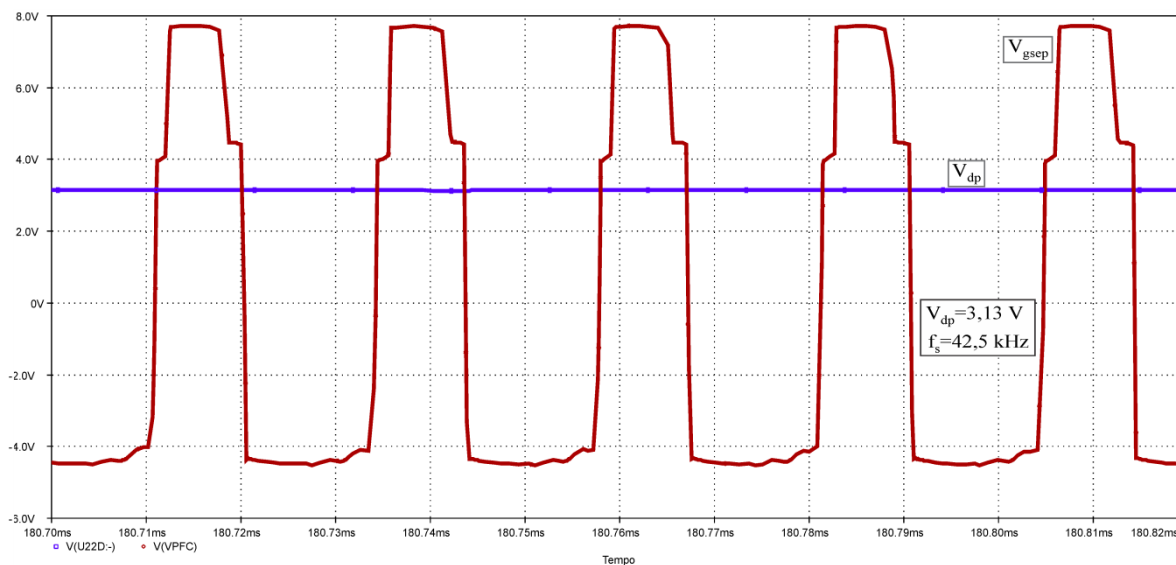
| Sensor | | |
|------------------|--------------------------|---------------|
| R_{g1} | Resistor | 9 k Ω |
| R_{g2} | Resistor | 1 k Ω |
| SEN | Amplificador operacional | TL084 |
| Detector de pico | | |
| D_{dp} | Diodo | 1N4148 |
| C_{dp} | Capacitor | 2 μ F |
| Somador | | |
| R_{s1} | Resistor | 5 k Ω |
| R_{s2} | Resistor | 12 k Ω |
| R_{sf} | Resistor | 12 k Ω |
| SOM | Amplificador operacional | TL084 |
| Inversor | | |
| R_{i1} | Resistor | 10 k Ω |
| R_{if} | Resistor | 8 k Ω |
| INV | Amplificador operacional | TL084 |

6.2.1.1 Tensão de saída do detector de pico e tensão de comando do conversor *SEPIC*

Na Figura 6.13 são apresentadas as formas de onda de simulação da tensão *gate-source* no interruptor de conversor *SEPIC* e da tensão do detector de pico para as LFs de 39 W e 49 W.



(a)



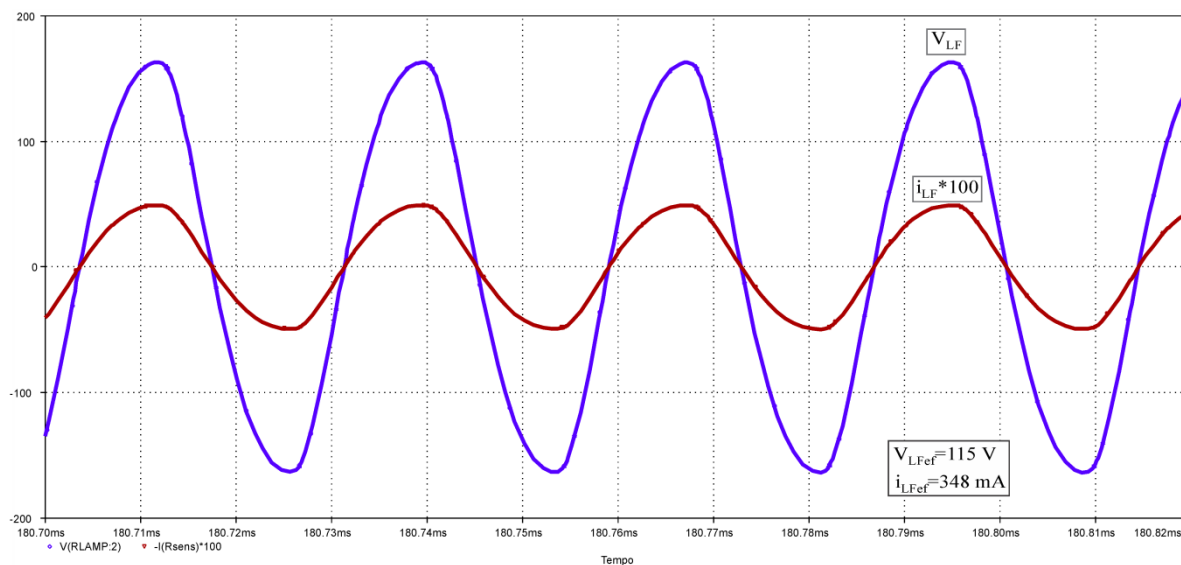
(b)

Figura 6.13 – Tensão de comando do conversor *SEPIC* e tensão do detector de pico – (a) LF de 39 W. (b) LF de 49 W

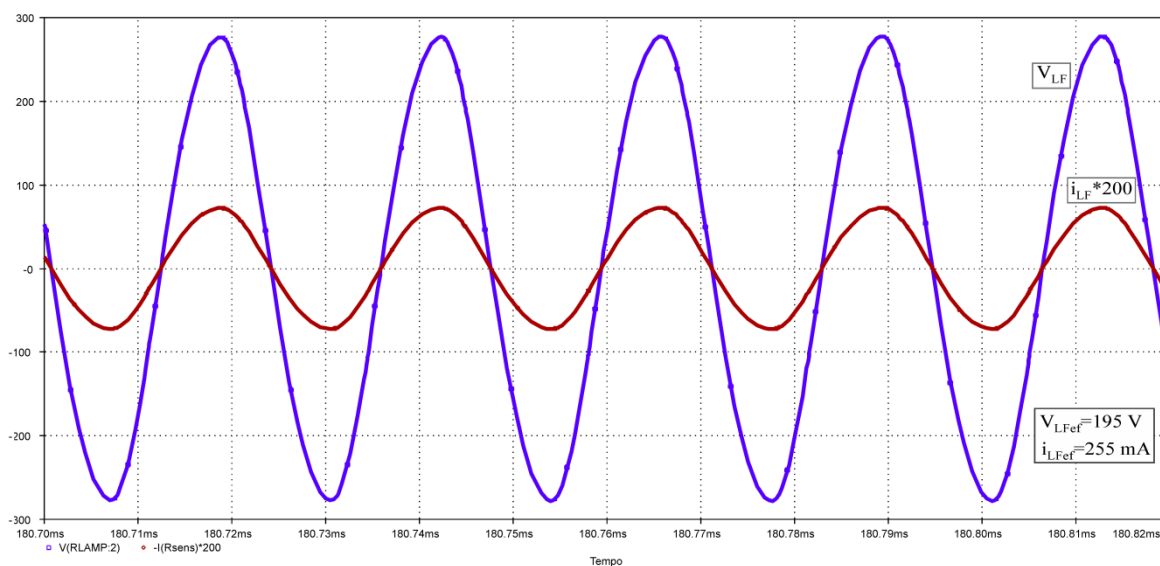
Os valores de frequência de comutação estão próximos ao esperado para cada lâmpada, 36 kHz para a LF de 39 W (projetado 35 kHz) e 42,5 kHz para a LF de 49 W (projetado 42 kHz).

6.2.1.2 Tensão e corrente na LF

Na Figura 6.14 são mostradas as formas de onda de simulação de tensão e corrente nas LFs de 39 W e 49 W.



(a)



(b)

Figura 6.14 – Tensão e corrente na LF – (a) LF de 39 W. (b) LF de 49 W

Na Figura 6.14(a) têm-se os valores de tensão e corrente próximos ao nominal para a LF de 39 W, sendo a potência medida 40 W. Na Figura 6.14(b) os valores de tensão e corrente também são próximos ao nominal para a LF de 49 W, sendo medida a potência de 49,7 W.

Os resultados de simulação mostram que a metodologia de reconhecimento de LFs pela corrente de operação pode ser empregada em reatores eletrônicos com circuito de comando auto-oscilante. O circuito de detecção das LFs pode ser otimizado substituindo o somador inversor e amplificador inversor por um estágio somador não inversor, reduzindo o número de amplificadores operacionais do circuito.

6.3 Reconhecimento de LFs utilizando a defasagem angular entre a tensão da LF e a tensão de entrada do filtro ressonante LCC

O terceiro método proposto para reconhecimento de LFs com o emprego do circuito de comando auto-oscilante consiste em utilizar a defasagem angular entre a tensão da LF e a tensão de entrada do filtro ressonante como variável de identificação das lâmpadas. O circuito para detecção das LFs é mostrado na Figura 6.15.

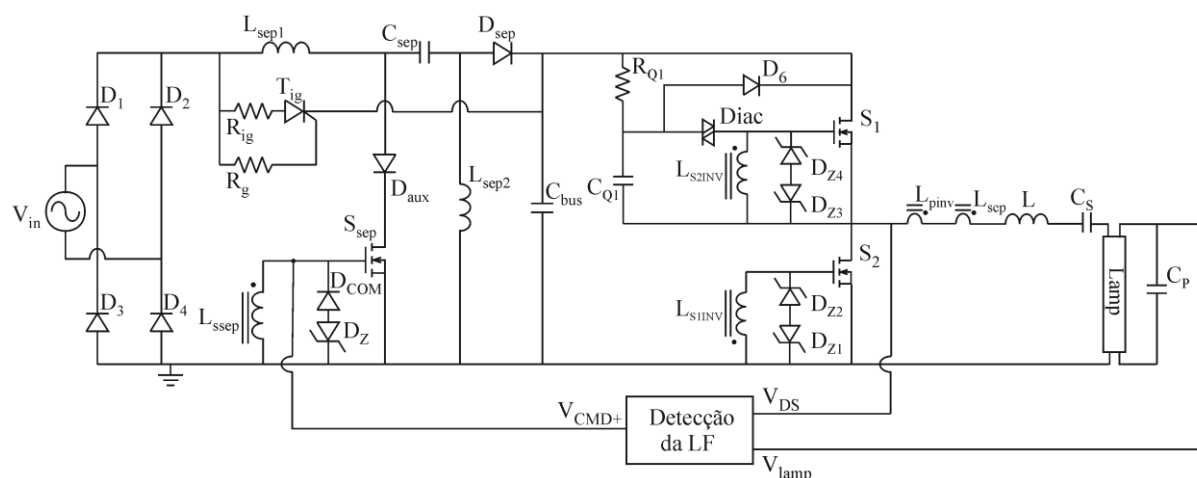


Figura 6.15 – Circuito para reconhecimento de LFs pela defasagem angular entre a tensão da lâmpada e a tensão de entrada do filtro LCC

A defasagem angular entre a tensão da LF e a tensão de entrada do filtro ressonante será diferente para cada lâmpada reconhecida, devido à variação da frequência de operação e a diferentes valores de resistência equivalente de cada lâmpada. Desta forma, pode-se utilizar um circuito que faça a medição desta defasagem e a transforme em um valor de tensão constante (V_{CMD+}) que corresponda à razão cíclica de operação para cada LF. A metodologia proposta será exemplificada para reconhecer as LFs de 39 W e 49 W. Na Tabela 6.5 têm-se a frequência de operação e a defasagem angular para as duas lâmpadas.

Tabela 6.5 – Frequência de comutação e defasagem angular para as LFs de 39 W e 49 W

| LF de 39 W | |
|--|-------------|
| Frequência de comutação (f_{s39}) | 35 kHz |
| Defasagem entre tensão da LF e de entrada do filtro ressonante (ϕ_{39}) | -69° |
| LF de 49 W | |
| Frequência de comutação (f_{s49}) | 42 kHz |
| Defasagem entre tensão da LF e de entrada do filtro ressonante (ϕ_{49}) | -78° |

O bloco detecção da LF na Figura 6.15 pode ser implementado pelo circuito da Figura 6.16.

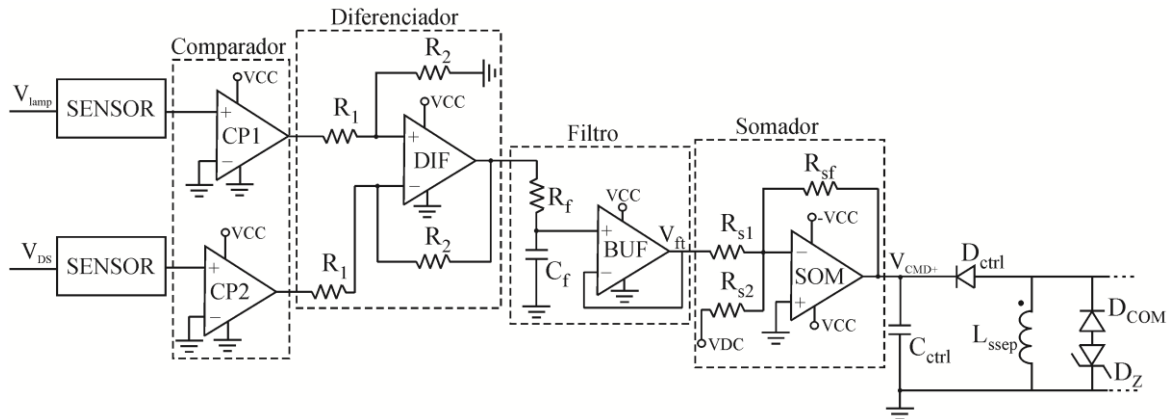


Figura 6.16 – Circuito de identificação da LF pela defasagem entre tensão da lâmpada e tensão de entrada do filtro LCC

Os sensores são empregados para adequar a tensão da LF (V_{lamp}) e a tensão *drain-source* (V_{DS}) do interruptor para valores que respeitem os limites de tensão diferencial dos comparadores. O comparador 1 ($CP1$) é utilizado para converter a tensão senoidal da LF em uma tensão com forma de onda quadrada. O estágio diferenciador é empregado para gerar um sinal de erro devido à defasagem angular entre os sinais de $CP1$ e $CP2$. Quando os dois sinais forem iguais, a tensão de saída do diferenciador é zero. Quando o sinal de $CP1$ for VCC e de $CP2$ for zero, a saída do diferenciador será VCC , e quando o sinal $CP1$ for zero e de $CP2$ for 1, a saída do diferenciador será zero. Desta forma, tem-se na saída do diferenciador um sinal com razão cíclica variável dado por (6.5), que é proporcional à defasagem angular entre a tensão da LF e a tensão de entrada do filtro ressonante.

$$D_{erro} = 2,77 \cdot 10^{-3} \phi \quad (6.5)$$

O filtro passa-baixa é empregado para obter o valor médio da tensão de saída do diferenciador, dado por (6.6).

$$V_{ft} = V_p D_{erro} \quad (6.6)$$

A tensão de saída do filtro passa-baixa (V_{ft}) é proporcional à defasagem angular entre a tensão da LF e a tensão de entrada do filtro ressonante. Os valores de V_{ft} devem ser convertidos nos valores de V_{CMD+} projetados para que cada lâmpada opere com potência nominal. Para as LFs de 39 W e 49 W a relação entre V_{CMD+} e V_{ft} é mostrada na Figura 6.17.

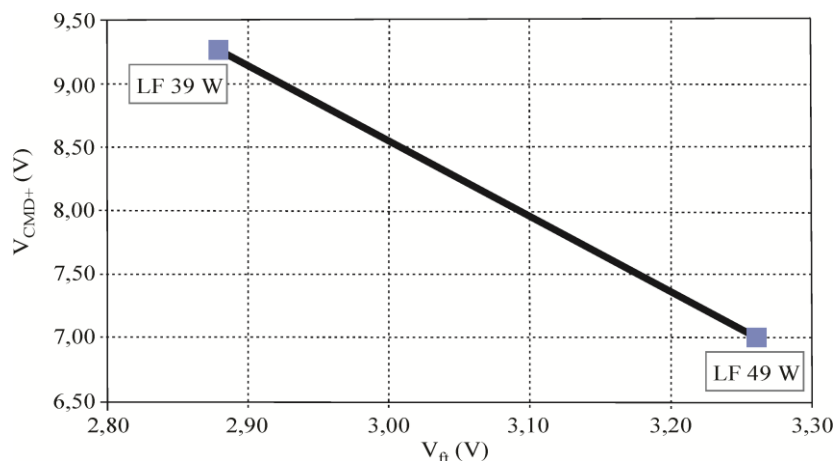


Figura 6.17 – V_{CMD+} em função da tensão de saída do filtro passa-baixa

A equação que descreve o gráfico da Figura 6.17 é dada por (6.7).

$$V_{CMD+} = -5,92V_{ft} + 26,47 \quad (6.7)$$

Para que (6.7) seja atendida é empregado o amplificador somador inversor da Figura 6.16. Entretanto, se forem reconhecidas outras LFs, o somador inversor deve ser reprojetoado ou substituído por outro circuito que converta V_{ft} em V_{CMD+} .

6.3.1 Resultados de simulação

Devido a problemas nos modelos dos amplificadores operacionais atuando como comparadores no *software* Orcad, a topologia completa não pôde ser simulada. Por este motivo, são mostrados resultados de simulação do circuito de detecção das LFs, que foi simulado no *software* PSIM e serve para comprovar a metodologia de reconhecimento de LFs. O circuito simulado é mostrado na Figura 6.18, cujos componentes são apresentados na Tabela 6.6.

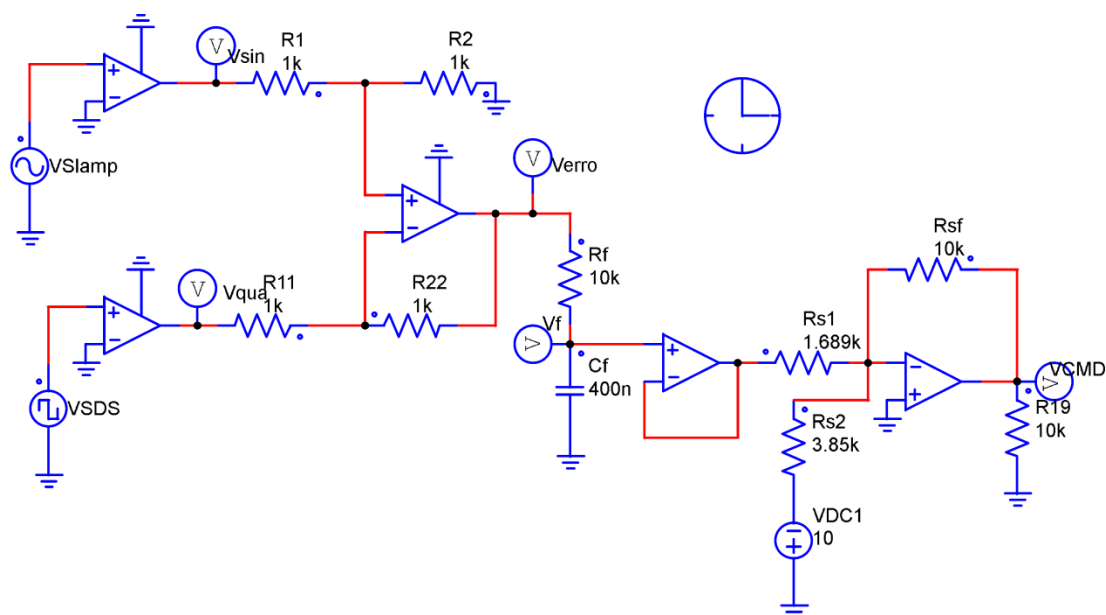


Figura 6.18 – Circuito simulado para detecção das LFs de 39 W e 49 W

Tabela 6.6 – Componentes do circuito de detecção de LFs pela defasagem angular entre V_{lamp} e V_{DS}

| Somador | | |
|---------------------------|-----------------|-----------------|
| R_{s1} | Resistor | 1,68 k Ω |
| R_{s2} | Resistor | 3,85 k Ω |
| R_{sf} | Resistor | 10 k Ω |
| VDC | Fonte de tensão | 10 V |
| Filtro passa-baixa | | |
| R_f | Resistor | 10 k Ω |
| C_f | Capacitor | 400 nF |
| Diferenciador | | |
| R_1 - R_2 | Resistor | 1 k Ω |
| R_{11} - R_{22} | Resistor | 1 k Ω |

A fontes de tensão V_{SDS} e V_{slamp} na Figura 6.18 representam as tensões *drain-source* da entrada do filtro LCC e da LF, respectivamente, já atenuadas pelo sensor de medição. Na Figura 6.19 são mostradas as formas de onda para o circuito de detecção atuando com a LF de 39 W.

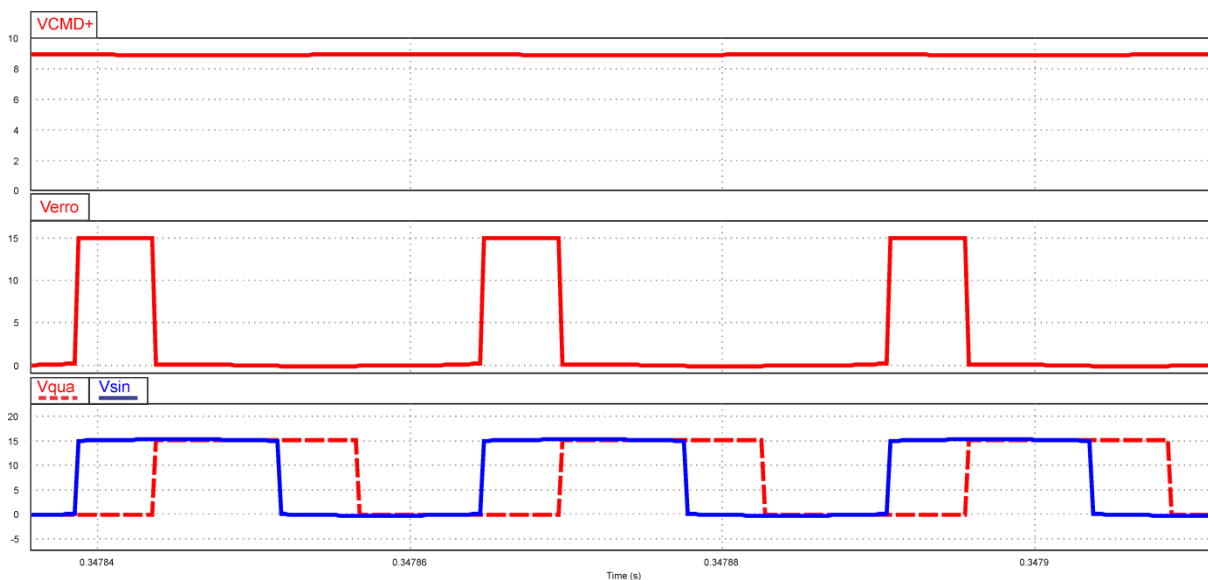


Figura 6.19 – Formas de onda para a LF de 39 W

As formas de onda V_{qua} e V_{sin} representam a tensão de entrada do filtro ressonante e a tensão da LF, atenuadas pelos sensores e pelos comparadores $CP1$ e $CP2$. A forma de onda V_{erro} é a tensão de saída do diferenciador, que possui nível lógico alto apenas quando V_{sin} é maior que V_{qua} . A tensão V_{CMD+} tem valor próximo ao projetado (9,25 V). Na Figura 6.20 são mostradas as formas de onda para o circuito de detecção atuando com a LF de 49 W.



Figura 6.20 – Formas de onda para a LF de 49 W

Assim como Figura 6.19, as formas de onda V_{qua} e V_{sin} representam a tensão de entrada do filtro ressonante e da LF, respectivamente, e V_{erro} é a tensão de saída do diferenciador. A tensão V_{CMD+} tem valor próximo ao projetado (7,0 V) para a LF de 49 W.

Os resultados de simulação mostram que o circuito para detecção de LFs pela defasagem angular entre a tensão de entrada do filtro ressonante e a tensão da LF funciona adequadamente.

6.4 Conclusão

Os três métodos de reconhecimento propostos neste capítulo possuem características peculiares que os diferenciam entre si. O método de reconhecimento pela corrente de descarga é o mais simples de ser empregado, pois necessita apenas que as LFs identificadas tenham corrente de descarga diferentes entre si. Os métodos de reconhecimento pela frequência de operação e pela defasagem angular entre tensão da LF e tensão de entrada do filtro LCC são mais complexos, pois necessitam da rotina iterativa que calcula os pontos de operação do reator eletrônico SMPAO para determinar a frequência de operação e a defasagem angular. Os três métodos necessitam de fonte auxiliar simétrica, pois têm pelo menos um amplificador operacional que opera com tensão negativa.

Do ponto de vista do número de amplificadores operacionais empregados, o método do reconhecimento pela frequência de operação é o mais vantajoso, pois são utilizados apenas dois, enquanto os métodos de reconhecimento pela corrente de descarga e pela defasagem angular empregam três e cinco amplificadores operacionais, respectivamente. O método de reconhecimento de LFs pela frequência de operação é o mais atraente para implementação com o circuito de comando auto-oscilante, pois utiliza a dependência da carga para identificar as lâmpadas.

Os três métodos foram simulados para as LFs de 39 W e 49 W e apresentaram bons resultados, comprovando que podem ser empregados para reconhecimento de lâmpadas fluorescentes. Podem ser acrescentadas mais LFs às metodologias, entretanto, o número de amplificadores operacionais no circuito de identificação as lâmpadas irá aumentar.

CONCLUSÃO GERAL

Neste trabalho foi apresentado um reator eletrônico para reconhecimento de lâmpadas fluorescentes com o circuito de comando auto-oscilante, cujo emprego em um reator eletrônico para tal finalidade é uma proposta inédita na literatura. As características de funcionamento e a metodologia desenvolvida permitiram implementar o reconhecimento de lâmpadas de forma eficiente com um circuito que é caracterizado pela simplicidade e por ser robusto. Desta forma, a proposta manteve a simplicidade do reator eletrônico auto-oscilante, tornando-o uma alternativa interessante para a sua finalidade, ao mesmo tempo em que representou um grande desafio científico, devido às limitações impostas pelo emprego do circuito de comando auto-oscilante.

A metodologia de projeto do reator eletrônico *SEPIC* meia-ponte auto-oscilante mostrou-se eficaz devido aos critérios de projeto empregados. As principais dificuldades em projetar um reator eletrônico para reconhecimento de lâmpadas fluorescentes foram a dependência da carga do comando auto-oscilante e o desenvolvimento de um circuito de preaquecimento que atendesse a norma NBR 14418. O projeto pôde ser desenvolvido com êxito devido à implementação de uma rotina iterativa que determinou o ponto de operação do reator eletrônico auto-oscilante. Caso contrário, métodos de tentativa e erro poderiam não levar a uma solução adequada para o processo de reconhecimento, tendo vista o número de variáveis envolvidas para o projeto. Não foram empregados circuitos dedicados para reatores eletrônicos, os quais determinam alto custo para implementar os circuitos de comando do inversor e do conversor para CFP. Desta maneira, o reator eletrônico desenvolvido torna-se uma alternativa interessante para o mercado brasileiro. O projeto do filtro ressonante apresentado atendeu aos requisitos exigidos para ignição e operação da lâmpada em regime permanente. Além disso, foi mostrado que o fator de qualidade do filtro tem influência no ângulo do corte entre a função de transferência dos elementos lineares do reator eletrônico auto-oscilante e a função descritiva.

Os resultados experimentais obtidos mostraram o correto funcionamento do reator eletrônico, pois as potências nominais das três lâmpadas foram atendidas com pequenos erros. Além disso, as normas vigentes para preaquecimento dos eletrodos e distorção harmônica da corrente de entrada do reator eletrônico foram atendidas. Poderiam ser acrescentadas mais lâmpadas à estratégia de reconhecimento, entretanto, para cada LF adicionada, deve-se acrescentar um amplificador operacional no conversor A/D do circuito de seleção de razão cíclica. O reator eletrônico proposto também poderia ser empregado para reconhecer lâmpadas compactas com potência total consumida (LF+reator) superior a 25 W.

No último capítulo foram apresentados três métodos de reconhecimento de lâmpadas que podem ser implementados com o circuito de comando auto-oscilante: frequência de operação, corrente de descarga e defasagem angular entre tensão de entrada do filtro ressonante e da LF. Os métodos de reconhecimento pela corrente de operação e defasagem angular não precisam necessariamente ser implementados com o circuito de comando auto-oscilante. Contudo, o método de reconhecimento de LFs pela frequência de operação utiliza a dependência da carga, que causa variação da frequência de operação do comando auto-oscilante, como método para identificar a potência das lâmpadas. Os resultados de simulação foram adequados para as três metodologias, que podem ser implementadas em trabalhos futuros.

A partir da análise e projeto do reator eletrônico *SEPIC* meia-ponte auto-oscilante obteve-se um sistema completo de reconhecimento de lâmpadas fluorescentes que não empregou CIs dedicados. Foram utilizados somente CIs de uso bastante popularizado e de baixo custo, como amplificadores operacionais, regulador de tensão e o CI 555. Como sugestão de trabalhos futuros pode-se destacar:

- Emprego do circuito de comando auto-oscilante no circuito de preaquecimento dos eletrodos. Todavia, esta tarefa é de grande complexidade, pois é necessário precisão no tempo e tensão de preaquecimento, proporcionada pela utilização do CI 555;
- Adicionar proteções no reator eletrônico SMPAO, em especial para detectar a ausência de lâmpada e/ou danificação da mesma, pois neste caso o reator irá operar na frequência de ressonância, podendo danificar o mesmo;
- Adicionar mais lâmpadas à estratégia de reconhecimento, por exemplo, a LF T5 HO de 80 W e/ou LFs T5 HE;
- Implementação dos métodos de reconhecimento com circuito de comando auto-oscilante apresentados no capítulo 6;

- Possibilitar que o reator eletrônico *SEPIC* meia-ponte auto-oscilante opere com tensão de entrada universal;
- Permitir ao reator eletrônico SMPAO operar com variação da intensidade luminosa.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] EPE – EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA. Disponível em: http://www.canalenergia.com.br/linkto.asp?countn=EPE_Externo%linkRemoto=http://www.epe.gov.br/mercado/Paginas/Estudos_27.aspx, Acesso em: 25 jul. 2011.
- [2] LIN, C-H.; WANG, C-M.; HUNG, M-H.; HSIEH, S-H. **Reducing the parasitic capacitance effect in LCD panel for backlight module based on primary-side control and DPLL technique**. In: Industrial Electronics, IEEE Transactions on, v. 56, Issue: 8, p. 2918-2922, 2009.
- [3] WANG, S-C.; LIU, Y-H. **High power factor electronic ballast with intelligent energy-saving control for ultraviolet drinking-water treatment systems**. In: Industrial Electronics, IEEE Transactions on, v. 55, Issue: 1, p. 142-153, 2008.
- [4] POLANCO, S. L. C. **A situação da destinação pós-consumo de lâmpadas de mercúrio no Brasil**. Dissertação (Mestrado em Engenharia de Processos Químicos e Bioquímicos) – Escola de Engenharia de Mauá do Centro Universitário do Instituto Mauá de Tecnologia, São Caetano do Sul, 2007.
- [5] ABILUX – ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DA INDÚSTRIA DE ILUMINAÇÃO. Disponível em: www.abilux.com.br/portal. Acesso em: 20 mai. 2013.
- [6] OSRAM. **Saving Mercury with compact fluorescent lamps**. Disponível em: http://www.osram.com/osram_com/sustainability/sustainable-products/sustainability-criteria/key-performance-indicators/mercury/facts-about-mercury/index.jsp. Acesso em: 20 jun. 2014.
- [7] BACILA, D. M. **Uso da logística reversa para apoiar a reciclagem de lâmpadas fluorescentes usadas: estudo comparativo entre Brasil e Alemanha**. Dissertação (Mestrado em Meio Ambiente) – Universidade Federal do Paraná, Curitiba, 2012.
- [8] MDIC – Ministério do Desenvolvimento, Indústria e Comércio Exterior. **Anuário estatístico 2011**. Disponível em: < <http://www.alicewebmercosul.mdic.gov.br/>>. Acesso em: 15 dez. 2012.
- [9] HAMMER, E. E. **High frequency characteristics of fluorescent lamps up to 500 kHz**. Journal of the Illuminating Engineering Society, Winter 1987, p. 56 - 61.
- [10] NERONE, L. R. **Analysis and design of self-oscillating class E ballast for compact fluorescent lamps**. In: Industrial Electronics, IEEE Transactions on, v. 48, Issue: 1, p. 151-160, 2001.
- [11] HUI, S. Y. R.; LEE, L. M.; CHUNG, H. S-H.; HO, Y. K. **An electronic ballast with wide dimming range, high PF, and low EMI**. In: Power Electronics, IEEE Transactions on, v. 16, Issue: 4. p. 465-472, 2011.

- [12] ALONSO, J. M.; CALLEJA, A. J.; RIBAS, J.; COROMINAS, E. L.; RICO-SECADES, M. **Analysis and design of a novel single-stage high-power-factor electronic ballast based on integrated *Buck* half-bridge resonant inverter.** In: Power Electronics, IEEE Transactions on, v. 19, Issue: 2, p. 550-559, 2004.
- [13] JOHNS, D. A. **Universal electronic ballast.** Patente. US 5130611, 14 Jul. 2006.
- [14] MME – Ministério de Minas e Energia. **Plano nacional de energia 2030.** Disponível em: www.mme.gov.br/mme. Acesso em: 15 mai 2013.
- [15] BRITO, M. A. G.; CASTELLANE, S. F.; CANESIN, C. A. **Sistema de gerenciamento automático de iluminação fluorescente multi-lâmpadas com correção ativa do fator de potência.** Eletrônica de Potência – SOBRAEP, v. 15, n. 3, pp. 184-192, 2010.
- [16] PORTAL BRASIL. Disponível em: www.brasil.gov.br/noticias. Acesso em: 20 abr 2013.
- [17] MME – MINISTÉRIO DE MINAS E ENERGIA. **Portaria Interministerial nº 1.007, de 31 de Dezembro de 2010 – Ministério de Minas e Energia.** Disponível em: www.mme.gov.br/mme. Acesso em: 25 mai 2013.
- [18] POLONSKII, M.; SCHULZ, V. H.; VISOTO, M. **Projeto de Reator Multiressonante para Lâmpadas Fluorescentes Modelo T5 de 28 W.** Eletrônica de Potência – SOBRAEP, v. 16, n. 2, p. 110-117, Março/Maio 2011.
- [19] POLONSKII, M. **Alimentação de Lâmpadas Fluorescentes Compactas Integrais a Partir de Conversor CA-CC com PFC e Tensão de Saída Variável.** Eletrônica de Potência – SOBRAEP, v. 16, n. 2, pp. 130-137, Março/Maio 2011.
- [20] OSRAM. **Lâmpadas fluorescentes tubulares e circulares.** Disponível em: http://www.osram.com.br/osram_br/Ferramentas_&_Catlogos/_pdf/Arquivos/Iluminacao_Geral/Catalogo_Geral_2009-2010/OSRAM_catalogo09_10_fluorescentestubulares.pdf, Acesso em: 10. Abr. 2011.
- [21] SEIDEL, Á. R.; BISOGNO, F. E.; PINHEIRO, H.; PRADO, R. N. **Self-oscillating dimmable electronic ballast.** Industrial Electronics, IEEE Transaction on, v. 50, Issue: 6, p. 1267-1274, 2003.
- [22] XIONG, W.; STANKOVIC, A. V.; NERONE, L. R. **Modeling and design of L-complementary self-oscillating class D inverter with output voltage clamping.** In: Industry Applications, IEEE Transactions on, v. 49, Issue: 2, p. 731-738, 2013.
- [23] MENKE, M. F.; SILVA, M. F.; BISOGNO, F.E.; PERDIGÃO, M.; SARAIVA, E.; ALONSO, J. M.; SEIDEL, A. R. **Comparison of self-oscillating electronic ballasts dimming methods with power factor correction for fluorescent lamps.** In: Industry Applications Society Annual Meeting, IAS 2013, p. 1-8, Record.

- [24] RIBAS, J.; ALONSO, J. M.; CALLEJA, A. J.; LOPEZ, E.; CARDESIN, J.; GARCIA, J.; RICO, M. **Single-stage high-power factor self-oscillating electronic ballast for fluorescent lamps with rapid start.** In: Power Electronics Congress, CIEP 2002, p. 15-20, Record.
- [25] SEIDEL, A. R.; BISOGNO, F. E.; PRADO, R. N. **A design methodology for a self-oscillating electronic ballast.** Industry Applications, IEEE Transactions on, v. 43, Issue: 6, p. 1524-1533, 2007.
- [26] RIBAS, J.; ALONSO, J. M.; CALLEJA, A. J.; COROMINAS, E. L.; RICO-SECADES, M.; CARDESIN, J. **Low-cost single-stage electronic ballast based on a self-oscillating resonant inverter integrated with a buck-boost PFC circuit.** In: Industrial Electronics, IEEE Transactions on, v. 48, Issue: 6, p. 1196-1204, 2001.
- [27] TAO, F.; ZHAO, Q.; LEE, F. C.; ONISHI, N. **Self-oscillating electronic ballast with dimming control.** In: IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC 2001, v. 4, p. 1818-1823, Record.
- [28] LEE, L. M.; HUI, S.Y.R.; CHUNG, H.S.H. **An automatic lamp detection technique for electronic ballast.** In: Applied Power Electronics Conference and Exposition. APEC 2005, v. 1, p. 575-581, Record.
- [29] HUI, R. S. Y.; LEE, L. M. **Universal electronic ballast.** Patente. US 6414449, 2 Jul 2002.
- [30] NAVARATANA, P.; NAETILADDANON, S.; SANGSAWANG, A. **Automatic fluorescent lamp detection technique for electronic ballasts.** In: International Conference on Robotics and Biomimetics. ROBIO 2009, p. 1047-1052, Record.
- [31] NAVARATANA, P.; NAETILADDANON, S.; SANGSAWANG, A. **Automatic fluorescent lamp detection for electronic ballasts based on operating frequency and phase shift compensation.** In: IEEE International Symposium on Industrial Electronics. ISIE 2009, p. 53-58, 2009.
- [32] LEE, L. M.; HUI, S.Y.R. **Automatic lamp detection and operation for warm-start tubular fluorescent lamps.** In: Power Electronics, IEEE Transactions on, v. 24, Issue: 12, p. 2933-2941, 2009.
- [33] JIA, Z.; BIWEN, X.; CHONGGUANG, M.; MIN, C.; ZHAOMING, Q. **An automatic fluorescent lamp detection method without igniting the lamps.** In: IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. APEC 2012, p. 2392-2397, 2012.
- [34] WAKABAYASHI, F. T.; FERREIRA, C. S.; BRITO, M.A.G.; CANESIN, C. A. **Model for electrode's filaments of hot cathode fluorescent lamps, during preheating with constant rms current.** In: Power Electronics, IEEE Transactions on, v. 22, Issue: 3, p. 719-726, 2007.
- [35] PERDIGÃO, M. S.; ALONSO, J. M.; DALLA COSTA, M. A.; SARAIVA, E. S. **Using magnetic regulators for the optimization of universal ballasts.** In: Power Electronics, IEEE Transactions on, v. 23, Issue: 6, p. 3126-3134, 2008.

- [36] MARQUES, H. V.; SEIDEL, A. R.; PERDIGÃO, M. S.; ALONSO, J. M.; SARAIVA, E. S. **Constant-frequency magnetically controlled universal ballast with SoS compliance for TL5 fluorescent lamps**. In: Power Electronics, IEEE Transactions on, v. 27 Issue: 4, p. 2163-2175, 2012.
- [37] PHILIPS. **Philips master TL5 lamps**. Disponível em: www.lighting.philips.com.br. Acesso em 12 set. 2010.
- [38] GE LIGHTING. **T5 long last linear fluorescent lamps**. Disponível em: www.genet.gelighting.com. Acesso em: 22 set 2011.
- [39] OSRAM. **A new direction for modern lighting design**. Disponível em: www.osram.com. Acesso em: 22 set. 2011.
- [40] INMETRO. **Reatores eletrônicos alimentados em corrente alternada para lâmpadas fluorescentes tubulares retilíneas, circulares e compactas**. Instituto Nacional de Metrologia, Normalização e Qualidade Industrial, Portaria 267/2009, 2011.
- [41] ANELL – Agência Nacional de Energia Elétrica. Resolução ANEEL n. 090, de 27 de março de 2001.
- [42] IEC – International Standard IEC 61000-3-2, Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 3: Limits – Section 2: Limits for harmonic current emissions (equipment input current $\leq 16A$ per phase).
- [43] GARCIA, O.; COBOS, J. A.; PRIETO, R.; ALOU, P.; UCEDA, J. **Single phase power factor correction: a survey**. In: IEEE Transactions on Power Electronics, v. 18, n. 3, pp. 749-755, 2003.
- [44] DALLA COSTA, M, A. **Reator eletrônico auto-oscilante com alto fator de potência para alimentação de quatro lâmpadas fluorescentes independentes**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2004.
- [45] KIRSTEN, A. L. **Reator eletrônico para lâmpadas de descarga em alta pressão baseado no conversor biFlyback inversor**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2011.
- [46] ROGGIA, L. **Estudo, controle e implementação do conversor Boost PFC operando no modo de condução mista**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2009.
- [47] BHIM, S. **AC-DC Zeta converter for power quality improvement in direct torque controlled PMSM drive**. In: Journal of Power Electronics, v. 6, n. 2, pp. 146-162, 2006.
- [48] HAUSMANN, R. **Sistema inteligente de iluminação para duas lâmpadas fluorescentes de 40 W**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2000.

- [49] SIMONETTI, D. S. L.; SEBASTIAN, J.; UCEDA, J. **The discontinuous conduction mode *SEPIC* and *Cuk* power factor preregulators: analysis and design.** Industrial Electronics, IEEE Transactions on, v. 44, n. 5, pp. 630-637, 1997.
- [50] PÉREZ, A.; MARTINS, D.C.; BARBI, I. **Zeta converter applied in power factor correction.** Power Electronics Specialists Conference, PESC 94, v. 2, 1152-1157, Record.
- [51] POMÍLIO, J. A. **Pré-reguladores de fator de potência. 2007.**
- [52] HERNANDEZ, M.; AGUILAR, C.; ARAU, J.; SEBASTIAN, J.; UCEDA, J. **Comparative analysis of *Boost* and *Buck-Boost* derived topologies used as power factor correctors.** International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, IECON 95, v. 1, pp. 335-340, Record.
- [53] SEIDEL, A. R.; BISOGNO, F. E.; MARCHESAN, T. B.; PRADO, R. N. **A practical comparison among high-power-factor electronic ballast with similar ideas.** Industry Applications, IEEE Transactions on, v. 41, p. 1574-1583, 2005.
- [54] DALLA COSTA, M. A.; ALONSO, J. M.; GARCIA, J.; CARDESIN, J.; RICO-SECADES, M. **A novel low-cost electronic ballast to supply metal halide lamps.** Conference Records of Industry Applications Society Annual Meeting, v. 2, p. 1198-1204, 2005.
- [55] LOPES, J. P.; MENKE, M.F.; VENTURINI, W. A.; BISOGNO, F. E.; SEIDEL, A. R. **Reator eletrônico auto-oscilante com tensão de entrada universal e correção de fator de potência.** Eletrônica de Potência - SOBRAEP, v. 18, n. 2, p. 972-981, 2013.
- [56] MARCHESAN, T. B.; DALLA COSTA, M. A.; ALONSO, J. M.; PRADO, R. N. **Integrated *Zeta-Flyback* electronic ballast to supply high-intensity discharge lamps.** Industrial Electronics, IEEE Transactions on, v. 54, p. 2918-2921, 2007.
- [57] ALONSO, J. M.; DALLA COSTA, M. A.; ORDIZ, C. **Integrated *Buck-Flyback* converter as a high-power-factor off-line power supply.** Industrial Electronics, IEEE Transactions on, v. 55, n. 3, p. 1090-1100, 2008.
- [58] MARCHESAN, T. B. **Integração de conversores estáticos aplicados a sistemas de iluminação pública.** Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2004.
- [59] LOPES, J. P. **Desenvolvimento de metodologia do projeto do reator eletrônico auto-oscilante com entrada universal.** Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2010.
- [60] MOO, C. S.; LEE, K. H.; CHENG, H. L.; CHEN, W. M. **A single stage high-power-factor electronic ballast with *ZVS Buck-Boost* conversion.** Industrial Electronics, IEEE Transactions on, v. 56, n. 4, p. 1136-1146, 2009.

- [61] ORLETTI, R.; CO, M. A.; SIMONETTI, D. S.; VIEIRA, F. J. L. **HID lamp electronic ballast with reduced component number**. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, v. 56, n. 3, p. 718-725, 2009.
- [62] LOPES, J. P.; SILVA, M. F.; DALLA COSTA, M. A.; BISOGNO, F. E.; PRADO, R. N.; SEIDEL, A. R. **Feedforward regulation method for self-oscillating electronic ballast for fluorescent lamps**. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, v. 59, n. 4, p. 1869-1878, 2012.
- [63] ANDRÉ, A. S.; ARAÚJO, M. V. A.; PERIN, A. J.; BARBI, I. **Reator eletrônico auto-oscilante com alto fator de potência para duas lâmpadas fluorescentes de 65W**. In: XIII Congresso Brasileiro de Automática, CBA 2000.
- [64] ANDRÉ, A. S.; ARAÚJO, M. V. A.; PERIN, A. J.; BARBI, I. **Reator eletrônico auto-oscilante para lâmpadas fluorescentes com alto fator de potência utilizando Buck-Boost integrado**. In: XIII Congresso Brasileiro de Automática, CBA 2000.
- [65] CHANG, C.; CHANG, J.; BRUNING G. W. **Analysis of the Self-oscillating series resonant inverter for electronic ballasts**. Power Electronics, IEEE Transactions on, v. 14, Issue: 3, p. 533-540, 1999.
- [66] PRADO, R. N.; SEIDEL, Á. R.; BISOGNO, F. E.; DALLA COSTA, M. A. **A design method for electronic ballast for fluorescent lamps**. In: Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society. IECON 2000, v. 4, p. 2279-2284, Record.
- [67] CHANG, J.; BRUNING, G. W. **Self-oscillating electronic ballast analysis via relay systems approach**. Industry Applications, IEEE Transactions on, v. 27, Issue: 1, p. 255-261, 2001.
- [68] 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.
- [69] IRF – INTERNATIONAL RECTIFIER. Disponível em: <http://irf.com/product-info/datasheets/data/ir2153.pdf>, Acesso em: 03/02/2014.
- [70] HULME, V. B. **Some switching-circuit applications of transistors and saturable magnetic cores**. The Institution of Electrical Engineers, Issue: 2953, p. 1235-1243, 1959.
- [71] WAGNER, C. F. **Parallel Inverter with Resistance Load**. Electrical Engineering, v. 54, Issue: 11, p. 1227-1235, 1935.
- [72] SEIDEL, Á. R. **Otimização do projeto de um reator eletrônico auto-oscilante empregando ferramentas de controle**. Qualificação (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2003.

- [73] SEIDEL, Á. R.; BISOGNO, F. E.; MARCHESAN, T. B.; PRADO, R. N. **Designing a self-oscillating electronic ballast with bipolar transistor.** In: IEEE Industry Applications Society. IAS 2002, v. 2, p. 1078-1083, Record.
- [74] PRADO, R. N.; SEIDEL, A. R.; BISOGNO, F. E.; DALLA COSTA, M. A. **A design approach of the self-oscillating electronic ballast.** In: IEEE Power Electronics and Motion Control Conference. IPEMC 2000, v. 3, p. 1127-1131, Record.
- [75] PAVÃO, R. K.; SEIDEL, A. R.; PRADO, R. N. **Self-oscillating electronic ballast based on the point of view of control system.** In: IEEE Industry Applications Society. IAS 2002, v. 1, p. 211-217, Record.
- [76] POLONSKII, M.; SEIDEL, Á. R. **Reatores eletrônicos para iluminação fluorescente.** Ijuí: Unijuí, 2008.
- [77] MADER, U.; HORN, P. **A dynamic model for the electrical characteristics of fluorescent lamps.** In: IEEE Industry Applications Society. IAS 1992, v. 2, p. 1928-1934, Record.
- [78] GULKO, M.; BEN-YAAKOV, S. **Current-sourcing push-pull parallel-resonance inverter (cs-ppri): Theory and application as a fluorescent lamp driver.** In: IEEE Applied Power Electronics Conference. APEC 1993, p. 411-417, Record.
- [79] CERVI, M.; FORTES, E. C.; SEIDEL, A. R.; BISOGNO, F. E.; PRADO, R. N. **Fluorescent lamp model employing tangent approximation.** In: IEEE Industry Applications Society. IAS 2001, v. 2, p. 1249-1253, Record.
- [80] BISOGNO, F. E.; SEIDEL, A. R.; HOLSBACH, R.; PRADO, R. N. **Resonant filter applications in electronic ballast.** In: IEEE Industry Applications Society. IAS 2002, v. 1, p. 348-354, Record.
- [81] KAZIMIERCZUK, M. K.; SZARANIEC, W. **Electronic ballast for fluorescent lamps.** In: Power Electronics, IEEE Transactions on, v. 8, Issue: 4, p. 386-395, 1993.
- [82] COSBY, M. C.; NELMS, R. M. **A resonant inverter for electronic ballast applications.** In: Industry Applications, IEEE Transactions on, v. 41, Issue: 4, p. 418-425, 1994.
- [83] MOO, C. S.; Chuang, Y.C.; HUANG, Y. H.; CHEN, H. N. **Modeling of fluorescent lamps for dimmable electronic ballasts.** In: IEEE Industry Applications Society. IAS 1996, p. 2231-2236, Record.
- [84] LI, Z.; MOK, P. K. T.; KI, W. H.; SIN, J. K. O. **A simple method to design resonant circuits of electronic ballast for fluorescent lamps.** In: IEEE International Symposium on Circuits and Systems. ISCAS 1997, p. 1744-1747, Record.
- [85] MOO, C. S.; CHUANG, Y. C.; HUANG, Y. H.; CHEN, H. N. **Designing a dimmable electronic ballast with frequency control.** In: IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. APEC 1999, p. 727-733, Record.

- [86] HO, Y. K. E.; LEE, S. T. S.; CHUNG, H. S-H.; HUI, S. Y. **A comparative study on dimming control methods for electronic ballasts.** In: Power Electronics, IEEE Transactions on, v. 19, Issue: 6, p. 828-836, 2001.
- [87] RIBARICH, T. J.; RIBARICH, J. J. **A new procedure for high-frequency electronic ballast design.** In: Industry Applications, IEEE Transactions on, v. 37, Issue: 1, p. 262-267, 2001.
- [88] WAKABAYASHY, F. T.; CANESIN, C. A. **An improved design procedure for LCC resonant filter of dimmable electronic ballasts for fluorescent lamps, based on lamp model.** In: Power Electronics, IEEE Transaction on, v.20, Issue: 5, p. 1186 - 1196, 2005.
- [89] GOUD, L. H.; DORLEJIN, J. W. F. **Standardized data for dimming fluorescent lamps.** In: IEEE Industry Applications Society. IAS 2002, v. 1, p. 673-679, Record.
- [90] SEIDEL, A. R.; PERDIGÃO, M. S.; MARQUES, H. V.; ALONSO, J. M.; SARAIVA, E. S. **Safe electrode operation in universal electronic ballasts.** In: 2011 Brazilian Power Electronics Conference. COBEP 2011, p. 607-614, Record.
- [91] SPIAZZI, G.; BUSO, S. **Non iterative design procedure of LCC-based electronic ballasts for fluorescent lamps including dimming operation.** In: Energy Conversion Congress and Exposition. ECCE 2009, p. 2065-2072, Record.
- [92] SEIDEL, Á. R.; BISOGNO, F. E.; PRADO, R. N. **Projeto do reator eletrônico auto-oscilante.** Revista Brasileira de Eletrônica de Potência – SOBRAEP, v. 9, n. 1, p. 53-61, 2004.
- [93] HAMMER, E. E. **Characteristics of various fluorescent systems at 60 Hz and high frequency.** Industry Applications, IEEE Transactions on. v. 1a-21, Issue: 1, p. 11-16, 1985.
- [94] BISOGNO, F. E. **Energy-related system normalization and decomposition targeting sensitivity consideration.** Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Fakultat für Elektrotechnik und Informationstechnik der Technischen Universität Chemnitz-Zwickau, Chemnitz, 2006.
- [95] KAZIMIERCZUK, M.; PUCZKO, K. **Exact analysis of class E tuned power amplifier at any Q and switch duty cycle.** In: Circuits and Systems, IEEE Transactions on, v. 34, Issue: 2, p. 149-159, 1987.
- [96] SLOTINE, J-J E.; LI, W. **Applied nonlinear control.** Prentice Hall Englewood Cliffs, New Jersey, 1991.
- [97] MENKE, M. F.; GUEDES, C. S.; ROSA, W. G.; LOPES, J. P.; SEIDEL, A. R.; PERDIGÃO, M. S.; ALONSO, J. M. **Iterative method for analysis of dimmable self-oscillating electronic ballast under bus voltage control.** Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, COBEP 2013, p. 1177-1182, Record.

- [98] FAIRCHILD SEMICONDUCTOR. **LM2904, LM358, LM358A, LM258/LM258A Dual operational amplifier**. Disponível em: www.fairchildsemi.com. Acesso em: 15 mai. 2011.
- [99] MICHEL, A. L. **Sistema eletrônico auto-oscilante com controle de intensidade luminosa por microcontrolador**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2002.
- [100] LEE, R. L.; CHEN, H-M. **Auxiliary power supply for the control IC of a Buck converter**. IEEE Annual Conference on Industrial Electronics, IECON 2006, p. 2444-2449, Record.
- [101] INTERNATIONAL RECTIFIER. **Self-oscillating half-bridge driver**. Disponível em: www.irf.com/product-info/datasheets. Acesso em: 10 abr. 2010.
- [102] FAIRCHILD SEMICONDUCTOR. **KA317/LM317 3-terminal positive adjustable regulador**. Disponível em: www.fairchildsemi.com/ds/LM/LM317.pdf. Acesso em: 15 abr. 2014.
- [103] ABNT NBR 14418. **Reatores eletrônicos alimentados em corrente alternada para lâmpadas fluorescentes tubulares – Prescrições de desempenho**. Norma Brasileira, segunda edição, jan. 2011.
- [104] GULES, R.; SANTOS, W. M.; ROMANELI, E. F. R.; ANDREA, C. Q.; ANNUNZIATO, R. C. **An auxiliary self-oscillating preheating system for self-oscillating fluorescent lamp electronic ballasts**. In: Industrial Electronics, IEEE Transactions on, v. 59, Issue: 4, p. 1859-1868, 2012.
- [105] TEXAS INSTRUMENTS. **LM555 Timer**. Disponível em: www.ti.com.cn. Acesso em: 12 abr. 2014.

APÊNDICE A – DIMENSIONAMENTO DOS SEMICONDUTORES DO CONVERSOR *SEPIC*

Uma característica peculiar dos conversores estáticos operando como CFP é que as correntes nos semicondutores possuem uma envoltória em 120 Hz preenchida pela componente de alta frequência, oriunda das comutações do conversor. Este fato torna difícil o cálculo das correntes eficazes e médias, que devem ser determinadas para dimensionamento e/ou análise de perdas nos semicondutores. Neste apêndice é apresentado o dimensionamento dos semicondutores do conversor *SEPIC*, realizado através do cálculo das tensões e correntes no interruptor, no diodo de saída e nos diodos da ponte retificadora. O dimensionamento é importante para determinar os esforços de tensão e corrente e é usado para demonstrar a metodologia de cálculo das correntes com componente em 120 Hz e em alta frequência. O conversor *SEPIC* apresentado no capítulo 3 é novamente mostrado na Figura A.1.

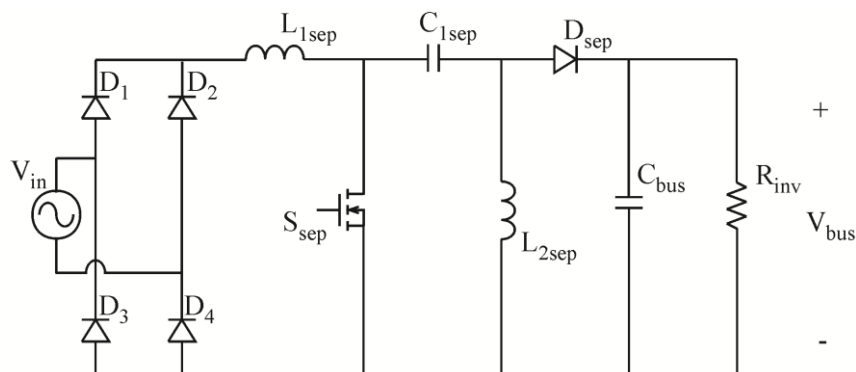


Figura A.1 – Conversor *SEPIC*

A.1 Interruptor S_{sep}

A máxima tensão de bloqueio (V_{pksw}) de S_{sep} é obtida da segunda etapa de operação do conversor *SEPIC*, dada por (A.1):

$$V_{pksw} = V_{pk} + V_{bus} \quad (\text{A.1})$$

A corrente máxima (i_{pksw}) que o interruptor deve suportar é a soma das correntes máximas de L_{1sep} e L_{2sep} , obtidas na primeira etapa de operação. Como a corrente em S_{sep} possui uma envoltória em 120 Hz, seu valor máximo ocorre no pico da tensão da rede elétrica. Em (A.2)-(A.4) é mostrado o cálculo de i_{pksw} .

$$i_{pksw} = i_{pkL1} + i_{pkL2} \quad (\text{A.2})$$

$$i_{pksw} = \frac{V_{pk}}{L_{1sep}} DT_s + \frac{V_{pk}}{L_{2sep}} DT_s \quad (\text{A.3})$$

$$i_{pksw} = \frac{V_{pk}}{L_{eq}} DT_s \quad (\text{A.4})$$

Onde:

T_s – Período de comutação do conversor *SEPIC*.

A forma de onda da corrente em S_{sep} é mostrada na Figura A.2.

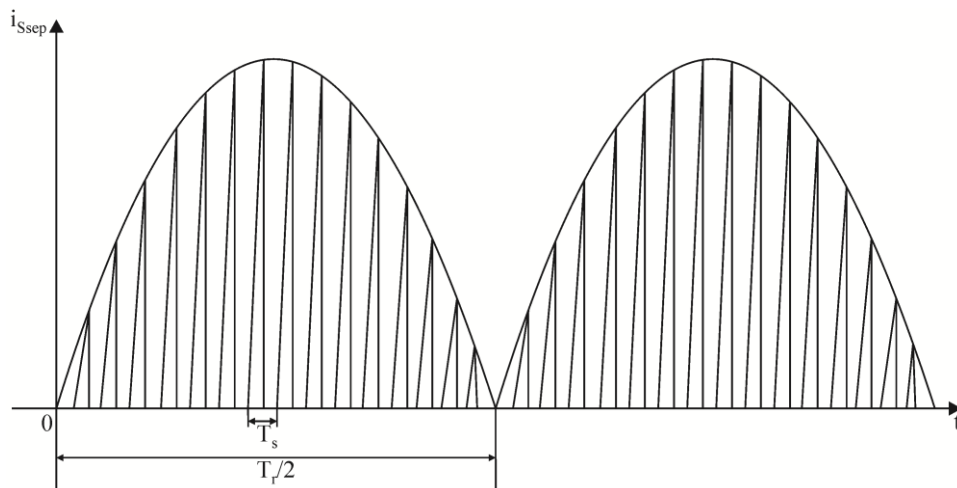


Figura A.2 - Forma de onda da corrente em S_{sep}

A corrente eficaz em S_{sep} é calculada de acordo com a metodologia proposta em [58], a qual considera a soma quadrática dos valores eficazes de cada um dos triângulos da Figura

A.2, sabendo-se da variação na altura de cada triângulo em função da variação na tensão de entrada. Para determinar o número de triângulos considerados (NT), deve-se definir a relação entre o período de comutação e meio período da rede elétrica, dada em (A.5).

$$NT = 2 \frac{T_s}{T_r} \quad (\text{A.5})$$

Onde:

T_r – Período da rede elétrica.

Desta forma, a corrente eficaz (i_{efsw}) em S_{sep} é dada por (A.6):

$$i_{efsw} = \sqrt{\frac{2}{T_r} \sum_{n=1}^{NT} \int_0^{DT_s} \left[\frac{V_{pk} \text{sen}(\omega(nT_s)t)}{L_{eq}} \right]^2 dt} \quad (\text{A.6})$$

C.2 Diodo D_{sep}

A máxima tensão reversa sobre D_{sep} (V_{pkD}) é obtida na primeira etapa de operação do conversor *SEPIC*, dada por (A.7):

$$V_{pkD} = -(V_{pk} + V_{bus}) \quad (\text{A.7})$$

A corrente de pico em D_{sep} é a mesma de S_{sep} , dada por (A.4). A corrente média em D_{sep} é determinada utilizando a mesma metodologia de cálculo da corrente eficaz em S_{sep} , dada por (A.8).

$$I_{mDsep} = \frac{2}{T_r} \sum_{n=1}^{NT} \int_{DT_s}^{D_1 T_s} \frac{-V_{bus} t}{L_{eq}} dt \quad (\text{A.8})$$

Onde:

D_1 – Tempo de descarga da componente de alta frequência da corrente de D_{sep} .

O valor de D_1 pode ser calculado supondo que a taxa de variação da corrente durante a carga de L_{1sep} é igual a taxa de variação durante a descarga do indutor (em um período de comutação), como mostrado na Figura A.3:

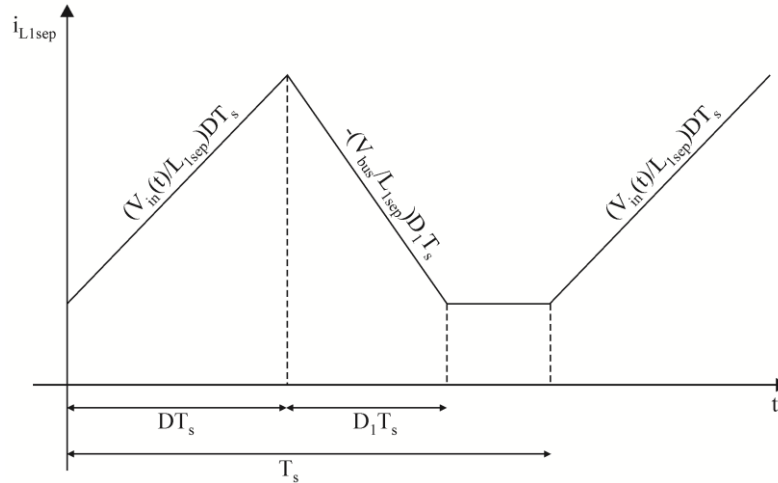


Figura A.3 – Corrente em L_{1sep} em um período de comutação

Desta forma, D_1 pode ser calculado por (A.9), (A.10):

$$\frac{V_{pk} \text{sen}(\omega(nT_s))}{L_{1sep}} DT_s = \frac{V_{bus}}{L_{1sep}} D_1 T_s \quad (\text{A.9})$$

$$D_1 = \frac{V_{pk} \text{sen}(\omega(nT_s))}{V_{bus}} D \quad (\text{A.10})$$

A.3 Diodos da ponte retificadora (D_1 - D_4)

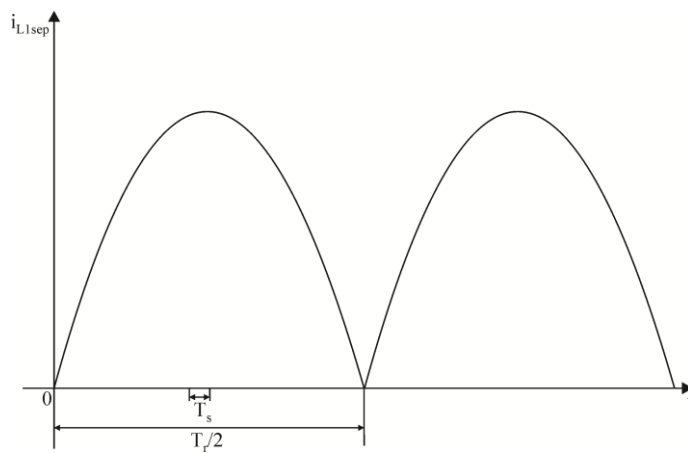
Os diodos D_1 - D_4 devem bloquear a tensão de pico da rede elétrica, V_{pk} . O conversor *SEPIC* possui entrada com característica de fonte de corrente, pelo fato de L_{1sep} ter valor elevado e estar em série com a fonte de tensão de entrada do conversor. Desta forma, a ondulação em alta frequência da corrente de entrada do conversor *SEPIC* (originada das comutações do conversor) é praticamente desprezível, se comparada à ondulação da componente de 60 Hz da corrente de entrada. Como consequência, D_1 - D_4 não precisam ser diodos rápidos, podendo ser utilizados diodos de uso geral na ponte retificadora do conversor *SEPIC*.

A forma de onda teórica da corrente de saída da ponte retificadora é mostrada na Figura A.4(a). Contudo, na prática, esta corrente tem a forma de onda mostrada na Figura A.4(b). O cálculo da corrente média em D_1 - D_4 ($i_{moD1-D4}$) é baseado na corrente da Figura A.4(a), pois a componente de alta frequência da Figura A.4(b) está incluída no modelo médio utilizado para calcular a resistência equivalente do conversor *SEPIC* vista pela rede elétrica. Desta forma, $i_{moD1-D4}$ é dada por (A.11), (A.12):

$$i_{moD1-D4} = \frac{2}{T_r} \int_0^{T_r/2} \frac{V_{pk}}{R_{sep}} \text{sen}(\omega t) dt \quad (\text{A.11})$$

$$i_{moD1-D4} = \frac{2V_{pk}}{\pi R_{sep}} = \frac{V_{pk} D^2 T_s}{\pi L_{eq}} \quad (\text{A.12})$$

Como em uma ponte retificadora de onda completa cada diodo conduz apenas durante metade de um período da rede elétrica, cada diodo deve suportar metade de $i_{moD1-D4}$.



(a)

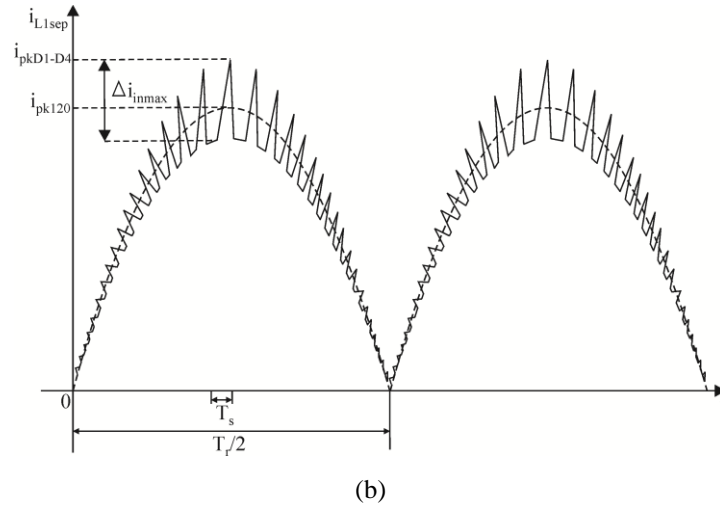


Figura A.4 – Forma de onda da corrente de saída da ponte retificadora. (a) Teórica. (b) Real

A corrente de pico nos diodos da ponte retificadora ($i_{pkD1-D4}$), que é a mesma de L_{1sep} , é dada por (A.13):

$$i_{pkD1-D4} \approx i_{pk120} + \frac{\Delta i_{inmax}}{2} \quad (\text{A.13})$$

Onde:

i_{pk120} – Corrente de pico da componente em 120 Hz;

A corrente de pico da componente de 120 Hz é dada por (A.14):

$$i_{pk120} = \frac{V_{pk}}{R_{sep}} = \frac{V_{pk} D^2 T_s}{2L_{eq}} \quad (\text{A.14})$$

A máxima variação da corrente de entrada (Δi_{inmax}) do conversor *SEPIC* em um período de comutação é dada por (A.15):

$$\Delta i_{inmax} = \frac{V_{pk}}{L_{1sep}} D T_s \quad (\text{A.15})$$

Desta maneira, (A.13) pode ser reescrita em (A.16):

$$i_{pkD1-D4} \approx V_{pk} D T_s \left(\frac{L_1 D + L_{eq}}{2L_{eq} L_1} \right) \quad (\text{A.16})$$

APÊNDICE B – INFLUÊNCIA DO FATOR DE QUALIDADE DO FILTRO RESSONANTE LCC NO DIAGRAMA DE NYQUIST

Neste apêndice é avaliada a influência do fator de qualidade do filtro ressonante LCC na inclinação do corte entre a função de transferência dos elementos lineares ($G(s)$) do REAO e a função descritiva (FD). A avaliação será realizada através do diagrama de Nyquist para três filtros ressonantes projetados (pela metodologia apresentada no capítulo 4) para a mesma potência, frequência de operação e tensão de entrada, mas com fatores de qualidade diferentes. Os dados de projeto dos filtros são:

- Tensão de barramento do REAO: $V_{bus}=300$ V;
- Frequência de comutação: $f_s=35$ kHz;
- Potência da LF: $P_{LF}=49$ W;
- Resistência equivalente da LF: $R_{LF}=765$ Ω ;
- Fatores de qualidade dos filtros ressonantes: $Q_1=0,5$, $Q_2=1,0$, $Q_3=2,0$.

Os valores dos componentes dos filtros projetados são mostrados na Tabela B.1.

Tabela B.1 – Parâmetros dos filtros LCC projetados para diferentes fatores de qualidade

| | $Q_1=0,5$ | $Q_2=1,0$ | $Q_3=2,0$ |
|------------------------------|-----------|-----------|-----------|
| Indutor ressonante (L) | 3,33 mH | 4,89 mH | 8,27 mH |
| Capacitor série (C_S) | 22 nF | 8,2 nF | 3,3 nF |
| Capacitor paralelo (C_P) | 8,2 nF | 8,2 nF | 8,2 nF |

Os parâmetros do circuito de comando do inversor meia-ponte são mostrados na Tabela B.2.

Tabela B.2 – Parâmetros do circuito de comando do inversor meia-ponte

| | |
|---|----------|
| Indutância magnetizante total referida ao secundário (L_{ms}) | 1,078 mH |
| Relação de espiras (n) | 0,188 |

A indutância magnetizante referida ao secundário (L_{ms}), assim como a relação de espiras (n) são independentes do fator de qualidade do filtro ressonante LCC. Na Figura B.1 é

mostrado o diagrama de Nyquist para os sistemas dos três filtros ressonantes projetados, em que $G1(s)$ corresponde à função de transferência do filtro com fator de qualidade Q_1 , $G2(s)$ é a função de transferência do filtro com fator de qualidade Q_2 e $G3(s)$ é a função de transferência do filtro com fator de qualidade Q_3 .

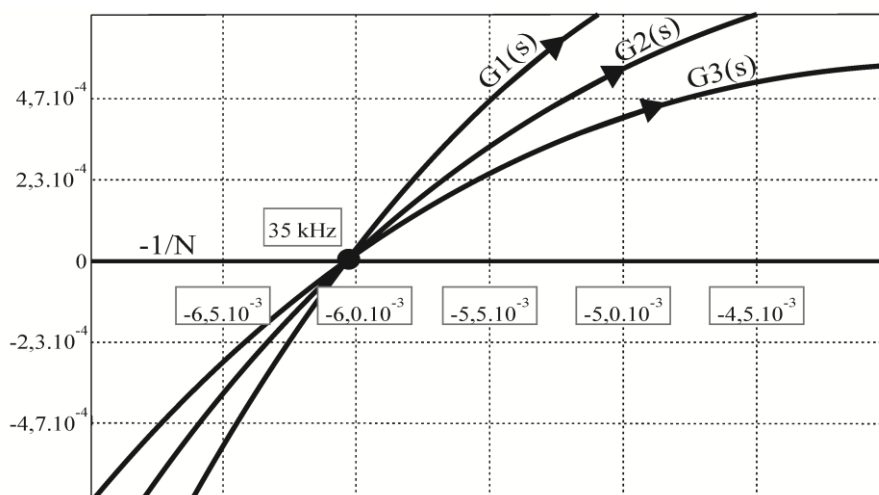


Figura B.1 - Diagrama de Nyquist para os filtros projetados com diferentes fatores de qualidade

Através da Figura B.1 pode ser observado que as três funções de transferência cortam a função descritiva no mesmo ponto (35 kHz) e no sentido horário. O que diferencia as funções de transferência é a inclinação no corte da FD. O corte de $G1(s)$ é menos tangente do que o corte de $G2(s)$ e $G3(s)$, concluindo-se que quanto menor o fator de qualidade do filtro, mais perpendicular é o corte entre $G(s)$ e FD. Se os filtros forem projetados para outros valores de potência, frequência ou tensão de entrada, por exemplo, a inclinação do corte entre as funções de transferência e a função descritiva pode ser alterada. Contudo, a relação entre o fator de qualidade do filtro LCC e a inclinação do corte da FD segue a tendência mostrada na Figura B.1, ou seja, filtros com fatores de qualidade menores terão um corte na função descritiva mais perpendicular do que filtros com fator de qualidade mais elevado. Por este motivo, altos fatores de qualidade do filtro LCC em circuitos com comando auto-oscilante podem levar a uma análise errada pelo método da função descritiva. Além do que, o erro na potência pode ser significativo devido a frequência de operação ser dependente da carga e dos parâmetros do filtro.

APÊNDICE C – REATOR ELETRÔNICO AUTO-OSCILANTE COM TENSÃO DE ENTRADA UNIVERSAL

A partir do reator eletrônico *SEPIC* meia-ponte auto-oscilante para reconhecimento de LFs foi desenvolvido um reator eletrônico com tensão de entrada universal para alimentar uma lâmpada. A ideia consiste em utilizar o reator eletrônico auto-oscilante para proporcionar alimentação do circuito com tensão de entrada universal ($V_{in}=100\text{ V}_{\text{rms}}-240\text{ V}_{\text{rms}}$), mantendo a potência da LF no seu valor nominal. Na Figura C.1 é mostrado o diagrama de blocos do circuito do REAO com entrada universal.

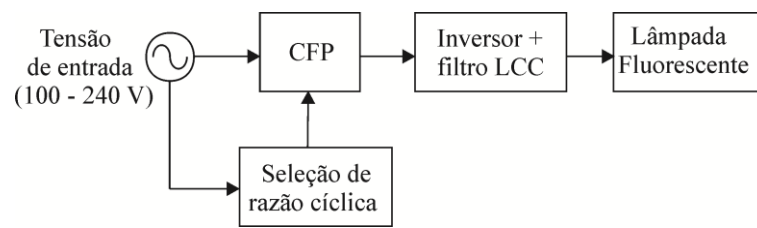


Figura C.1 – Diagrama de blocos do reator eletrônico proposto

Os estágios do reator eletrônico são os mesmos do reator eletrônico SMPAO, com a diferença que o circuito de seleção de razão cíclica (CSRCI) do REAO com entrada universal é conectado à entrada da rede de energia elétrica. O circuito do reator eletrônico proposto é apresentado na Figura C.2. Este reator mantém as características do reator eletrônico SMPAO para reconhecimento de lâmpadas fluorescentes: estágio CFP e inversor implementados com o circuito de comando auto-oscilante, sem o emprego de CIs dedicados para reatores eletrônicos. O CSRCI do REAO com entrada universal tem a mesma ideia do CSRC do reator eletrônico SMPAO: fornecer uma tensão constante no semiciclo positivo da tensão *gate-source* do S_{sep} para alterar a razão cíclica do conversor *SEPIC*. O CSRCI faz a medida da tensão de entrada e, através de variação da razão cíclica do conversor *SEPIC*, compensa variações na tensão de entrada para manter constante a tensão de barramento. Desta forma, mantendo o barramento fixo, a frequência de operação do inversor meia-ponte e a potência fornecida à lâmpada também são mantidas constantes. A metodologia desenvolvida foi empregada para alimentar um LF T8 de 32 W. Na Figura C.3 é mostrada a relação que deve

ser satisfeita entre a tensão da rede de energia elétrica e a tensão de saída do CSRCI, para manter a potência da LF regulada no seu valor nominal.

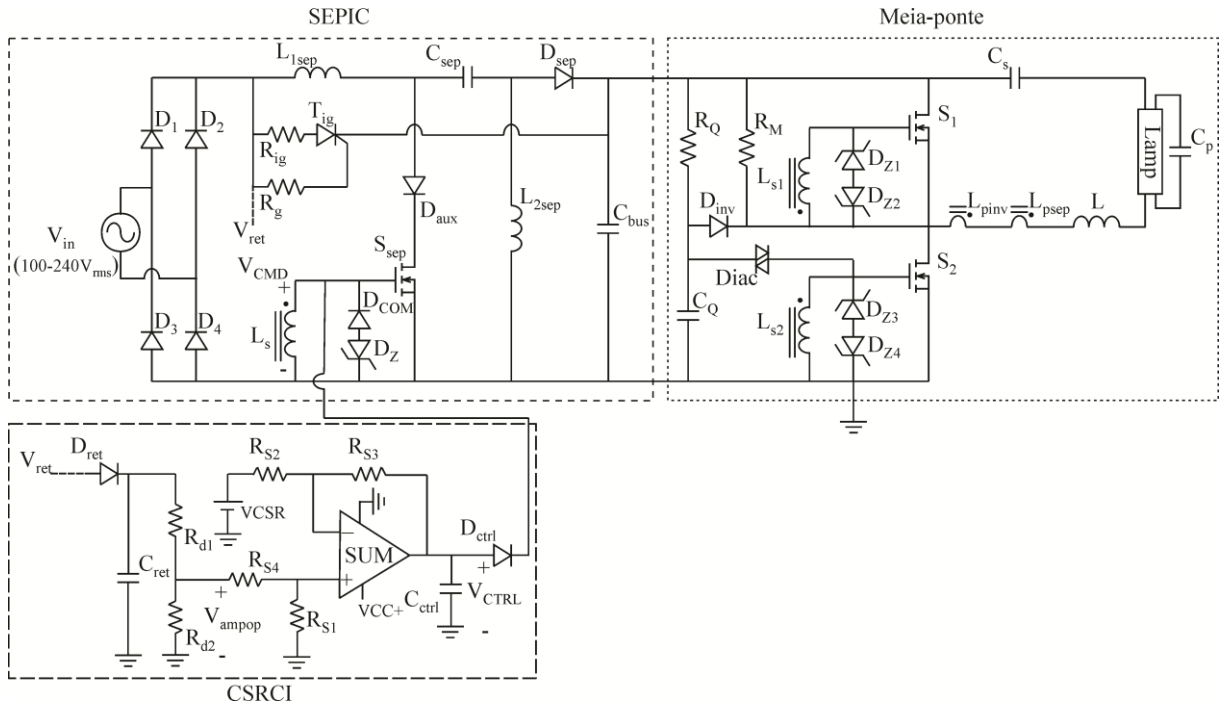


Figura C.2 – Reator eletrônico auto-oscilante com tensão de entrada universal

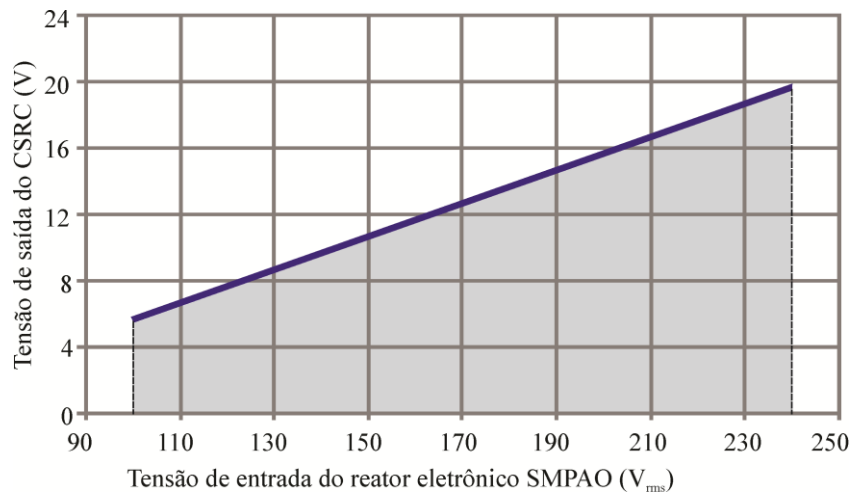
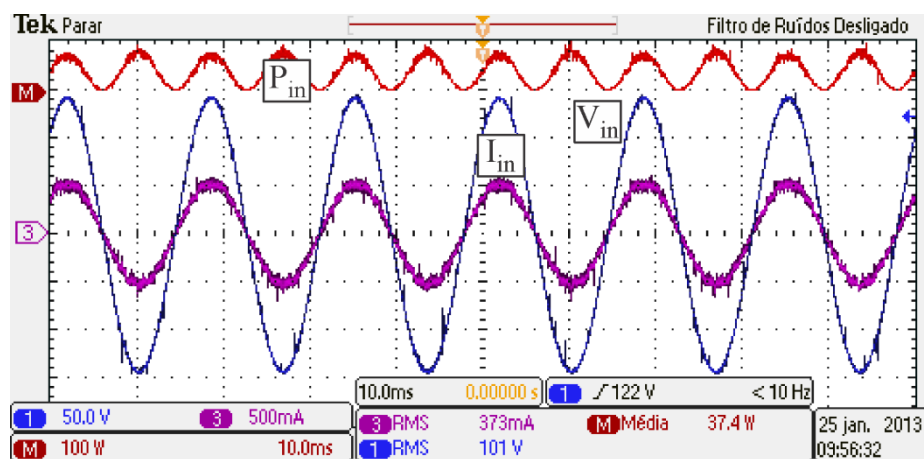


Figura C.3 – Tensão de saída do CSRC em função da tensão da rede de energia elétrica

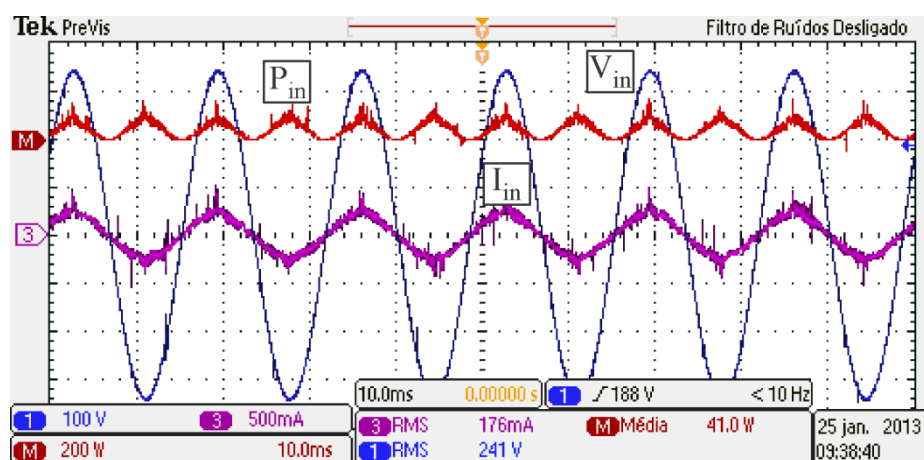
A relação que descreve o gráfico da Figura C.3 é dada por (C.1):

$$V_{CTRL} = 0,074\sqrt{2}V_{in} - 4,3 \tag{C.1}$$

Como pode ser visto na Figura C.3 há uma relação linear entre a tensão de saída do CSRCI e a tensão da rede de energia elétrica, o que possibilitou que o circuito do CSRCI fosse simples e com um pequeno número de componentes para atender (C.1). Nas Figuras C.4(a) e (b) são apresentadas as formas de onda de tensão, corrente e potência de entrada do REAO com entrada universal para os valores limites de tensão de entrada, $100 V_{rms}$ e $240 V_{rms}$.



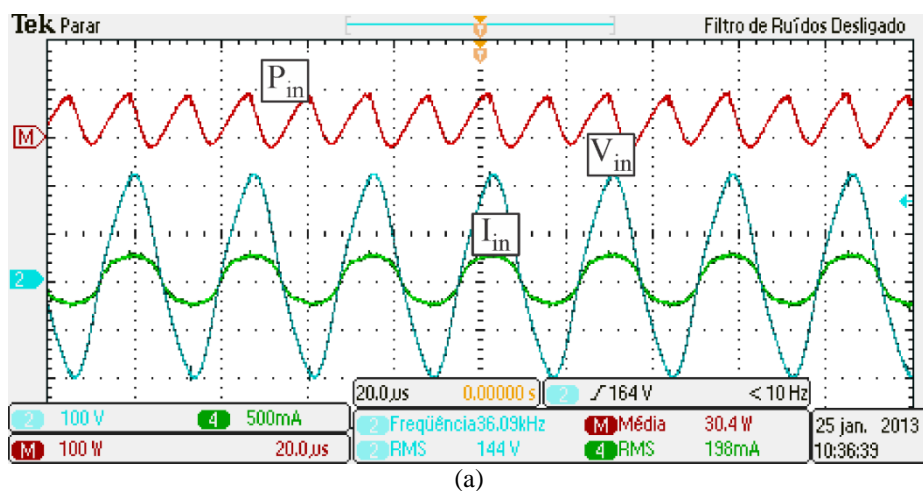
(a)



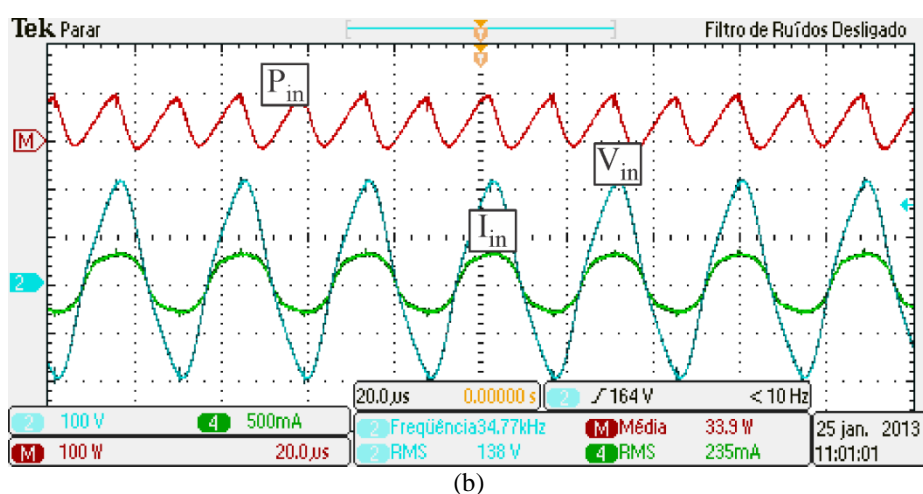
(b)

Figura C.4 - Tensão, corrente e potência de entrada. (a) Tensão de entrada $100 V_{rms}$ ($50 V/div$; $500 mA/div$; $100 W/div$; $10 ms/div$). (b) Tensão de entrada $240 V_{rms}$ ($100 V/div$; $500 mA/div$; $200 W/div$; $10 ms/div$).

A potência de entrada tem valor de $37,4 W$ para $V_{in}=100 V_{rms}$ e $41,0 W$ para $V_{in}=240 V_{rms}$. Nas Figuras C.5(a) e (b) são apresentadas as formas de onda da tensão, corrente e potência na LF.



(a)



(b)

Figura C.5 - Tensão, corrente e potência na LF. (a) Tensão de entrada 100 V_{rms} (100 V/div; 500 mA/div; 100 W/div; 20 μs/div). (b) Tensão de entrada 240 V_{rms} (100 V/div; 500 mA/div; 100 W/div; 20 μs /div).

Pode-se ver pelas formas de onda da Figura C.5 que a potência de saída teve valor próximo ao nominal da LF, 32 W, para os extremos de tensão de entrada, 30,4 W para $V_{in}=100$ V_{rms} e 33,9 W para $V_{in}=240$ V_{rms}. A Figura C.6 mostra o gráfico de potência da LF em função da tensão de entrada para toda a faixa de operação do reator eletrônico proposto, comparado com o mesmo reator atuando sem o CSRCI.

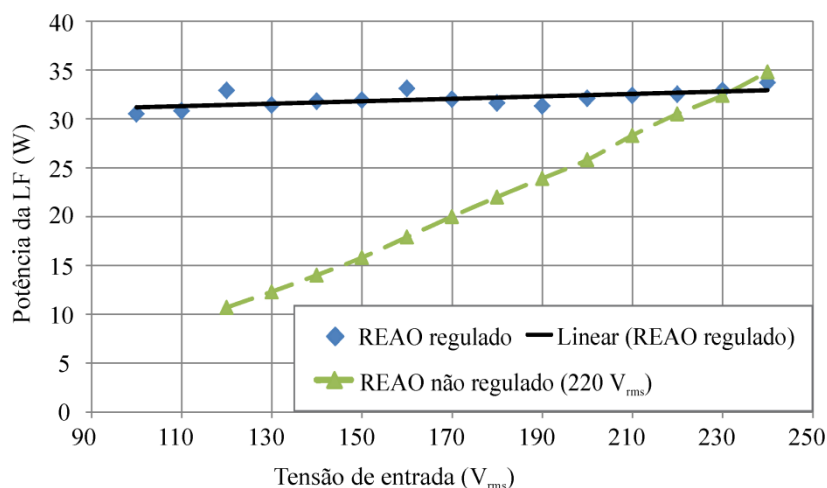


Figura C.6 – Potência da LF em função da tensão de entrada

Para toda a faixa de tensão de entrada a potência da LF manteve-se regulada, com um erro máximo de 5% com relação ao seu valor nominal. Ao contrário, REAO operando sem o CSRCI apresenta grande sensibilidade de potência com relação à tensão da rede de energia elétrica. Na Figura C.7 é apresentado o gráfico do rendimento em função da tensão de entrada do REAO com entrada universal.

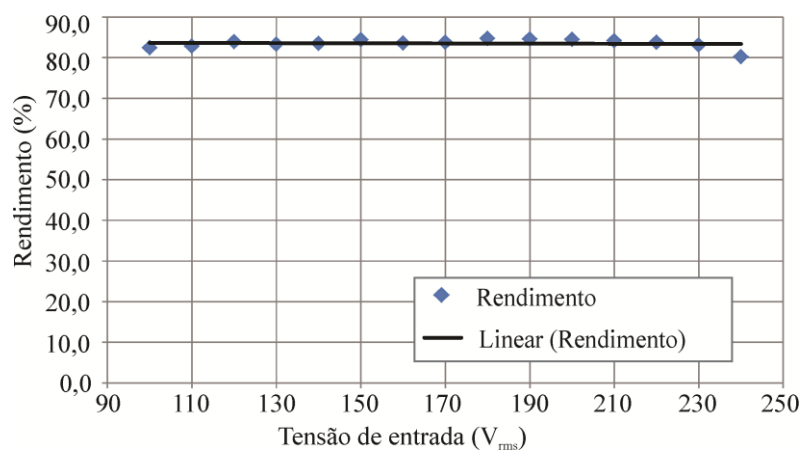


Figura C.7 – Rendimento do REAO com entrada universal em função da tensão de entrada

O rendimento do reator eletrônico variou entre 80 e 85%. Apesar da norma IEC61000-3-2 especificar os limites das harmônicas injetadas na rede pública de alimentação para as tensões de entrada entre 220 V_{rms} e 240 V_{rms} , o REAO com entrada universal atendeu à norma para toda a faixa de tensão de entrada. O fator de potência medido foi de 0,99 para toda a faixa de V_{in} .

O REAO com entrada universal mostrou-se uma boa alternativa para implementar um reator eletrônico com entrada universal, considerando a simplicidade e o número reduzido de componentes da solução proposta. O erro máximo da potência da LF com relação ao seu valor nominal ficou próximo a 5%. Este erro poderia ser diminuído caso fossem empregados CIs dedicados no reator eletrônico, como por exemplo, o CI L6562. Contudo, em comparação com a topologia proposta, o aumento do número de componentes do circuito não justificaria a utilização de CIs dedicados.