

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

Paulo Ricardo Alves Reginatto

**PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM PRÉ-REGULADOR DE
FATOR DE POTÊNCIA APLICADO A LÂMPADAS
FLUORESCENTES T5 COM FLUXO LUMINOSO VARIÁVEL**

**Santa Maria, RS
2016**

PPGEE/UFSM, RS

REGINATTO, Paulo

Mestre

2016

Paulo Ricardo Alves Reginatto

PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM PRÉ-REGULADOR DE FATOR DE POTÊNCIA APLICADO A LÂMPADAS FLUORESCENTES T5 COM FLUXO LUMINOSO VARIÁVEL

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica na área de Concentração em Processamento de Energia, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para a obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica**.

Orientador: Dr. Eng. Álysson Raniere Seidel
Coorientador: Dr. Eng. Rodrigo Varella Tambara

Santa Maria, RS
2016

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

Reginatto, Paulo

Projeto e Implementação de um Pré-regulador de Fator de Potência Aplicado a Lâmpadas Fluorescentes T5 com Fluxo Luminoso Variável / Paulo Reginatto.- 2016.

204 p.; 30 cm

Orientador: Álysson Seidel

Coorientador: Rodrigo Tambara

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, RS, 2016

1. Reator Eletrônico 2. Controle Digital 3. Compensador PI 4. Fator de Potência 5. Variação do Fluxo Luminoso I. Seidel, Álysson II. Tambara, Rodrigo III. Título.

Paulo Ricardo Alves Reginatto

PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM PRÉ-REGULADOR DE FATOR DE POTÊNCIA APLICADO A LÂMPADAS FLUORESCENTES T5 COM FLUXO LUMINOSO VARIÁVEL

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica na área de Concentração em Processamento de Energia, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para a obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica**.

Aprovado em 23 de Dezembro de 2016:

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

Rodrigo Varella Tambara, Dr. Eng. (UFSM)
(Coorientador)

Marcelo Freitas da Silva, Dr. Eng. (UFSM)

Juliano de Pelegrini Lopes, Dr. Eng. (UTFPR)

Santa Maria, RS
2016

*Aos meus pais, João Batista Reginatto Sobrinho e
Regina Conceição Alves Reginatto, pelo apoio,
motivação, carinho e confiança.*

AGRADECIMENTOS

Inicialmente, agradeço ao professor Álysson Raniere Seidel, por ter me concedido a oportunidade da realização deste trabalho sob a sua orientação, pelo exemplo de dedicação profissional, pelos conhecimentos que pude adquirir ao trabalhar ao seu lado, pelos seus conselhos, sua amizade e sua paciência.

Ao professor Rodrigo Varella Tambara, meu coorientador neste trabalho, que sempre esteve presente para discutir as idéias do trabalho, com muita dedicação e amizade.

Ao professor Marcelo Freitas da Silva, pelo aconselhamento, dedicação, amizade e apoio durante a realização desse trabalho.

Ao professor Mikhail Polonskii, que mesmo a distância, sempre apoiou e contribui com o desenvolvimento do trabalho.

A todos os professores do Colégio Técnico Industrial de Santa Maria, da Graduação em Engenharia Elétrica e do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, que nunca pouparam esforços para transmitir os seus conhecimentos.

Aos funcionários e amigos do Colégio Técnico Industrial de Santa Maria e do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, pelo exemplo de profissionalismo dedicação, apoio e amizade.

A todos os colegas do GEDRE - Inteligência em Iluminação e do GSEC - Grupo de Pesquisa e Desenvolvimento em Sistemas Eletrônicos e Computacionais, por proporcionarem um ambiente agradável de trabalho, pela amizade, risadas e informações compartilhadas. Em especial ao colega Eduardo Minuzzi Viera, que teve contribuição direta nos experimentos do trabalho.

Um agradecimento especial aos meus pais, João Batista Reginatto Sobrinho e Regina Conceição Alves Reginatto, pelo amor e confiança incondicionais. A maior parte do que sou é fruto dos ensinamentos, conselhos e da educação que deles recebi.

À minha irmã, Lais Medianeira Alves Reginatto, pelo apoio durante toda a minha vida.

Aos amigos e amigas que passaram pelo meu caminho e que, de alguma forma, me propiciaram bons momentos e evolução pessoal. Em especial ao amigo José Alfredo Souza de Souza Junior, pelo exemplo de boa conduta, conselhos e apoio durante todos esses anos. Agradeço a todos pela troca de experiências e momentos de alegria.

“Já que tudo é um reflexo da nossa mente, tudo pode ser mudado pelas nossas mentes.”

Buddha

RESUMO

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

PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM PRÉ-REGULADOR DE FATOR DE POTÊNCIA APLICADO A LÂMPADAS FLUORESCENTES T5 COM FLUXO LUMINOSO VARIÁVEL

AUTOR: PAULO RICARDO ALVES REGINATTO, ENG.
ORIENTADOR: ÁLYSSON RANIERE SEIDEL, DR. ENG.
COORIENTADOR: RODRIGO VARELLA TAMBARA, DR. ENG.
Local da Defesa e Data: Santa Maria - RS, 23 de Dezembro de 2016

Essa dissertação apresenta o desenvolvimento de um pré-regulador de fator de potência aplicado a um reator eletrônico com variação de fluxo luminoso para uma lâmpada fluorescente modelo T5. Diversas técnicas para o controle da variação da potência em lâmpadas fluorescentes já foram discutidas na literatura, sendo que nesse trabalho será abordado um método que mescla duas das principais técnicas, que são: o controle feito pela variação da tensão de barramento e o controle feito através da variação da frequência de comutação do inversor ressonante. Para isso, o reator é composto de um estágio pré-regulador de fator de potência, formado por um conversor *SEPIC* com tensão de saída variável e controlada digitalmente, um inversor *half-bridge* e um filtro LCC ressonante. No estágio pré-regulador é utilizado um compensador proporcional integral para os diversos níveis de tensão de saída, o qual proporciona uma tensão de barramento com erro praticamente nulo em relação a referência e uma satisfatória resposta quando submetido a distúrbios da rede elétrica. O controle do inversor *half-bridge* é feito pelo CI IR21592, o qual, através de uma malha PLL, mantém o ângulo de fase da corrente do filtro ressonante fixo para toda faixa de operação do reator. Para a validação do desempenho do método proposto, é também avaliado o rendimento do circuito operando de forma clássica, utilizando uma tensão de barramento fixa e controlando o ângulo de fase da corrente do filtro ressonante para se obter a variação do fluxo luminoso da lâmpada. Também é avaliado o preaquecimento e o aquecimento dos filamentos da lâmpada durante a variação da potência, realizado por um conversor *Flyback*.

Palavras-chave: Reator Eletrônico; Controle Digital; Compensador PI; Fator de Potência; Variação do Fluxo Luminoso.

ABSTRACT

Master Thesis
Post-Graduation in Eletrical Engineering
Federal University of Santa Maria, RS, Brazil

DESIGN AND IMPLEMENTATION OF A POWER FACTOR PRE-REGULATOR APPLIED TO DIMMABLE FLUORESCENT LAMPS T5 SYSTEM

AUTHOR: ENG. PAULO RICARDO ALVES REGINATTO
ADVISOR: DR. ENG. ÁLYSSON RANIERE SEIDEL
SUB-ADVISOR: DR. ENG. RODRIGO VARELLA TAMBARA

In this master thesis, the development of an electronic ballast with variable luminous flux for a T5 fluorescent lamp is presented. Several technics for the control of the power variation have already been discussed in the literature. Therefore, this work presents a method that blends two of the most traditional technics: the control done by altering the bus voltage and the control done through the changing of the switching frequency. To achieve this, the electronic circuit is composed by a power factor pre-regulator, which is a SEPIC converter with digitally controlled output voltage, a half-bridge inverter and a LCC resonant filter. For the pre-regulation stage, a proportional-integral compensator is used as the control method, which provides different levels of output voltage with an almost zero error when compared to the reference voltage and a satisfactory response to line disturbances. The half-bridge inverter control is done with the IR21592 IC, which keeps the phase angle fixed for the system's entire operation band through a phase control loop. In order to validate the efficiency of this method, the electronic circuit is also evaluated when operating with the classical approach, by using a constant bus voltage and controlling the phase angle of the resonant filter to change the lamp's luminous flux. Furthermore, the pre-heating of the lamp's filaments is analyzed and its temperatures are controlled by a Flyback converter, according to the power variation.

Keywords: Electronica Ballast; Digital Control; PI Compensator; Power Factor; Dimming.

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1	DIAGRAMA GERAL DA ESTRUTURA PARA A VARIAÇÃO DO FLUXO LUMINOSO DA LF.	38
FIGURA 2	LÂMPADAS FLUORESCENTES COM ELETRODOS.	42
FIGURA 3	ASPECTO CONSTRUTIVO DE UMA LÂMPADA FLUORESCENTE TUBULAR.	42
FIGURA 4	DIAGRAMA DO FLUXO DE POTÊNCIA INTERNA DE UMA LF.	43
FIGURA 5	TRANSFORMAÇÃO DA ENERGIA ELÉTRICA EM ENERGIA LUMINOSA EM UMA LF.	44
FIGURA 6	DEPRECIAÇÃO DO FLUXO LUMINOSO DE UMA LF T5 28 W 840 PHILIPS.	46
FIGURA 7	EXPECTATIVA DE VIDA DE UMA LF T5 COM UM CICLO DE COMUTAÇÃO DE 3 H.	49
FIGURA 8	CORRENTES NO ELETRODO DE UMA LÂMPADA FLUORESCENTE.	52
FIGURA 9	CURVAS DO MÉTODO <i>SoS</i> PARA LFs PHILIPS TL5 HE.	54
FIGURA 10	PRINCIPAIS CONVERSORES UTILIZADOS COMO PRÉ-REGULADORES DE POTÊNCIA.	64
FIGURA 11	ANÁLISE DOS MODOS DE OPERAÇÃO DOS CONVERSORES <i>Cúk</i> , <i>SEPIC</i> E <i>Zeta</i> A PARTIR DA CORRENTE NO DIODO DE SAÍDA.	67
FIGURA 12	TOPOLOGIA DO CONVERSOR <i>SEPIC</i>	68
FIGURA 13	TENSÃO E CORRENTE DE ENTRADA DO CONVERSOR <i>SEPIC</i> OPERANDO EM <i>DCM</i>	68
FIGURA 14	ESTÁGIOS DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR <i>SEPIC</i>	69
FIGURA 15	MODOS DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR <i>SEPIC PFC</i>	71
FIGURA 16	FLUXOGRAMA PARA DETERMINAÇÃO DA RAZÃO CÍCLICA DE PROJETO DO <i>SEPIC PFC</i>	75
FIGURA 17	CURVA DA VARIAÇÃO DA RAZÃO CÍCLICA PARA TODA FAIXA DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR	80
FIGURA 18	TOPOLOGIA DO CONVERSOR <i>SEPIC</i> SIMULADA.	81
FIGURA 19	PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA PARA $V_o=40$ V, $V_o=170$ V E $V_o=300$ V, RESPECTIVAMENTE.	82

FIGURA 20	DIVISÃO DA CADEIA INVARIANTE NO TEMPO E DA CADEIRA DE INTERRUPTORES DO CONVERSOR <i>SEPIC</i>	86
FIGURA 21	FORMAS DE ONDA DA TENSÃO E CORRENTE EM CADA UM DOS COMPONENTES ATIVOS.	87
FIGURA 22	TRANSFERÊNCIA DE POTÊNCIA ENTRE OS INTERRUPTORES.	88
FIGURA 23	MODELO MÉDIO EQUIVALENTE PARA GRANDES SINAIS DO CONVERSOR <i>SEPIC</i>	89
FIGURA 24	MODELO MÉDIO EQUIVALENTE DE PEQUENOS SINAIS DO CONVERSOR <i>SEPIC</i>	92
FIGURA 25	COMPARAÇÃO DO SINAL DE SAÍDA DO CONVERSOR SIMULADO COM A RESPOSTA DO MODELO DE PEQUENOS SINAIS $G(s)$ PARA O PONTO DE OPERAÇÃO DE MENOR POTÊNCIA (3,5 W).	92
FIGURA 26	COMPARAÇÃO DO SINAL DE SAÍDA DO CONVERSOR SIMULADO COM A RESPOSTA DO MODELO DE PEQUENOS SINAIS $G(s)$ PARA O PONTO DE OPERAÇÃO DE POTÊNCIA INTERMEDIÁRIO (17,25 W).	93
FIGURA 27	COMPARAÇÃO DO SINAL DE SAÍDA DO CONVERSOR SIMULADO COM A RESPOSTA DO MODELO DE PEQUENOS SINAIS $G(s)$ PARA O PONTO DE OPERAÇÃO DE MAIOR POTÊNCIA (31 W).	93
FIGURA 28	MALHA DE CONTROLE DA TENSÃO DE BARRAMENTO DO CONVERSOR <i>SEPIC</i>	95
FIGURA 29	DETALHAMENTO DA COMPOSIÇÃO DO SINAL PWM.	95
FIGURA 30	IMPACTO DO GANHO K_P E DO TEMPO INTEGRAL T_i NA PERFORMANCE DO COMPENSADOR PI.	97
FIGURA 31	RESPOSTA AO DEGRAU DA PLANTA NO DOMÍNIO CONTÍNUO E DISCRETO COM <i>ZOH</i>	98
FIGURA 32	DIAGRAMAS DE BODE DO SISTEMA COMPENSADO EM MALHA ABERTA DISCRETO, PARA OS PONTOS DE OPERAÇÃO DE 40 A 222 V.	101
FIGURA 33	RESPOSTA EM FREQUÊNCIA PARA OS PONTOS DE OPERAÇÃO DE 248 A 300 V.	102
FIGURA 34	ESQUEMÁTICO DO CIRCUITO SIMULADO.	104

FIGURA 35	FORMAS DE ONDA SIMULADAS PARA A TENSÃO DE ENTRADA, CORRENTE DE ENTRADA, CORRENTE NO DIODO E TENSÃO DE SAÍDA, EM ALTA E BAIXA FREQUÊNCIA, PARA O CASO DE MENOR POTÊNCIA (3,5 W).	104
FIGURA 36	FORMAS DE ONDA SIMULADAS PARA A TENSÃO DE ENTRADA, CORRENTE DE ENTRADA, CORRENTE NO DIODO E TENSÃO DE SAÍDA, EM ALTA E BAIXA FREQUÊNCIA, PARA O PONTO DE OPERAÇÃO INTERMEDIÁRIO (17,25 W).	105
FIGURA 37	FORMAS DE ONDA SIMULADAS PARA A TENSÃO DE ENTRADA, CORRENTE DE ENTRADA, CORRENTE NO DIODO E TENSÃO DE SAÍDA, EM ALTA E BAIXA FREQUÊNCIA, PARA O CASO DE MAIOR POTÊNCIA (31 W).	106
FIGURA 38	<i>Tiva C Series TM4C1294</i>	107
FIGURA 39	FORMAS DE ONDA DA TENSÃO DE ENTRADA (CANAL 1 - 200 V/DIV.), CORRENTE DE ENTRADA (CANAL 4 - 30 mA/DIV.), CORRENTE NO DIODO (CANAL 2 - 200 mA/DIV) E TENSÃO DE SAÍDA (CANAL 3 - 20V/DIV.) PARA O PONTO DE MENOR POTÊNCIA (3,5 W). ESCALA HORIZONTAL DA JANELA SUPERIOR: 5 MS/DIV. ESCALA HORIZONTAL DA JANELA INFERIOR: 20 μ S/DIV.	108
FIGURA 40	FORMAS DE ONDA DA TENSÃO DE ENTRADA (CANAL 1 - 200 V/DIV.), CORRENTE DE ENTRADA (CANAL 4 - 200 mA/DIV.), CORRENTE NO DIODO (CANAL 2 - 300 mA/DIV) E TENSÃO DE SAÍDA (CANAL 3 - 20V/DIV.) PARA O PONTO DE POTÊNCIA INTERMEDIÁRIA (17,25 W). ESCALA HORIZONTAL DA JANELA SUPERIOR: 5 MS/DIV. ESCALA HORIZONTAL DA JANELA INFERIOR: 20 μ S/DIV.	109
FIGURA 41	FORMAS DE ONDA DA TENSÃO DE ENTRADA (CANAL 1 - 200 V/DIV.), CORRENTE DE ENTRADA (CANAL 4 - 300 mA/DIV.), CORRENTE NO DIODO (CANAL 2 - 400 mA/DIV) E TENSÃO DE SAÍDA (CANAL 3 - 20V/DIV.) PARA O PONTO DE POTÊNCIA INTERMEDIÁRIA (31 W). ESCALA HORIZONTAL DA JANELA SUPERIOR: 5 MS/DIV. ESCALA HORIZONTAL DA JANELA INFERIOR: 20 μ S/DIV.	109
FIGURA 42	DISTÚRBO DE -10% NA TENSÃO DA REDE ELÉTRICA (CANAL 1 - 200 V/DIV.) E RESPOSTA DA TENSÃO DE SAÍDA (CANAL 3 - 2 V/DIV.) PARA O PONTO DE MENOR POTÊNCIA (3,5 W). ESCALA HORIZONTAL: 200 MS/DIV.	110

FIGURA 43	DISTÚRBIO DE +10% NA TENSÃO DA REDE ELÉTRICA (CANAL 1 - 200 V/DIV.) E RESPOSTA DA TENSÃO DE SAÍDA (CANAL 3 - 2 V/DIV.) PARA O PONTO DE MENOR POTÊNCIA (3,5 W). ESCALA HORIZONTAL: 200 MS/DIV. . .	110
FIGURA 44	DISTÚRBIO DE -10% NA TENSÃO DA REDE ELÉTRICA (CANAL 1 - 200 V/DIV.) E RESPOSTA DA TENSÃO DE SAÍDA (CANAL 3 - 10 V/DIV.) PARA O PONTO DE MAIOR POTÊNCIA (31 W). ESCALA HORIZONTAL: 500 MS/DIV. . . .	111
FIGURA 45	DISTÚRBIO DE +10% NA TENSÃO DA REDE ELÉTRICA (CANAL 1 - 200 V/DIV.) E RESPOSTA DA TENSÃO DE SAÍDA (CANAL 3 - 10 V/DIV.) PARA O PONTO DE MAIOR POTÊNCIA (31 W). ESCALA HORIZONTAL: 500 MS/DIV. . . .	111
FIGURA 46	VARIAÇÃO DA TENSÃO DE SAÍDA (CANAL 3 - 50 V/DIV.) PARA CADA UM DOS PONTOS DE OPERAÇÃO DE FORMA CRESCENTE. ESCALA HORIZONTAL: 5 S/DIV.	112
FIGURA 47	VARIAÇÃO DA TENSÃO DE SAÍDA (CANAL 3 - 50 V/DIV.) PARA CADA UM DOS PONTOS DE OPERAÇÃO DE FORMA CRESCENTE. ESCALA HORIZONTAL: 5 S/DIV.	113
FIGURA 48	INVERSOR <i>half-bridge</i> CONTROLADO PELO CI RI21592.	116
FIGURA 49	RELAÇÃO DO ÂNGULO DE FASE ENTRE CORRENTE E TENSÃO DO FILTRO E A POTÊNCIA NA LÂMPADA.	117
FIGURA 50	LÓGICA INTERNA DO CIRCUITO DE PRAQUECIMENTO DO IR21592.	118
FIGURA 51	FORMAS DE ONDA INTERNAS DO CIRCUITO DE PRAQUECIMENTO DO IR21592. FONTE: INTERNATIONAL RECTIFIER DATA SHEET NO. PD601194_A	119
FIGURA 52	LÓGICA INTERNA DO CIRCUITO DE IGNIÇÃO DO IR21592.	120
FIGURA 53	FORMA DE ONDA DO CIRCUITO DE DETECÇÃO DE IGNIÇÃO DA LF NO IR21592.	121
FIGURA 54	LÓGICA INTERNA DO CIRCUITO DE CONTROLE DO FLUXO LUMINOSO.	122
FIGURA 55	FORMAS DE ONDA INTERNAS DO CIRCUITO DE CONTROLE DE FLUXO LUMINOSO.	123
FIGURA 56	FILTRO LC SÉRIE C PARALELO APLICADO A UMA LÂMPADA FLUORESCENTE.	124
FIGURA 57	OPERAÇÃO TÍPICA DE FUNCIONAMENTO DE UMA LF.	125
FIGURA 58	FILTRO LCC SENDO REPRESENTADO EM SUAS DUAS ETAPAS DE OPERAÇÃO.	125

FIGURA 59	FORMAS DE ONDA INTERNAS DO CIRCUITO DE CONTROLE DE FLUXO LUMINOSO.	128
FIGURA 60	DADOS DE PROJETO INSERIDOS NO <i>software Ballast Designer V. 4.2.26</i>	130
FIGURA 61	DADOS DE PROJETO INSERIDOS NO <i>software Ballast Designer V. 4.2.26</i>	131
FIGURA 62	FLUXOGRAMA DO IR21592 COM OS MODOS DE FALHA E AS RESTRIÇÕES DE CADA ETAPA DE OPERAÇÃO.	133
FIGURA 63	REPRESENTAÇÃO DOS PONTOS DE OPERAÇÃO DA LÂMPADA DE ACORDO COM A VARIAÇÃO DE FREQUÊNCIA DO INVERSOR.	135
FIGURA 64	CORRENTE NO INDUTOR RESSONANTE DURANTE O PREAQUECIMENTO, IGNIÇÃO E REGIME PERMANENTE.	136
FIGURA 65	TENSÃO NA LÂMPADA NO PREAQUECIMENTO, IGNIÇÃO E REGIME PERMANENTE.	136
FIGURA 66	TOPOLOGIA FLYBACK DE DUAS SAÍDAS UTILIZADA NO AQUECIMENTO DOS FILAMENTOS.	138
FIGURA 67	CONEXÃO DO CONVERSOR DE AQUECIMENTO DOS FILAMENTOS COM OS SENTIDOS CORRENTES DO MÉTODO <i>SoS</i>	138
FIGURA 68	CORRENTE I_{LL} (CANAL 1 - 100 mA/DIV.), CORRENTE I_{DL} (CANAL 2 - 50 mA/DIV.), TENSÃO DE BARRAMENTO (CANAL 3 - 100 V/DIV.) E CORRENTE I_{LH} (CANAL 4 - 250 mA/DIV.) PARA O PONTO DE MENOR POTÊNCIA. ESCALA HORIZONTAL (1 MS/DIV).	139
FIGURA 69	CORRENTE I_{LL} (CANAL 1 - 200 mA/DIV.), CORRENTE I_{DL} (CANAL 2 - 200 mA/DIV.), TENSÃO DE BARRAMENTO (CANAL 3 - 350 V/DIV.) E CORRENTE I_{LH} (CANAL 4 - 100 mA/DIV.) PARA O PONTO DE MAIOR POTÊNCIA. ESCALA HORIZONTAL (1 MS/DIV).	139
FIGURA 70	GRÁFICO <i>SoS</i> PARA O AQUECIMENTO DOS FILAMENTOS ATRAVÉS DO CONVERSOR <i>Flyback</i> PARA O MÉTODO <i>Dim_{vf}</i>	141
FIGURA 71	TOPOLOGIA UTILIZADA PARA O AQUECIMENTO DOS FILAMENTOS NO MÉTODO <i>Dim_f</i>	141
FIGURA 72	GRÁFICO <i>SoS</i> PARA O AQUECIMENTO DOS FILAMENTOS ATRAVÉS DA DIVISÃO DE CAPACITORES PARA O MÉTODO <i>Dim_f</i>	142
FIGURA 73	TENSÃO DE SAÍDA DO CONVERSOR <i>Flyback</i> UTILIZADO NO PREAQUECIMENTO DOS FILAMENTOS.	143

FIGURA 74	TENSÃO ENTRE OS TERMINAIS DA LF DURANTE O PREAQUECIMENTO E IGNIÇÃO.	144
FIGURA 75	ESQUEMÁTICO GERAL DO REATOR PROPOSTO PARA O MÉTODO Dim_{vf} .	146
FIGURA 76	TENSÃO DE ENTRADA (V_{in}) (CANAL 1 - 100 V/DIV.), CORRENTE DE ENTRADA (i_{in}) (CANAL 2 - 50 mA/DIV.) E TENSÃO DE BARRAMENTO (CANAL 3 - 6 V/DIV.) PARA O PONTO DE MENOR POTÊNCIA DO MÉTODO Dim_{vf} . ESCALA HORIZONTAL (10 MS/DIV).	147
FIGURA 77	TENSÃO DE ENTRADA (V_{in}) (CANAL 1 - 100 V/DIV.), CORRENTE DE ENTRADA (i_{in}) (CANAL 2 - 500 mA/DIV.) E TENSÃO DE BARRAMENTO (CANAL 3 - 50 V/DIV.) PARA O PONTO DE MAIOR POTÊNCIA DO MÉTODO Dim_{vf} . ESCALA HORIZONTAL (10 MS/DIV).	147
FIGURA 78	ANÁLISE HARMÔNICA EM COMPARAÇÃO COM A NORMA IEC 61000-3-2 (CLASSE C) PARA O PONTO DE OPERAÇÃO DE MENOR POTÊNCIA	148
FIGURA 79	ANÁLISE HARMÔNICA EM COMPARAÇÃO COM A NORMA IEC 61000-3-2 (CLASSE C) PARA O PONTO DE OPERAÇÃO DE MAIOR POTÊNCIA	148
FIGURA 80	TENSÃO NA ENTRADA DO FILTRO RESSONANTE (V_f) (CANAL 4 - 9,2 V/DIV.), CORRENTE DO FILTRO RESSONANTE (i_f) (CANAL 2 - 200 mA/DIV.) PARA O PONTO DE MENOR POTÊNCIA DO MÉTODO Dim_{vf} . ESCALA HORIZONTAL (5 μ S/DIV).	149
FIGURA 81	TENSÃO DE ENTRADA V_{in} (CANAL 4 - 100 V/DIV.), CORRENTE DE ENTRADA I_{in} (CANAL 2 - 200 mA/DIV.) PARA O PONTO DE MAIOR POTÊNCIA DO MÉTODO Dim_{vf} . ESCALA HORIZONTAL (5 μ S/DIV).	150
FIGURA 82	TENSÃO NA LÂMPADA (V_L) (CANAL 1 - 200 V/DIV.), CORRENTE NA LÂMPADA (i_{DL}) (CANAL 2 - 50 mA/DIV.) PARA O PONTO DE MENOR POTÊNCIA DO MÉTODO Dim_{vf} . ESCALA HORIZONTAL (10 μ S/DIV).	151
FIGURA 83	TENSÃO NA LÂMPADA (V_L) (CANAL 1 - 200 V/DIV.), CORRENTE NA LÂMPADA (i_{DL}) (CANAL 2 - 200 mA/DIV.) PARA O PONTO DE MAIOR POTÊNCIA DO MÉTODO Dim_{vf} . ESCALA HORIZONTAL (10 μ S/DIV).	152
FIGURA 84	TENSÃO NA LÂMPADA (V_L) (CANAL 4 - 200 V/DIV.) E CORRENTE NA LÂMPADA (i_{DL}) (CANAL 2 - 50 mA/DIV.) PARA O PONTO DE MENOR POTÊNCIA DO MÉTODO Dim_{vf} . ESCALA HORIZONTAL (1 MS/DIV).	152

FIGURA 85	TENSÃO NA LÂMPADA (V_L) (CANAL 4 - 200 V/DIV.), CORRENTE NA LÂMPADA (i_{DL}) (CANAL 2 - 100 MA/DIV.) PARA O PONTO DE MAIOR POTÊNCIA DO MÉTODO Dim_{vf} . ESCALA HORIZONTAL (1 MS/DIV).	153
FIGURA 86	ESQUEMA DAS MEDIÇÕES DE POTÊNCIA DO REATOR.	153
FIGURA 87	ESQUEMA DAS MEDIÇÕES DE POTÊNCIA DO REATOR.	154
FIGURA 88	ESQUEMÁTICO GERAL DO REATOR PROPOSTO.	155
FIGURA 89	TENSÃO DE ENTRADA (V_{in}) (CANAL 2 - 200 V/DIV.), CORRENTE DE ENTRADA (i_{in}) (CANAL 4 - 100 MA/DIV.) E CORRENTE DE DESCARGA i_{DL} (CANAL 1 - 200 MA/DIV.) PARA O PONTO DE MENOR POTÊNCIA DO MÉTODO Dim_f . ESCALA HORIZONTAL (10 MS/DIV).	156
FIGURA 90	TENSÃO DE ENTRADA (V_{in}) (CANAL 2 - 200 V/DIV.), CORRENTE DE ENTRADA (i_{in}) (CANAL 4 - 200 MA/DIV.) E CORRENTE DE DESCARGA i_{DL} (CANAL 1 - 200 MA/DIV.) PARA O PONTO DE MAIOR POTÊNCIA DO MÉTODO Dim_f . ESCALA HORIZONTAL (10 MS/DIV).	157
FIGURA 91	ANÁLISE HARMÔNICA EM COMPARAÇÃO COM A NORMA IEC 61000-3-2 (CLASSE C) PARA O PONTO DE OPERAÇÃO DE MENOR POTÊNCIA	157
FIGURA 92	ANÁLISE HARMÔNICA EM COMPARAÇÃO COM A NORMA IEC 61000-3-2 (CLASSE C) PARA O PONTO DE OPERAÇÃO DE MAIOR POTÊNCIA	158
FIGURA 93	TENSÃO NA ENTRADA DO FILTRO RESSONANTE (V_f) (CANAL 2 - 100 V/DIV.), CORRENTE DO FILTRO RESSONANTE (i_f) (CANAL 4 - 500 MA/DIV.) PARA O PONTO DE MENOR POTÊNCIA DO MÉTODO Dim_f . ESCALA HORIZONTAL (5 μ S/DIV).	159
FIGURA 94	TENSÃO DE ENTRADA V_{in} (CANAL 2 - 100 V/DIV.), CORRENTE DE ENTRADA i_{in} (CANAL 4 - 500 MA/DIV.) PARA O PONTO DE MAIOR POTÊNCIA DO MÉTODO Dim_f . ESCALA HORIZONTAL (5 μ S/DIV).	159
FIGURA 95	TENSÃO NA LÂMPADA (V_L) (CANAL 2 - 200 V/DIV.), CORRENTE NA LÂMPADA (i_{DL}) (CANAL 1 - 50 MA/DIV.) E TENSÃO NO BARRAMENTO (V_o) (CANAL 3 - 100 V/DIV.) PARA O PONTO DE MENOR POTÊNCIA DO MÉTODO Dim_f . ESCALA HORIZONTAL (5 μ S/DIV).	161

FIGURA 96	TENSÃO NA LÂMPADA (V_L) (CANAL 2 - 200 V/DIV.), CORRENTE NA LÂMPADA (i_{DL}) (CANAL 1 - 50 MA/DIV.) E TENSÃO NO BARRAMENTO (V_o) (CANAL 3 - 100 V/DIV.) PARA O PONTO DE MAIOR POTÊNCIA DO MÉTODO Dim_f . ESCALA HORIZONTAL (5 μ S/DIV).	161
FIGURA 97	ESQUEMA DAS MEDIÇÕES DE POTÊNCIA DO REATOR.	162
FIGURA 98	RELAÇÃO ENTRE O ÂNGULO DE FASE E A VARIAÇÃO DA POTÊNCIA NA LÂMPADA PARA OS MÉTODOS Dim_{vf} E Dim_f .	163
FIGURA 99	RELAÇÃO ENTRE A FREQUÊNCIA DE COMUTAÇÃO DO INVERSOR HB E A VARIAÇÃO DA POTÊNCIA NA LÂMPADA PARA OS MÉTODOS Dim_{vf} E Dim_f .	163
FIGURA 100	RELAÇÃO ENTRE A CORRENTE DO FILTRO E A VARIAÇÃO DA POTÊNCIA NA LÂMPADA PARA OS MÉTODOS Dim_{vf} E Dim_f .	164
FIGURA 101	COMPARAÇÃO DO RENDIMENTO DO CONVERSOR <i>SEPIC</i> ENTRE OS MÉTODOS Dim_{vf} E Dim_f .	165
FIGURA 102	COMPARAÇÃO DO RENDIMENTO DO INVERSOR HB COM FILTRO RESONANTE ENTRE OS MÉTODOS Dim_{vf} E Dim_f .	165
FIGURA 103	COMPARAÇÃO DO RENDIMENTO GERAL DO REATOR ENTRE OS MÉTODOS Dim_{vf} E Dim_f .	166
FIGURA 104	ESQUEMÁTICO DO CIRCUITO SENSOR DE TENSÃO.	179
FIGURA 105	RELAÇÃO ENTRE A TENSÃO INSERIDA NA ENTRADA DO SENSOR E O VALOR DIGITAL LIDO PELO ADC.	180
FIGURA 106	RELAÇÃO ENTRE A TENSÃO MEDIDA NA ENTRADA DO SENSOR PELO OSCILOSCÓPIO E O VALOR DE TENSÃO NA SAÍDA DO SENSOR LIDO PELO MICROCONTROLADOR.	181
FIGURA 107	PERCENTUAL DO ERRO DE TENSÃO MEDIDO PELO MICROCONTROLADOR EM RELAÇÃO A TENSÃO MEDIDA NA ENTRADA DO SENSOR DE TENSÃO.	182
FIGURA 108	ESQUEMÁTICO DO CIRCUITO UTILIZADO COMO <i>driver</i> NOS CONVERSORES.	183
FIGURA 109	TOPOLOGIA FLYBACK.	185

FIGURA 110 TENSÃO DE SAÍDA (CANAL 1 - 1 V/DIV.), CORRENTE DO ENROLAMENTO PRIMÁRIO (CANAL 2 - 500 mA/DIV.), TENSÃO DE BARRAMENTO (CANAL 3 - 10 V/DIV.) E CORRENTE DO ENROLAMENTO SECUNDÁRIO (CANAL 4 - 200 mA/DIV.) DO CONVERSOR <i>Flyback</i> PARA O PONTO DE OPERAÇÃO DE MENOR POTÊNCIA. ESCALA HORIZONTAL (10 μ S/DIV).	187
FIGURA 111 TENSÃO DE SAÍDA (CANAL 1 - 1 V/DIV.), CORRENTE DO ENROLAMENTO PRIMÁRIO (CANAL 2 - 500 mA/DIV.), TENSÃO DE BARRAMENTO (CANAL 3 - 50 V/DIV.) E CORRENTE DO ENROLAMENTO SECUNDÁRIO (CANAL 4 - 200 mA/DIV.) DO CONVERSOR <i>Flyback</i> PARA O PONTO DE OPERAÇÃO DE POTÊNCIA INTERMEDIÁRIA. ESCALA HORIZONTAL (10 μ S/DIV).	188
FIGURA 112 TENSÃO DE SAÍDA (CANAL 1 - 1 V/DIV.), CORRENTE DO ENROLAMENTO PRIMÁRIO (CANAL 2 - 500 mA/DIV.), TENSÃO DE BARRAMENTO (CANAL 3 - 50 V/DIV.) E CORRENTE DO ENROLAMENTO SECUNDÁRIO (CANAL 4 - 200 mA/DIV.) DO CONVERSOR <i>Flyback</i> PARA O PONTO DE OPERAÇÃO DE MAIOR POTÊNCIA. ESCALA HORIZONTAL (10 μ S/DIV).	188
FIGURA 113 CONVERSOR <i>SEPIC</i>	201
FIGURA 114 INVERSOR RESSONANTE.	201
FIGURA 115 CONVERSOR <i>Flyback</i>	202

LISTA DE TABELAS

TABELA 1	TENSÃO ADEQUADA DOS FILAMENTOS DE ACORDO COM O TEMPO DE PRAQUECIMENTO.	50
TABELA 2	LIMITES DAS CORRENTES DO FILAMENTO PARA LFs PHILIPS TL5 HE.	53
TABELA 3	NORMA IEC 61000-3-2, CLASSE C	62
TABELA 4	DADOS DE PROJETO DO CONVERSOR SEPIC PFC.	72
TABELA 5	COMPONENTES PROJETADOS PARA O ESTÁGIO DE PRÉ-REGULAÇÃO DE FP.	76
TABELA 6	DADOS DE PROJETO DOS ELEMENTOS MAGNÉTICOS DO CONVERSOR SEPIC PFC.	77
TABELA 7	PARÂMETROS DOS ELEMENTOS MAGNÉTICOS DO CONVERSOR SEPIC PFC.	79
TABELA 8	RELAÇÃO ENTRE V_o , P_o , R_L E D PARA CADA UM DOS PONTOS DE OPERAÇÃO.	81
TABELA 9	FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DA PLANTA NO DOMÍNIO CONTÍNUO E DISCRETO, COM OS RESPECTIVOS COMPENSADORES PROJETADOS PARA CADA UM DOS PONTOS DE OPERAÇÃO.	100
TABELA 10	COMPONENTES PROJETADOS PARA O FILTRO RESSONANTE.	131
TABELA 11	PARÂMETROS DOS ELEMENTOS MAGNÉTICOS DO FILTRO RESSONANTE LCC.	132
TABELA 12	COMPONENTES PROJETADOS PARA O COMANDO DO IR 21592.	134
TABELA 13	CORRENTES I_{DL} , I_{LL} E I_{LH} PARA CADA UM DOS PONTOS DE OPERAÇÃO.	140
TABELA 14	RELAÇÃO ENTRE OS VALORES MEDIDOS DE TENSÃO DE PICO NA ENTRADA DO FILTRO, CORRENTE NO FILTRO, DEFASAGEM ANGULAR ENTRE CORRENTE E TENSÃO DO FILTRO E FREQUÊNCIA DE COMUTAÇÃO DOS INTERRUPTORES DO INVERSOR.	151
TABELA 15	RELAÇÃO ENTRE OS VALORES MEDIDOS DE CORRENTE DE DESCARGA, CORRENTE NO FILTRO, DEFASAGEM ANGULAR ENTRE CORRENTE E TENSÃO DO FILTRO E FREQUÊNCIA DE COMUTAÇÃO DOS INTERRUPTORES DO INVERSOR HB.	160

TABELA 16	COMPONENTES PROJETADOS PARA O SENSOR DE TENSÃO.	180
TABELA 17	DADOS DE PROJETO DO CONVERSOR <i>Flyback</i>	186
TABELA 18	COMPONENTES PROJETADOS PARA O CONVERSOR <i>Flyback</i>	187
TABELA 19	PARÂMETROS DOS ELEMENTOS MAGNÉTICOS DO CONVERSOR <i>Flyback</i>	187

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	35
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO E MOTIVAÇÃO	35
1.2	OBJETIVOS GERAIS E ESPECÍFICOS	36
1.3	ORGANIZAÇÃO	38
2	ILUMINAÇÃO FLUORESCENTE	41
2.1	LÂMPADAS FLUORESCENTES	41
2.1.1	PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO	44
2.1.2	LÂMPADA FLUORESCENTE T5	45
2.1.3	DANOS AO MEIO AMBIENTE	45
2.1.4	MANUTENÇÃO DO FLUXO LUMINOSO	46
2.1.5	MODELO DA LÂMPADA	46
2.2	REATORES ELETRÔNICOS	47
2.3	VIDA ÚTIL	48
2.4	FATOR DE CRISTA	49
2.5	PREAQUECIMENTO	50
2.6	IGNIÇÃO	51
2.7	CONTROLE DE FLUXO LUMINOSO DE LÂMPADAS FLUORESCENTES	51
2.7.1	AQUECIMENTO DOS FILAMENTOS	52
2.8	TÉCNICAS DE VARIAÇÃO DE FLUXO LUMINOSO DE LÂMPADAS FLUORESCENTES	55
2.8.1	VARIAÇÃO DO FLUXO LUMINOSO POR MUDANÇA DE FREQUÊNCIA	55
2.8.2	VARIAÇÃO DO FLUXO LUMINOSO POR MUDANÇA DA TENSÃO DE BARRAMENTO CC	55
2.8.3	VARIAÇÃO DO FLUXO LUMINOSO POR MUDANÇA DA RAZÃO CÍCLICA	56
2.8.4	VARIAÇÃO DO FLUXO LUMINOSO POR MUDANÇA DA INDUTÂNCIA DO FILTRO RESSONANTE	56
2.8.5	VARIAÇÃO DO FLUXO LUMINOSO POR MUDANÇA DA TENSÃO DO BARRAMENTO CC E DA FREQUÊNCIA Dim_{vf}	56
2.9	CONCLUSÃO DO CAPÍTULO	57

3	ESTÁGIO PRÉ-REGULADOR DE FATOR DE POTÊNCIA	59
3.1	REGULAMENTAÇÕES E NORMAS TÉCNICAS	60
3.2	TÉCNICAS DE CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA	62
3.2.1	SOLUÇÕES PASSIVAS	62
3.2.2	CIRCUITOS PRÉ-REGULADORES ATIVOS	63
3.3	MODOS DE CONDUÇÃO DE UM CIRCUITO PRÉ-REGULADOR ATIVO	66
3.4	CONVERSOR PRÉ-REGULADOR DE FATOR DE POTÊNCIA	67
3.4.1	ESTÁGIOS DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR <i>SEPIC</i>	69
3.5	METODOLOGIA DE PROJETO DO CONVERSOR <i>SEPIC</i>	70
3.5.1	PROJETO DOS SEMICONDUTORES	74
3.5.2	PROJETO DOS ELEMENTOS MAGNÉTICOS	75
3.6	SIMULAÇÃO	79
3.7	CONCLUSÃO DO CAPÍTULO	83
4	CONTROLE DIGITAL APLICADO À REGULAÇÃO DA TENSÃO DE SAÍDA DO CONVERSOR <i>SEPIC</i>	85
4.1	MODELO DE PEQUENOS SINAIS DO CONVERSOR <i>SEPIC</i>	85
4.2	VALIDAÇÃO DO MODELO DO CONVERSOR <i>SEPIC</i>	92
4.3	MÉTODO DE CONTROLE EM MALHA FECHADA	94
4.4	DEFINIÇÃO DO COMPENSADOR	95
4.5	CONTROLADOR PROPORCIONAL INTEGRAL	96
4.6	PROJETO DO COMPENSADOR PI	97
4.7	SIMULAÇÃO DO SISTEMA PI EM MALHA FECHADA	102
4.8	IMPLEMENTAÇÃO DO SISTEMA PI EM MALHA FECHADA	107
4.8.1	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	108
4.9	CONCLUSÃO DO CAPÍTULO	113
5	INVERSOR E FILTRO RESSONANTE	115
5.1	INVERSOR RESSONANTE <i>half-bridge</i>	115
5.1.1	CIRCUITO INTEGRADO IR21592	116
5.1.2	CONTROLE DE FASE	117
5.1.3	PREAQUECIMENTO	117
5.1.4	IGNIÇÃO	118

5.1.5	CONTROLE DO FLUXO LUMINOSO	120
5.1.6	MODOS DE FALHA	122
5.2	FILTRO RESSONANTE	123
5.3	ESPECIFICAÇÃO DOS PRINCIPAIS COMPONENTES EXTERNOS DO CI IR21592	127
5.4	PROJETO DO FILTRO RESSONANTE E INVERSOR <i>half-bridge</i>	130
5.5	AQUECIMENTO DOS FILAMENTOS	137
5.5.1	AQUECIMENTO DOS FILAMENTOS NO MÉTODO <i>Dim_{vf}</i>	137
5.5.2	AQUECIMENTO DOS FILAMENTOS NO MÉTODO <i>Dim_f</i>	140
5.6	PREAQUECIMENTO DOS FILAMENTOS	143
5.7	CONCLUSÃO DO CAPÍTULO	144
6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS E COMPARAÇÃO ENTRE OS MÉ- TODOS DE VARIAÇÃO DO FLUXO LUMINOSO	145
6.1	RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO MÉTODO DE VARIAÇÃO DO FLUXO LU- MINOSO <i>Dim_{vf}</i>	145
6.1.1	TENSÃO E CORRENTE DE ENTRADA	146
6.1.2	TENSÃO E CORRENTE NO FILTRO RESSONANTE	149
6.1.3	TENSÃO E CORRENTE NA LÂMPADA	150
6.1.4	ANÁLISE DE RENDIMENTO DO REATOR	150
6.2	RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO MÉTODO DE VARIAÇÃO DO FLUXO LU- MINOSO <i>Dim_f</i>	155
6.2.1	TENSÃO E CORRENTE DE ENTRADA	156
6.2.2	TENSÃO E CORRENTE NO FILTRO RESSONANTE	158
6.2.3	TENSÃO E CORRENTE NA LÂMPADA	160
6.2.4	ANÁLISE DE RENDIMENTO DO REATOR	160
6.3	COMPARAÇÃO ENTRE OS RESULTADOS OBTIDOS DOS MÉTODOS DE VARI- AÇÃO DO FLUXO LUMINOSO.	162
6.4	CONCLUSÃO DO CAPÍTULO	166
7	CONCLUSÃO GERAL	169
	APÊNDICE A - CIRCUITO DE CONDICIONAMENTO DE SINAL	179
	APÊNDICE B - <i>Driver</i>	183

APÊNDICE C - PROJETO CONVERSOR <i>Flyback</i>	185
APÊNDICE D - CÓDIGO FONTE DO MICROCONTROLADOR	189
APÊNDICE E - PROTÓTIPOS CONSTRUÍDOS	201

1 INTRODUÇÃO

A presente dissertação de mestrado apresenta o desenvolvimento de um circuito pré-regulador aplicado a um reator eletrônico com variação de fluxo luminoso para uma lâmpada fluorescente modelo T5. A partir disso, é realizada uma análise comparativa entre dois métodos de controle do fluxo luminoso aplicados a lâmpadas fluorescentes tubulares (LFT): controle do fluxo luminoso através da variação da frequência do inversor HB (Dim_f) e controle do fluxo luminoso através da variação da tensão de saída do conversor pré-regulador de fator de potência e frequência do inversor HB (Dim_{vf}), com o objetivo de avaliar o desempenho da técnica Dim_{vf} , proposta em (POLONSKI et al., 2013).

Neste capítulo o tema da dissertação de mestrado é contextualizado, além de uma revisão de trabalhos anteriores que tratam sobre a variação do fluxo luminoso de lâmpadas fluorescentes (LF), que servirão de base para a desenvolvimento do sistema a ser avaliado. Ao final, a organização do trabalho é apresentada.

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO E MOTIVAÇÃO

Nos últimos anos houve uma grande evolução na eficiência da maioria dos sistemas de iluminação, certamente motivada pelo aumento do custo da energia elétrica e o desenvolvimento da pesquisa. O aumento na demanda e o investimento necessário para gerar e distribuir a energia elétrica fez com que os governos adotassem programas para incentivar o uso de equipamentos que aproveitem melhor a energia elétrica, e até encerrar a fabricação de dispositivos pouco eficientes. Isso acaba também por incentivar cada vez mais a pesquisa na área elétrica, tendo como objetivos principais a conservação da energia elétrica, o custo e a vida útil dos dispositivos, sem perder, em nenhum momento, o conforto e a qualidade dos serviços. Outro aspecto presente na maioria das pesquisas em engenharia elétrica é a qualidade de energia, principalmente dos parâmetros regulados por normativas, como taxa de distorção harmônica da corrente e o fator de potência (DANDENS et al., 2015).

Para aumentar a eficiência em sistemas de iluminação, algumas medidas importantes foram tomadas, tais como: a substituição das lâmpadas incandescentes por lâmpadas fluorescentes e por lâmpadas LED (do inglês, *light-emitting diode*), assim como a substituição dos reatores eletromagnéticos por reatores eletrônicos, fazendo com que a energia elétrica residen-

cial, comercial e industrial seja melhor aproveitada.

Com o passar do anos, as LF tiveram grande evolução, tendo sido incorporadas novas substâncias no interior dos diversos formatos de tubo. Em 1995 foi lançado o modelo T5, uma nova LF tubular, com menor diâmetro (16 mm) e maior eficiência (GVÉN, 1998), fabricada para ser a substituta direta dos modelos T8. Inicialmente não foi bem aceita no mercado, por ser uma tecnologia de alto custo para a época, mas atualmente já é bastante difundida no mercado, devido a redução do custo, alta eficiência (até 114 lm/W) e longa vida útil (até 45000 h) (PHILIPS, 2015).

Buscando ainda uma maior conservação da energia elétrica, pode-se utilizar em conjunto aos sistemas de iluminação fluorescente a energia do sol, reduzindo a intensidade luminosa das luminárias quando se tem grande incidência de luz irradiada de forma natural pelas janelas e aberturas. Nesse caso, as LF seriam utilizadas para suprir a falta de iluminação em determinados ambientes visando atingir a intensidade luminosa necessária previsto em norma (NBR 5413).

Com base nesse cenário, isto é, na possibilidade ou necessidade de variação de fluxo luminoso, é proposta uma modificação de funcionamento de uma estrutura clássica de um reator eletrônico com variação de fluxo luminoso (RIBARICH et al., 1999), onde se busque a menor taxa de perdas em energia elétrica para o acionamento e manutenção de um sistema de iluminação fluorescente, sem que isso prejudique a qualidade da energia e atenda as normas vigentes.

Dentre todos os métodos de variação de fluxo luminoso para lâmpadas fluorescentes encontra-se vantagens e desvantagens, seja no custo ou na eficiência. A técnica escolhida para o desenvolvimento desse trabalho é a da variação da tensão do barramento CC e da frequência de comutação, associada ao controle PLL (do inglês *Phase-Locked Loop*), que permite uma operação estável do inversor em toda faixa de variação da potência da lâmpada. Embora o sistema esteja associado a um estágio *PFC* (do inglês, *Power Factor Correction*), um inversor, um CI (Circuito Integrado) dedicado e circuitos externos para o aquecimento dos filamentos (o que representa maior custo por não apresentar estágios integrados) o aumento no rendimento e a redução na complexidade do sistema é atrativo.

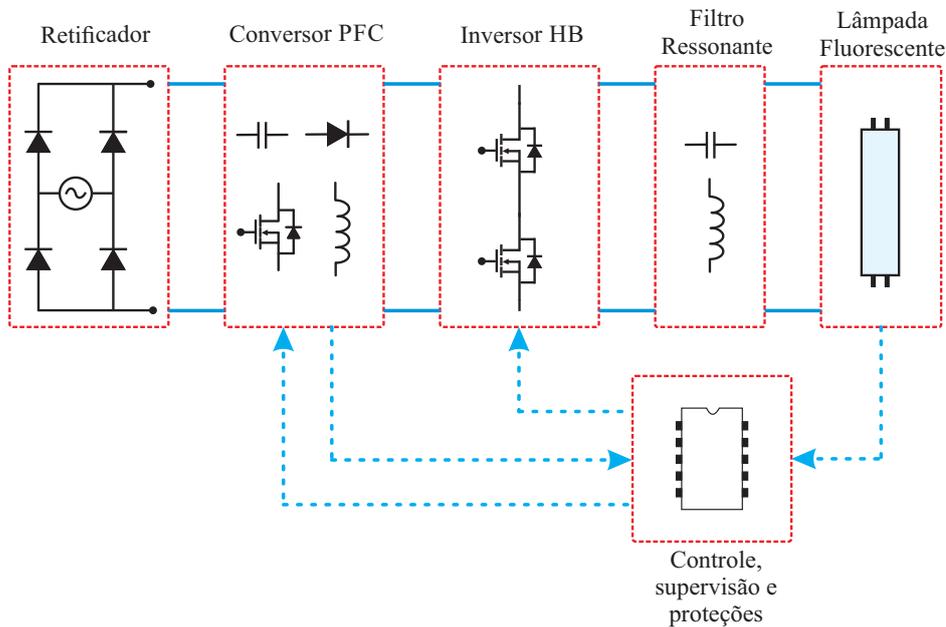
1.2 OBJETIVOS GERAIS E ESPECÍFICOS

De modo geral, esse trabalho tem o objetivo de avaliar o desempenho de um reator eletrônico com variação de fluxo luminoso para lâmpadas fluorescentes utilizando a técnica

denominada Dim_{vf} , a partir de uma comparação com o método tradicional Dim_f , que se baseia apenas na variação da frequência de comutação do inversor *half-bridge* (HB) para a variar a potência da LF. Os principais fatores avaliados são o rendimento, a adequação as normas de qualidade de energia vigentes e aos requisitos elétricos de manutenção da vida útil para qual a lâmpada foi fabricada. Para atingir essa meta foram definidos alguns objetivos específicos, como:

- Definir, projetar e implementar um conversor CA-CC que atue como corretor de fator de potência, com alto rendimento, baixa taxa de distorção harmônica e que possua tensão de barramento variável;
- Desenvolver um método de controle para monitorar a tensão de saída do conversor, mantendo o valor fixo de acordo com o ponto de operação sem ser afetado por distúrbios da rede elétrica;
- Definir, projetar e implementar um conversor CA-CC com saída variável para atuar no aquecimento dos filamentos da lâmpada durante a variação do fluxo luminoso de acordo com o método *SoS* (do inglês, *Sum of Squares*);
- Projetar e implementar um inversor ressonante *half-bridge* controlado pelo circuito integrado (CI) IR21592 com base em sua operação clássica;
- Projetar e implementar um inversor ressonante *half-bridge* controlado pelo CI IR21592 com base em sua operação modificada;
- Definir, projetar e construir um filtro ressonante para o acionamento e manutenção dos requisitos elétricos da lâmpada;
- Interligar o conversor *PFC*, o inversor, o filtro e a lâmpada e avaliar o desempenho do conjunto, de acordo com a figura 1;

Figura 1 – Diagrama geral da estrutura para a variação do fluxo luminoso da LF.



1.3 ORGANIZAÇÃO

O trabalho se divide em sete capítulos, sendo inicialmente introduzido o tema, com as motivações, objetivos, revisão e uma contextualização específica sobre o assunto de iluminação fluorescente, exaltando as principais características e elementos que serão abordados no decorrer do trabalho. No desenvolvimento serão apresentadas as metodologias de projeto para o conversor *PFC*, o circuito controlador e o inversor HB, bem como testes de simulação e experimentais, comparando o sistema proposto com o sistema convencional. Ao final são feitas sugestões para trabalhos futuros e uma conclusão geral do trabalho.

No capítulo 1 é introduzido o tema de forma geral, justificando os fatores que motivaram a realização desse trabalho e deixando claro os objetivos gerais e específicos que se pretendem alcançar.

O capítulo 2 aborda o assunto de iluminação fluorescente de forma específica, com um breve histórico da lâmpada e seu princípio de funcionamento, dando ênfase ao modelo de LF utilizado no trabalho. Nesse capítulo também são descritas as partes constituintes de um reator eletrônico clássico, qual a sua função em cada estágio de operação da lâmpada e o que isso implica na vida útil da mesma. As etapas de preaquecimento, ignição, controle do fluxo luminoso e aquecimento dos filamentos também são descritas em detalhes.

No capítulo 3 é apresentado o projeto do *SEPIC* atuando como pré-regulador de fator de potência. Inicialmente, a justificativa da escolha do conversor e qual a sua função na topologia proposta são apresentadas, abordando suas principais características e limitações. Também é descrito, através das etapas de operação, o seu princípio de funcionamento e suas principais formas de onda. Após, é feita a descrição detalhada do projeto dos elementos do conversor, por meio de equações e gráficos. Para finalizar o capítulo são exibidos os resultados de simulação do conversor operando em malha aberta.

O capítulo 4 trata especificamente do controlador do circuito pré-regulador. Primeiramente é feita uma introdução de como o método de controle se comporta e como atuará no circuito. Para fins de projeto, é feita uma modelagem matemática do conversor, a fim de se obter um modelo médio linear e assim dimensionar os coeficientes do compensador para cada uma das condições de operação do circuito. Aqui também serão exibidos os resultados de simulação e testes práticos do conversor operando em malha fechada.

No capítulo 5 tem-se o projeto do circuito inversor *half-bridge* e do filtro ressonante. Uma breve revisão sobre o funcionamento do CI IR21592 e sobre filtros ressonantes é realizada, e a partir disso, são projetados os componentes externos do CI IR21592 e o filtro ressonante. Nesse capítulo também são retomadas as etapas de operação da lâmpada, explicando como se dá o preaquecimento, a ignição e o aquecimento dos filamentos.

No capítulo 6 são mostrados os resultados experimentais do reator completo, para o método de variação do fluxo luminoso Dim_{vf} e Dim_f , sendo realizada também uma comparação dos resultados obtidos. De forma crítica, são evidenciadas as vantagens e desvantagens de cada topologia.

O capítulo 7 retoma o objetivo geral do trabalho, relata as dificuldades apresentadas e conclui o trabalho com base nos resultados obtidos. Aqui também são apresentadas sugestões para os trabalhos futuros dentro do mesmo tema.

2 ILUMINAÇÃO FLUORESCENTE

A transformação de energia elétrica em luz, através de lâmpadas de descarga, já existe desde 1854, graças ao inventor austríaco Nikola Tesla, mas somente em 1926 os cientistas F. Meyer, H. Spinner e E. Germer conseguiram dar partida a uma lâmpada em baixa tensão. Isso foi feito através do preaquecimento dos filamentos, ao mesmo tempo que se convertia a radiação ultravioleta em luz visível, cobrindo a parede interna do tubo com uma substância fluorescente. Essa foi a primeira versão comercial de uma lâmpada fluorescente (GVÉN, 1998).

O comércio efetivo de LFs foi iniciado na década de 30 e desde então vem sofrendo diversas modificações físicas, tanto estruturais quanto nos materiais utilizados. Essas modificações buscam basicamente uma melhoria na eficiência luminosa, no fluxo luminoso, na vida útil e no índice de reprodução de cores. Atualmente, a iluminação fluorescente é amplamente utilizada em ambientes internos, na área residencial, comercial e industrial. Na área de pesquisa em engenharia elétrica, o foco é a melhoria dos circuitos de acionamento e controle, visando a manutenção da vida útil e a eficiência das LF (DOS SANTOS, 2004).

Nesse capítulo serão apresentados os tipos de lâmpadas fluorescentes, bem como seu princípio de funcionamento, dando destaque para o modelo que será utilizado nesse trabalho. Será introduzido também, de forma genérica, o circuito que controla a lâmpada e suas principais etapas de operação. Para fins de projeto, será apresentado o modelo elétrico equivalente da lâmpada.

2.1 LÂMPADAS FLUORESCENTES

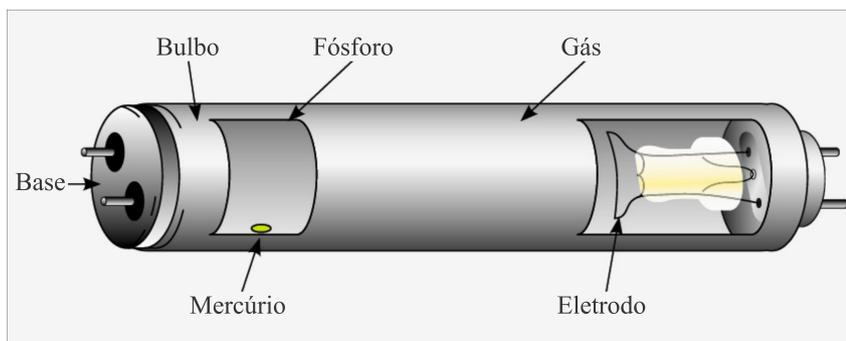
Existem basicamente dois tipos de LF: com e sem eletrodos. A principal diferença entre elas fica por conta do acionamento, sendo que a LF sem eletrodos não necessita de um preaquecimento e pode ser partida instantaneamente. As LFs com eletrodos mais comuns são as tubulares e as compactas. Possuindo o mesmo princípio de funcionamento, elas se diferenciam apenas quanto ao formato e tamanho do bulbo, como mostra a Figura 2.

Basicamente uma LF é constituída por um bulbo cilíndrico de vidro, revestido internamente por algum material fluorescente, contendo vapor de mercúrio e um gás inerte, para facilitar a ignição. As LF que precisam de um preaquecimento do gás interno ainda possuem dois filamentos tratados (geralmente de tungstênio) cobertos por um material emissivo de elétrons, conectados às extremidades do tubo. A Figura 3 mostra a posição dos componentes de

Figura 2 – Lâmpadas fluorescentes com eletrodos.



Figura 3 – Aspecto construtivo de uma lâmpada fluorescente tubular.



uma LF tubular com eletrodos.

A forma e o tamanho do bulbo de uma lâmpada fluorescente tubular são expressos pela letra “T”, seguida pelo número que representa o diâmetro do bulbo, em oitavos de polegada. Os modelos variam de T2 (7 mm) a T17 (53,9 mm). Em comprimento as lâmpadas fluorescentes variam entre 152,4 a 2438,4 mm, sempre medidas da parte posterior de um soquete até a o outro.

O filamento é geralmente um fio de tungstênio espiralado dupla ou triplamente que se encontra disposto nas extremidades da lâmpada fluorescente. O revestimento do fio de tungstênio é de um material (óxido de bário, estrôncio e cálcio) que emite elétrons quando aquecido a uma temperatura de cerca de 900° C. A esta temperatura, os elétrons são liberados abundantemente com apenas uma pequena perda de alguns watts em cada filamento. Este processo é chamado de emissão termiônica, porque o calor é mais responsável pela emissão dos elétrons do que a tensão (SYLVANIA, 2013).

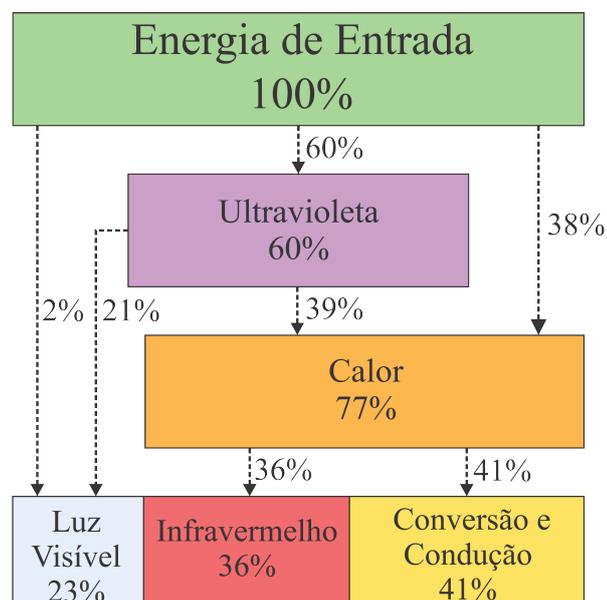
Para a lâmpada de partida convencional e para a lâmpada de partida rápida são neces-

sários 4 contatos elétricos, 2 em cada extremidade da lâmpada. Na família convencional das lâmpadas fluorescentes utiliza-se uma base com dois pinos (bipino) em cada extremidade. Há três tamanhos: bipino miniatura para bulbos T5, bipino médio para bulbos T8 e T12 e bipino para bulbos T17 (PHILIPS, 2013). As LF de alto fluxo luminoso (HO) possuem bases de duplo contato embutido. Já as LF de partida instantânea necessitam de apenas dois contatos elétricos, um em cada extremidade da lâmpada.

A cor ou comprimento de onda da luz produzida pela lâmpada fluorescente depende da composição do revestimento da parte interna do bulbo. Atualmente, a partir da junção de três elementos diferentes (trifósforos) já é possível a obtenção de praticamente todas as tonalidades de branco com um bom índice de reprodução de cor e alta eficiência.

Aproximadamente 60% da energia consumida em uma lâmpada fluorescente branca fria é convertida diretamente em ultravioleta, com 38% se transformando em calor e 2% em luz visível. O fósforo transforma cerca de 21% do ultravioleta em luz visível, com os 39% remanescentes transformando-se em calor. A conversão de 23% de energia em luz para uma lâmpada fluorescente é aproximadamente o dobro da porcentagem em uma lâmpada incandescente, que transforma apenas 11% da energia de alimentação em luz. A produção de 36% de infravermelho pode ser comparada com os 69% de uma lâmpada incandescente. Esses dados são apenas da lâmpada (DOS SANTOS, 2004). A Figura 4 mostra o diagrama de fluxo da potência interna de uma LF.

Figura 4 – Diagrama do fluxo de potência interna de uma LF.



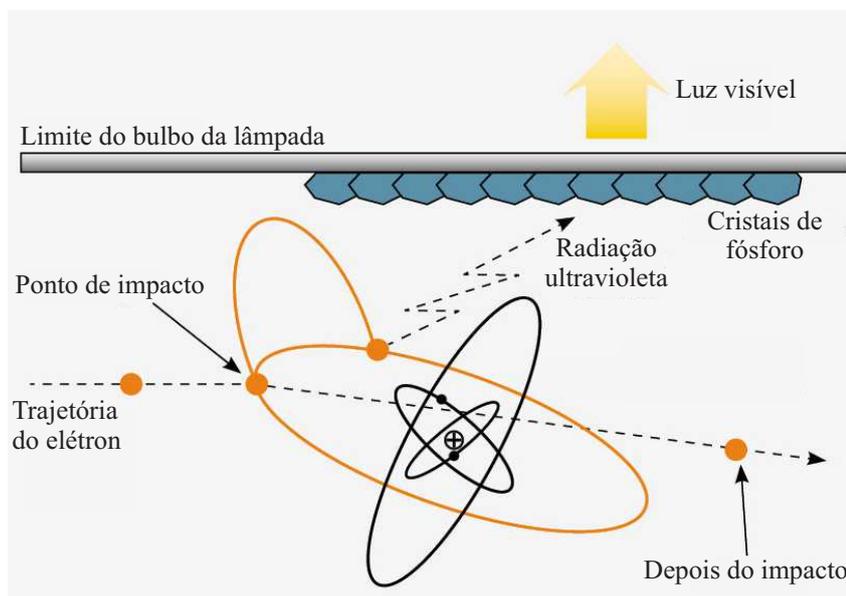
2.1.1 Princípio de Funcionamento

A ignição da lâmpada inicia quando a diferença de potencial entre os eletrodos atinge um nível crítico e rompe o dielétrico interno do gás. Esse valor é reduzido quando se aquece os gases internos através da corrente que circula nos filamentos, pois ocorre uma liberação de elétrons do filamento para o gás interno, reduzindo a impedância interna da lâmpada, facilitando a descarga elétrica na LF. A ignição pode ser feita sem o preaquecimento, aplicando-se uma tensão elevada nos terminais da LF, mas isso acaba por diminuir sua durabilidade pois ocorre um maior desprendimento do material emissivo dos filamentos (KAZIMIERCZUK, 1993).

Quando os elétrons da descarga elétrica colidem com os átomos de mercúrio, pode ocorrer a remoção ou deslocamento dos elétrons da sua camada mais externa. Isso ocorre devido a absorção da energia fornecida pelas diversas colisões. Uma parte desses elétrons deslocados retorna rapidamente a sua camada original, liberando a energia na forma de fótons, em uma frequência que corresponde a radiação ultravioleta. Essa radiação é absorvida pela camada de fósforo das paredes internas do bulbo e, em parte, convertida em luz visível.

Os elétrons que foram removidos de suas camadas de valência se deslocam em conjunto com o elétron do eletrodo para a base oposta. Esse processo não irradia luz, mas é responsável pelo plasma (gás condutor) que mantém a corrente de descarga da LF. A Figura 5 ilustra esse fenômeno.

Figura 5 – Transformação da energia elétrica em energia luminosa em uma LF.



2.1.2 Lâmpada Fluorescente T5

Foi apresentada pela primeira vez na feira de Hanover de 1995, onde grandes fabricantes europeus mostraram uma lâmpada fluorescente com diâmetro menor e mais eficiente, desenvolvida para ser a sucessora das lâmpadas T8 (GVÉN, 1998). Esta geração de lâmpadas fluorescentes possui um diâmetro de 16 mm, cerca de 40% menor que a anterior. Possui camadas de trifósforo em combinação com novas tecnologias de produção proporcionaram uma lâmpada mais eficiente, podendo chegar a até 114 lm/W (OSRAM, 2015) e ter uma vida útil média de até 45000 horas (PHILIPS, 2015).

As lâmpadas T5 foram desenvolvidas especialmente para operar com reatores eletrônicos e só obtém alta eficiência quando alimentadas em alta frequência. Por possuírem um maior investimento inicial, o cuidado com vida útil também torna-se essencial. Essas condições são atendidas através do correto projeto do reator eletrônico, controlando a LF de acordo com a tensão e corrente para qual foram fabricadas, sem esquecer de fornecer a quantidade de energia necessária para o preaquecimento e o aquecimento dos filamentos em sistemas de controle de fluxo luminoso.

As lâmpadas T5 mais comuns são divididas de acordo com a aplicação em dois tipos: a T5 HE (do inglês, *High Efficiency*) e a T5 HO (do inglês, *High Output*). As T5 HE foram desenvolvidas para alcançar maior eficiência, sendo mais utilizadas em escritórios e indústrias. A T5 HO foi desenvolvida para lugares onde é necessário um maior nível de iluminação, pois possui um alto fluxo luminoso, podendo chegar a até 7000 lm (OSRAM, 2016).

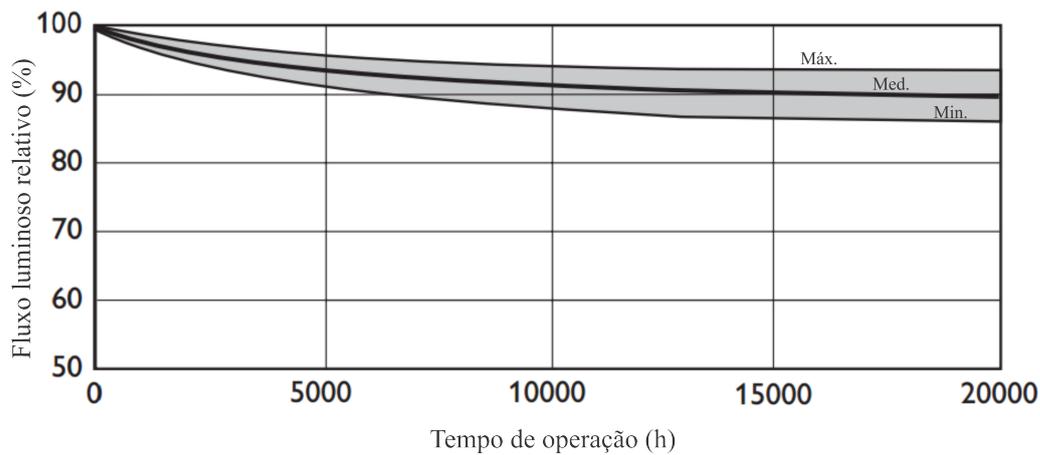
2.1.3 Danos ao meio ambiente

O mercúrio presente nas lâmpadas fluorescentes é a substância mais significativa que pode causar danos ao meio ambiente. Os efeitos ambientais das substâncias presentes em uma única lâmpada fluorescente são pequenos, mas a concentração de lâmpadas em aterros sanitários pode produzir consequências perigosas se não tratadas de maneira segura. Nesse quesito a LF T5 apresenta várias vantagens, tanto de caráter econômico quanto nos aspectos relativos ao meio ambiente. Por ter um tubo com volume menor que as outras lâmpadas fluorescentes, emprega também uma quantidade menor de mercúrio. Tem menor depreciação do fluxo luminoso, o que resulta em tempo de vida útil mais longa (DEYAN, 2004).

2.1.4 Manutenção do fluxo luminoso

A manutenção do fluxo luminoso segundo *IEC 60081* é a relação entre o fluxo luminoso da lâmpada em um determinado tempo de sua vida pelo fluxo inicial. Esta relação normalmente é expressa em porcentagem. Nas lâmpadas fluorescentes T5 a degradação do fluxo luminoso é em média de 5% após 5000 h de operação e 10% após 20000 h. A Figura 6 mostra um exemplo com a queda do fluxo luminoso de uma lâmpada fluorescente T5 modelo 840 de 28 W da fabricante Philips, que será a LF utilizada em todos os testes desse trabalho.

Figura 6 – Depreciação do fluxo luminoso de uma LF T5 28 W 840 Philips.



2.1.5 Modelo da Lâmpada

A resistência equivalente da lâmpada, após a ignição, depende exclusivamente da potência. Através de ensaios experimentais, pode-se determinar uma equação (2.1) em que se relacione a potência e resistência, conforme (CERVI et al, 2002).

$$R(P) = 10830 \cdot e^{-0,087 \cdot P} + 29150 \cdot e^{-0,397 \cdot P} \quad (2.1)$$

2.2 REATORES ELETRÔNICOS

A corrente de descarga (I_{DL}) da LF possui propriedades similares a de um arco elétrico, pois percorre um gás. Essa característica, chamada de impedância incremental negativa (TAO, 2001), faz com que à medida que I_{DL} cresce, a tensão do arco diminui, forçando I_{DL} a aumentar seu valor novamente. Isso cria um sistema instável, exigindo cada vez mais potência da fonte. Para controlar a corrente de descarga da lâmpada é utilizado um circuito elétrico chamado reator, pois a mesma não consegue limitar a amplitude de I_{DL} . O reator também proporciona os valores de tensão e corrente apropriados para o preaquecimento, ignição, regime e aquecimento, em caso de sistemas de variação de fluxo luminoso.

Com a utilização de um reator eletrônico é possível se obter alto rendimento, volume e peso reduzidos, podendo apresentar um estágio de correção de fator de potência e uma variação mais precisa da intensidade luminosa da LF. O reator também irá determinar o tempo de vida útil da lâmpada, que está diretamente ligado ao desgaste do filamento, afetados pelo fator de crista da corrente de descarga da LF, pelo preaquecimento e pelo aquecimento dos filamentos. Por esse motivo é essencial que o reator seja projetado para atender as características de fabricação da LF, obtendo-se assim um melhor funcionamento do sistema luminoso.

Os reatores eletrônicos normalmente operam em altas frequências (acima de 30 kHz), pois evita-se o cintilamento luminoso e o ruído audível, além de reduzir o tamanho de alguns componentes. Entre os possíveis estágios de um reator eletrônico, pode-se citar:

- Filtro de interferência eletromagnética (EMI, do inglês, *electromagnetic interference*): sua função principal é suprimir o ruído de alta frequência gerado pelo reator eletrônico e pelo circuito pré-regulador de fator de potência. A interferência eletromagnética pode ser irradiada ou conduzida.
- Retificador: é basicamente formado por diodos e tem por função retificar o sinal alternado de entrada. Pode ser do tipo onda completa ou dobrador de tensão.
- Estágio pré-regulador de fator de potência: pode ser feito de forma passiva, com a utilização de capacitores e indutores, ou de forma ativa, controlada por interruptores (KLEIN, 2005).
- Estágio inversor: é comumente composto por um braço de interruptores

em série e é responsável pelo controle da tensão aplicada ao filtro ressonante.

- Filtro ressonante: é composto por no mínimo um indutor e um capacitor. É a partir desse filtro que se obtém os ganhos de tensão apropriados para cada tipo de lâmpada, de acordo com a frequência de comutação do estágio inversor. Também é responsável por limitar a corrente afim de estabilizar a LF.
- Sistema de controle: é estágio onde são colocadas as proteções do circuito e as técnicas de controle para monitorar e controlar a potência a lâmpada.

2.3 VIDA ÚTIL

A vida útil de uma lâmpada fluorescente é definida pelo tempo em que ela consegue irradiar luz, mesmo que já não esteja mais com sua eficiência máxima. Desconsiderando uma possível quebra do bulbo, vazamento de gás ou danos aos eletrodos causados por fatores externos, a vida útil da LF é determinada pela perda da cobertura do material emissivo de elétrons dos filamentos. Durante a ignição da lâmpada algumas das coberturas são corroídas no eletrodo, além de evaporação adicional e erosão do material emissivo causada pelo aquecimento dos filamentos (WAKABAYASHI, 2007). Isso faz com que o número de vezes que a lâmpada liga e desliga influencie em muito no seu tempo de vida.

Existem diversas maneiras de se testar ou estimar a vida útil de uma lâmpada. O método tradicional de teste da vida de uma LF pode levar até três anos para ter um resultado preciso da combinação lâmpada e reator. Com fabricação de diversas lâmpadas e reatores de modelos e marcas diferentes no mercado, fica cada vez mais difícil estimar esse valor a curto prazo. Sendo que a vida útil de uma lâmpada é um dos fatores cruciais na decisão de qual tipo de lâmpada adquirir, pesquisas têm sido realizadas utilizando diversos métodos de ciclos para reduzir o tempo de teste requerido (KAISER, 1988).

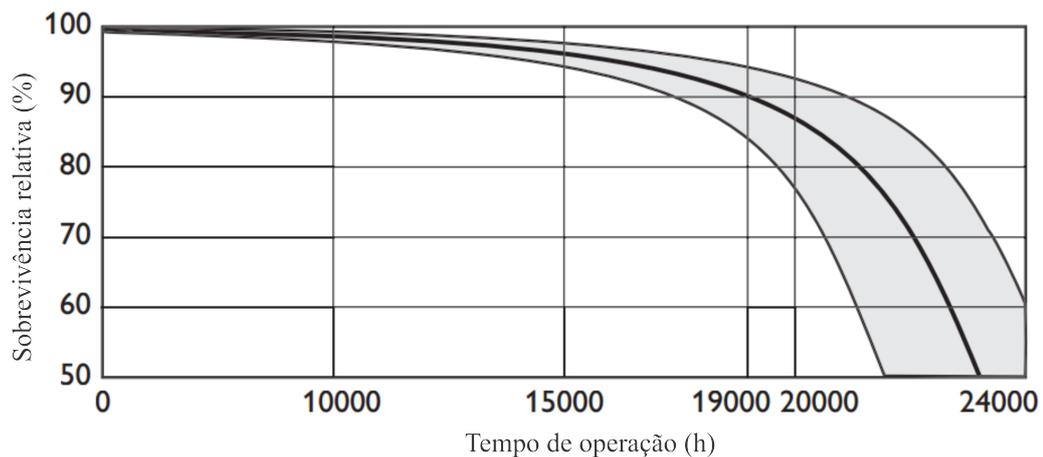
Um dos testes mais aceitos, proposto pela *Illuminating Engineering Society of North America (IESNA)*, é realizado a partir de um grande número de amostras de lâmpadas, operando em um ciclo de 3 horas ligadas e 20 minutos desligadas, determinando-se assim o tempo médio de falha. Métodos de ciclos rápidos têm sido propostos e realizados para tentar reduzir

o tempo de teste (NAREBDRAN, 2009). Os métodos de ciclos rápidos consistem da aplicação de vários ciclos de liga-desliga, como por exemplo: 10 segundos ligada, 10 segundos desligada; 40 segundos ligada, 20 segundos desligada; 5 minutos ligada, 5 minutos desligada; e 15 minutos ligada, 5 minutos desligada. No entanto, a natureza desta relação entre ciclos rápidos e o método da *IESNA* não tem sido determinada.

A fabricante Philips determina a vida útil da LF T5 a partir de um teste de 3 h, com 165 min. ligada e 15 min. desligada, operando com um reator eletrônico apropriado e com o preaquecimento dos filamentos. A Figura 7 exhibe as curvas publicadas pela fabricante, baseadas em um lote de produção e testadas em condições de laboratório, como especifica a norma *IEC 60901* (IEC 60901, 1997). Na prática a performance individual das lâmpadas pode variar da média. A expectativa média da vida da lâmpada ocorre quando 50% das lâmpadas para de funcionar (PHILIPS, 2015).

Além da temperatura, fatores elétricos de alimentação da LF, como forma de onda, frequência, corrente e tensão influenciam diretamente na vida útil de qualquer LF, como será visto nos tópicos seguintes. Esses fatores são determinados basicamente pelo reator da lâmpada.

Figura 7 – Expectativa de vida de uma LF T5 com um ciclo de comutação de 3 h.



2.4 FATOR DE CRISTA

O fator de crista é calculado pela razão entre valor de pico e o valor eficaz da corrente de descarga da lâmpada, como mostra (2.2). A norma *ANSI C82.11* (ANSI C82.11, 2002) limita esse valor a 1,7. Um valor acima disso indicaria uma forma de onda corrente muito distorcida, com uma corrente de pico muito alta, o que acabaria por danificar demais os filamentos.

$$FC = \frac{I_{pk}}{I_{eficaz}} \quad (2.2)$$

2.5 PRAQUECIMENTO

As lâmpadas T5 possuem filamentos com material emissivo que facilita a ignição, contanto que a temperatura seja alta o suficiente. A melhor forma de partir uma lâmpada fluorescente T5 é preaquecendo os filamentos, sem aplicar sobre a mesma uma tensão capaz de dar a ignição, e somente após esse período dar a partida na lâmpada (PHILIPS, 2013). A temperatura ideal para o preaquecimento normalmente fica em torno dos 700°C a 1000° C. Temperaturas fora dessa faixa são desencorajadas, pois causam a evaporação dos material emissivo dos filamentos, reduzindo sua vida útil. Normalmente dois métodos são utilizados para a partida da lâmpada por preaquecimento dos filamentos: preaquecimento controlado por corrente e preaquecimento controlado por tensão.

Dependendo do tempo permitido para o preaquecimento o reator deverá fornecer a corrente ou a tensão dentro dos limites especificados pelo fabricante e seguir a normativa *NBR 14418*, que descreve as condições de partida da LF (NBR 14418, 2011). Se os limites forem ultrapassados, ou não alcançados, pode ocorrer o aceleração do desgaste dos filamentos, visivelmente notado pelo escurecimento dos terminais da lâmpada, fenômeno chamado de *end-blackening*. A Tabela 1 mostra os valores de tensão para o preaquecimento ideal dos filamentos para a lâmpada Philips modelo T5 de 28 W. O tempo de preaquecimento, normalmente, é escolhido entre 0,5 a 2 s. Valores menores podem danificar os filamentos.

Tabela 1 – Tensão adequada dos filamentos de acordo com o tempo de preaquecimento.

Tempo (s)	Tensão mínima (V)	Tensão máxima (V)
0,5	8,8	14,3
1	7,1	11,5
1,5	6,5	10,4
2	6,1	9,8

Durante o preaquecimento a tensão sobre a lâmpada deve ser baixa, para se evitar uma

ignição antecipada, entretanto, o fabricante especifica um valor mínimo para essa tensão, que deve ser respeitado. Para a LF desse trabalho, é estipulada uma tensão de preaquecimento entre os terminais da LF de 240 V, e uma tensão de ignição de 425 V.

A ignição da lâmpada TL5 HE 28 W pode ser feita sem o preaquecimento, que mesmo com maior desgaste dos filamentos, torna-se uma opção em casos específicos, onde a lâmpada fique mais de 8 horas ligada a cada comutação (PHILIPS, 2010).

2.6 IGNIÇÃO

Um dos fatores que mais influenciam na vida útil da lâmpada é o método de ignição. Se a partida da lâmpada não for feita da maneira para qual foi projetada pode ocorrer a incandescência dos filamentos, causando o *end-blackening*, que além de reduzir drasticamente a vida útil ainda diminui sua luminosidade. Para se evitar esse fenômeno, deve-se limitar a corrente de descarga da LF, de acordo com o modelo, no projeto do reator eletrônico.

A forma de onda da tensão para a partida deve ser preferencialmente senoidal, não modulada e conter a menor modulação em baixa frequência do barramento possível (KAISER, 1988). Caso a lâmpada for operar com sua potência máxima, após o processo de ignição, o aquecimento dos filamentos pode ser desligado, pois a mistura gasosa já estará estabilizada e isso melhorará a eficiência do sistema.

Após a ignição da LF a resistência interna diminui drasticamente, permitindo manter a corrente nominal com um nível de tensão bem mais baixo que o de partida. Segundo o fabricante, a LF utilizada como carga desse trabalho, possui como valores nominais, uma corrente de descarga de 170 mA, uma tensão de 166 V e uma impedância interna de 950 Ω .

2.7 CONTROLE DE FLUXO LUMINOSO DE LÂMPADAS FLUORESCENTES

Uma das maneiras mais eficientes de se economizar energia em iluminação é utilizar a energia proveniente do sol para iluminar ambientes internos. Com uma boa posição solar, janelas e aberturas grandes facilitam o uso dessa técnica. Com a iluminação solar pode-se diminuir o fluxo luminoso das lâmpadas, sem deixar de atender os limites mínimos de iluminância impostos pela norma (NBR 8995-1, 2013). Essa técnica pode ser aplicada de forma manual, variando a potência da lâmpada através de um potenciômetro, ou automática, com o uso de sensores fotoelétricos. Em alguns casos com grande incidência de luz solar pode-se até desli-

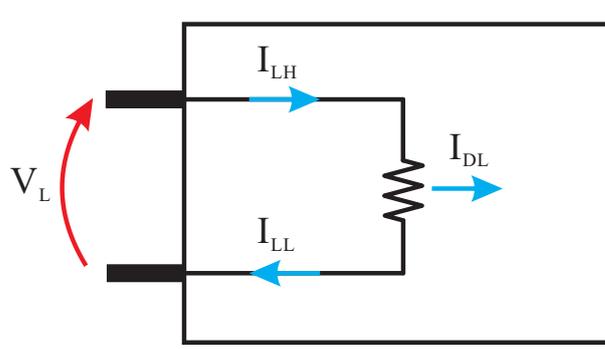
gar as lâmpadas mais próximas as janelas, desde que se tenha uma iluminação apropriada no ambiente. Para lâmpadas fluorescentes isso não seria muito vantajoso, pois as variações da luz externa poderiam ocasionar muitas comutações, o que pode prejudicar a vida útil da LF. Nesse caso a melhor alternativa seria a variação do fluxo luminoso da lâmpada.

O controle de fluxo luminoso de LF é feito a partir da redução do nível nominal de I_{DL} , o que faz com que a tensão entre seus terminais aumente. A tensão na lâmpada não é dependente apenas da corrente de descarga, mas também da pressão do vapor de mercúrio dentro do bulbo, que é controlado pela temperatura do *cold spot*. Portanto, o fluxo luminoso também é dependente da temperatura do ar próximo a FL e da posição que está disposta (PHILIPS, 2015).

2.7.1 Aquecimento dos Filamentos

Como descrito anteriormente, a vida útil da lâmpada é diretamente proporcional a vida útil dos filamentos, que é também dependente da temperatura de operação. Durante a variação da potência da LF, se o eletrodo estiver muito aquecido ocorre a evaporação do material emissivo e se estiver muito frio ocorre a pulverização catódica. Ambos fenômenos reduzem drasticamente a vida útil do filamento. Como o controle do fluxo luminoso é dado pela redução da corrente de descarga, a potência dissipada pelos filamentos também é reduzida, resultando também em uma baixa temperatura nos filamentos. Devido a isso é necessário um aquecimento adicional para se manter a temperatura em um nível adequado. O nível de calor dos filamentos é principalmente influenciado pelas correntes I_{LH} (do inglês *lead-high current*), I_{LL} (do inglês *lead-low current*) e pela corrente I_{DL} , de acordo com a Figura 8.

Figura 8 – Correntes no eletrodo de uma lâmpada fluorescente.



Por definição I_{LH} é a maior corrente que circula pelo eletrodo, sendo expressa por (2.3).

$$I_{LH} = I_{LL} + I_{DL} \quad (2.3)$$

Como essas correntes estão diretamente relacionadas com a temperatura dos filamentos, é definido um método, chamado *SoS* (PHILIPS, 2015), que delimita os valores mínimos e máximos das correntes I_{LH} e I_{LL} de acordo com o nível da corrente I_D . A equação é descrita por (2.4).

$$I_{LH}^2 + I_{LL}^2 = X - zYI_{DL} \quad (2.4)$$

Em que X , Y e z são parâmetros que dependem dos aspectos construtivos da lâmpada. No cálculo dos valores máximos e mínimos de operação da lâmpada deve-se considerar $z = 1$. Se a LF operar muito próximo dos limites de temperatura pode ser que sua vida útil seja reduzida, portanto, o ideal é operar o mais próximo possível da média entre os níveis máximos e mínimos, curva chamada SoS_{alvo} . Para o cálculo de SoS_{alvo} são utilizados os valores mínimos de X e Y , e z assume um valor dependente do modelo de cada lâmpada. Além dos limites do método SoS, também são impostos limites de segurança para cada uma das três correntes. A Tabela 2 mostra os valores limites para a lâmpada utilizada nesse trabalho.

Tabela 2 – Limites das correntes do filamento para LFs Philips TL5 HE.

Parâmetro	Valor
$I_{DL_{min}}$	0,015 A
$I_{DL_{max}}$	0,130 A
$I_{LL_{max}}$	0,170 A
$I_{LH_{max}}$	0,240 A
X_{min}	0,050 A ²
Y_{min}	0,330 A
z	0,100
X_{max}	0,058 A ²
Y_{max}	-0,075 A

A partir da Tabela 2 pode-se construir as equações que delimitam a região de operação para o aquecimento dos filamentos em toda faixa de variação do fluxo luminoso da lâmpada. SoS_{max} é definido por (2.5), SoS_{min} por (2.6) e SoS_{alvo} por (2.7).

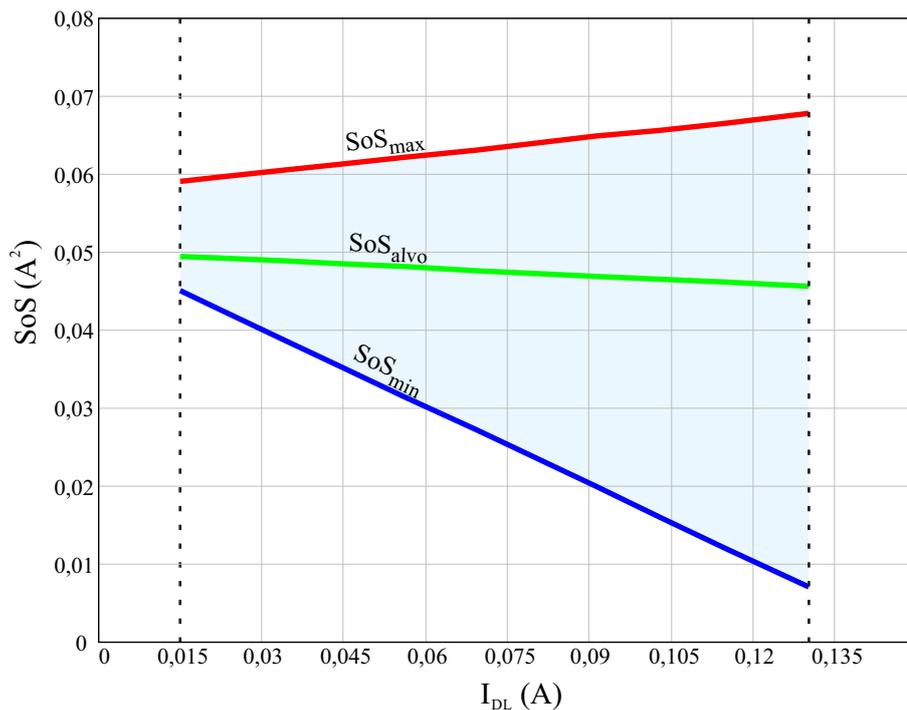
$$I_{LH}^2 + I_{LL}^2 < 0,058 + 0,075I_{DL} \quad (2.5)$$

$$I_{LH}^2 + I_{LL}^2 > 0,050 - 0,330I_{DL} \quad (2.6)$$

$$I_{LH}^2 + I_{LL}^2 \sim 0,050 - 0,033I_{DL} \quad (2.7)$$

Na Figura 9 é traçado um gráfico com os valores limites, mostrando na área hachurada a região de operação das correntes de aquecimento, de acordo com os limites da corrente de descarga. Também é traçada a curva dos pontos ideais de operação.

Figura 9 – Curvas do método SoS para LFs Philips TL5 HE.



2.8 TÉCNICAS DE VARIAÇÃO DE FLUXO LUMINOSO DE LÂMPADAS FLUORESCENTES

Nas seções seguintes serão explicadas as técnicas mais comuns de variação do fluxo luminoso de lâmpadas fluorescentes, evidenciando as vantagens e desvantagens de cada uma.

2.8.1 Variação do fluxo luminoso por mudança de frequência

A frequência de comutação dos interruptores do inversor de um reator eletrônico está diretamente ligada a tensão entregue a lâmpada, que é diretamente proporcional a potência da LF. Nesse caso, os níveis máximos e mínimos de potência da lâmpada são determinados de acordo com os ganhos de tensão do filtro ressonante a medida que se varia a frequência .

Esse é o método mais comum encontrado em reatores com controle de fluxo luminoso comerciais, justamente por ser um circuito de menor complexidade, o que acaba por não elevar muito o custo do sistema. O problema fica por conta da eficiência reduzida quando se opera com baixas potências, pois o aumento do valor absoluto do ângulo de fase entre a corrente e a tensão que alimenta o filtro gera muita energia reativa. Outra desvantagem desse método é o agravamento de problemas com interferência eletromagnética, provocado pela grande variação dos níveis de frequência (SEIDEL, POLONSKII, 2008).

Os métodos de variação do fluxo luminoso por frequência apresentados em (RIBARICH et al., 1999; MOO et al., 1999; NERONE et al., 2004) mostram um sistema confiável, mas com baixa eficiência para potências menores que 50% da nominal.

2.8.2 Variação do fluxo luminoso por mudança da tensão de barramento CC

Também é possível controlar a potência da lâmpada através da variação da tensão de barramento, como proposto em (S.Y.R. Hui, L. M. Lee, H.S.H. Chung, and Y.K.E. Ho, 2001). Esse método apresenta diversos pontos positivos, como baixo EMI, comutação suave e alto rendimento.

Nesse caso o controle da potência entregue a lâmpada é feito controlando-se a tensão nos terminais dos interruptores do inversor que alimenta o filtro ressonante (Dim_v), mantendo-se a frequência e a razão cíclica constantes. Dessa forma o nível de tensão é a única variável que irá influenciar no fluxo luminoso gerado pela LF.

Esse método reduz o excesso de energia reativa no circuito para baixas potências, pois

não há variação significativa no ângulo de fase da corrente do filtro ressonante. Além disso, o problema de EMI é reduzido, pois a frequência de comutação é fixa. A desvantagem é a limitada faixa de operação, devido a instabilidade para potências menores que 50% da potência nominal, além da complexidade e custo do circuito (POLONSKI et al, 2013).

2.8.3 Variação do fluxo luminoso por mudança da razão cíclica

Em (HUI et al. 1984) é abordada uma metodologia de variação do fluxo luminoso através da variação da razão cíclica dos interruptores do inversor. Como vantagens dessa técnica, foi apresentada a comutação suave e baixa interferência eletromagnética.

Essa técnica baseia-se na variação da largura do pulso dos interruptores do inversor (Dim_d), fazendo com que liberem mais ou menos energia ao filtro e a lâmpada. A desvantagem desse método é o fenômeno da eletroforese não-linear, que faz com que os átomos de mercúrio migrem para uma das extremidades da LF, fazendo com que a outra extremidade deixe produzir luz visível, para razões cíclicas menores que 0,3. Outra desvantagem é a perda da comutação suave para razões cíclicas menores que 0,23 (SEIDEL, POLONSKI, 2008)

2.8.4 Variação do fluxo luminoso por mudança da indutância do filtro ressonante

Nesse método é utilizado um indutor variável, fazendo com que a indutância do filtro varie proporcionalmente a tensão entregue a lâmpada (Dim_l). Para isso é utilizada uma fonte de corrente CC de forma que altere as propriedades magnéticas do núcleo. Além do enrolamento principal, são adicionados mais dois enrolamentos ao mesmo núcleo, que serão responsáveis pela passagem da corrente adicional.

Apesar do bom rendimento, esse método ainda apresenta problemas de estabilidade para baixas potências, limitando o faixa onde se pode variar o fluxo luminoso (PERDIGÃO, 2009).

2.8.5 Variação do fluxo luminoso por mudança da tensão do barramento CC e da frequência Dim_{vf}

Em (HO, et al. 2004) é proposta a possibilidade de se controlar o fluxo luminoso da LF mesclando as técnicas de variação de tensão e frequência proporcionando um aquecimento dos filamentos mais adequado. Em (POLONSKI, 2013) é analisada uma proposta baseada nessa mesma técnica, mantendo o ângulo de fase praticamente fixo durante toda a faixa de controle

do fluxo luminoso através de um circuito PLL, evitando assim perdas por energia reativa e bom desempenho mesmo em baixas potências.

2.9 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Nesse capítulo foram feitas algumas considerações essenciais para a execução desse trabalho. Inicialmente, é necessário compreender em detalhes o funcionamento e comportamento de uma lâmpada fluorescente. A partir de seus aspectos construtivos pode-se também visualizar os pontos onde se devem ter mais cuidado na energização. Esses fatores são essenciais para o projeto de qualquer reator de LF. Dessa forma foi feita uma abordagem geral sobre o tema de iluminação fluorescente.

Foi dado destaque também para fatores como eficiência e vida útil da lâmpada, que são totalmente dependentes dos níveis de corrente e tensão controlados pelo reator.

Ao final é realizada uma abordagem sobre os diversos métodos de variação do fluxo luminoso de lâmpadas fluorescentes, ressaltando as vantagens e desvantagens de cada técnica. Com isso pode-se justificar e compreender melhor a relevância da técnica implementada nesse trabalho.

3 ESTÁGIO PRÉ-REGULADOR DE FATOR DE POTÊNCIA

O fator de potência (FP) é um índice que representa o quanto de energia proveniente da rede elétrica está sendo realmente transformada em trabalho útil em determinado dispositivo ou instalação. Esse fator é definido pela razão entre a potência ativa e a potência aparente, medidas na entrada de alimentação. Existem duas causas principais para o baixo fator de potência: o deslocamento de fase entre tensão e corrente de entrada ou a presença de harmônicos na corrente de entrada.

Cargas muito indutivas como motores elétricos e transformadores, por exemplo, são um dos principais causadores de energia reativa no sistema, devido à defasagem proporcionada pelo atraso da corrente em relação à tensão, resultando em um baixo fator de potência. Os circuitos comutados em alta frequência são outros dos elementos responsáveis pela redução da qualidade de energia, pois, além de serem amplamente utilizados, injetam uma grande quantidade de componentes harmônicos na corrente da rede elétrica, diminuindo também o FP. Esses fatores podem causar mau funcionamento de outros equipamentos conectados à rede elétrica e acabam por aumentar as perdas de energia por aquecimento, pois intensificam a corrente circulante do sistema.

O fator de potência é calculado por (3.1).

$$FP = \frac{V_{in,1} \cdot I_{in,1}}{V_{in} \cdot I_{in}} \cdot \cos(\phi_1) \quad (3.1)$$

Em que $V_{in,1}$ é o valor eficaz da componente fundamental da tensão de entrada, $I_{in,1}$ é o valor eficaz da componente fundamental da corrente de entrada, V_{in} é o valor eficaz de todos os harmônicos da tensão de entrada, I_{in} é o valor eficaz de todos os harmônicos da corrente de entrada e ϕ_1 é o deslocamento de fase entre a componente fundamental de tensão e corrente de entrada (BOYLESTAD, 2011).

O conteúdo harmônico na tensão de entrada é geralmente insignificante, então pode-se considerar que $V_{in,1} = V_{in}$.

Em (3.1) os valores eficazes podem ser expandidos como um somatório de harmônicos (RASHID, 2007), dado por (3.2).

$$FP = \frac{\cos(\phi_1)}{\sqrt{1 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_{in}^2}{I_{in,1}^2}}}. \quad (3.2)$$

E a THD do inglês *Total Harmonic Distortion* pode ser expressa como (3.3).

$$THD = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_{in}^2}{I_{in,1}^2}}. \quad (3.3)$$

Substituindo (3.3) em (3.2), tem-se (3.4).

$$FP = \frac{\cos(\phi_1)}{\sqrt{1 + THD^2}}. \quad (3.4)$$

Devido a grande quantidade de dispositivos de baixo FP, foram criadas regulamentações, para, de certa forma, forçar as empresas e fabricantes a corrigir esse fator, seja na entrada de energia da indústria ou nos próprios equipamentos. Para correção do fator de potência de uma indústria com muita carga indutiva, normalmente são utilizados bancos de capacitores, posicionados em lugares estratégicos, a fim de diminuir a energia reativa drenada da rede elétrica. Na área eletrônica o desafio é desenvolver topologias capazes de evitar a defasagem entre corrente e tensão sem que haja grandes distorções da corrente de entrada. Esses circuitos são comumente chamados de pré-reguladores de potência.

A etapa de pré-regulação é essencial para um circuito eletrônico chaveado que será conectado diretamente a rede elétrica. Dessa forma, esse capítulo trata especificamente da metodologia e do projeto desse circuito, que além de corrigir o FP e a distorção harmônica da corrente de entrada, também proporcionará a variação de tensão para controle do fluxo luminoso da LF e será utilizado em todos os testes do trabalho.

3.1 REGULAMENTAÇÕES E NORMAS TÉCNICAS

Para serem inseridos no mercado, praticamente todos equipamentos eletrônicos estão sujeitos ao cumprimento de normas e regulamentações técnicas. Na área de circuitos eletrônicos para acionamentos de LF tem-se como base a norma internacional (IEC 61000-3-2, 2009),

que trata dos limites das amplitudes harmônicas da corrente de entrada, e a regulamentação brasileira n° 465 da Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL 456, 2000) que limita os índices de fator de potência.

A norma *IEC 61000-3-2* destina-se a equipamentos eletrônicos que drenem uma corrente de até 16 A por fase, conectados em uma rede elétrica alternada com faixa de tensão entre 220 a 240 V_{eficaz} , com frequência de 50 ou 60 Hz. São definidos quatro classes de equipamentos:

- Classe A - Equipamentos com alimentação trifásica equilibrada;
- Classe B - Ferramentas portáteis;
- Classe C - Dispositivos de iluminação, incluindo reguladores de intensidade luminosa com mais de 25 W;
- Classe D - Equipamento que possua uma corrente de entrada não senoidal (<600 W).

A topologia proposta nesse trabalho se encaixa na Classe C. A tabela 3 mostra os valores limites impostos pela norma, para a corrente de entrada, da 2° até a 39° harmônica.

O fator de potência, aqui no Brasil, é estabelecido pela regulamentação n° 465, de 29 de novembro de 2000, que restringe o fator a no mínimo 0,92 capacitivo, das 00:00 às 6:00 horas, e no mínimo 0,92 indutivo durante as 18 horas restantes, sob pena de multa (ANEEL, 2000). A portaria do *INMETRO* n° 188, DE 2004, determina que os reatores eletrônicos alimentados em corrente alternada para LF tubulares com potência igual ou maior que 56 W, devem possuir um FP mínimo de 0,92 (INMETRO, 2004).

Tendo como base as normativas e regulamentações vigentes, percebe-se a importância da qualidade de energia drenada da rede elétrica, justificando o projeto dessa etapa do circuito proposto.

Tabela 3 – Norma IEC 61000-3-2, Classe C

Ordem harmônica (n)	Máxima corrente harmônica expressa em porcentagem da corrente fundamental de entrada
2	2 %
3	30 λ %
5	10 %
7	7 %
9	5 %
$11 \leq n \leq 39$ (apenas as ímpares)	3 %

λ - Fator de potência do circuito.

3.2 TÉCNICAS DE CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA

Na literatura são encontrados diversos métodos de correção de fator de potência. Atualmente sua implementação é muito importante, principalmente devido a grande quantidade de conteúdo harmônico inserido na rede elétrica de distribuição através das cargas não lineares de baixa potência.

As soluções de correção de fator de potência podem ser divididas em dois grupos: soluções passivas e soluções ativas. As soluções passivas são constituídas basicamente por componentes passivos, compreendendo diversas configurações de filtros em estruturas com capacitores e indutores. As soluções ativas diferenciam-se principalmente pelo uso de pelo menos um interruptor associado aos elementos passivos. Essa seção abordará as duas soluções, evidenciando as vantagens e desvantagens de cada uma e dando destaque para o método utilizado nesse trabalho.

3.2.1 Soluções passivas

Os métodos *PFC* passivos, em sua grande maioria, constituem um filtro com estrutura LC série. Podem ser empregados tanto como filtro de bloqueio criando caminhos de alta impedância entre o alimentador e a carga, bem como filtros de confinamento que consistem basicamente na criação de caminhos de impedância para circulação das harmônicas de corrente. Os filtros de confinamento são colocados em paralelo com a carga, apresentando uma pequena

impedância na sua frequência de ressonância, atuando como um curto-circuito para a harmônica de corrente em questão. Pode-se utilizar inúmeros filtros sintonizados em frequências diferentes de maneira a cancelar as inúmeras ordens de harmônicas (DEWAN, 1991).

Apesar do filtro passivo atuar como um caminho de baixa impedância para as harmônicas, podem ocorrer ressonâncias em outras frequências elevando os níveis de harmônicas que não causavam perturbações antes de sua instalação. Um estudo criterioso da planta deve ser feito antes da instalação do filtro passivo, e também toda vez que houver alteração na carga, pois o filtro apresenta taxas de compensação fixas (PRASAD et al, 1990).

Além dos problemas de ressonância pode-se citar como desvantagens o peso e o volume, a influência nas formas de onda na frequência fundamental, a limitação da faixa de tensão de entrada, a impossibilidade de regulação da tensão e a resposta dinâmica lenta. A principal vantagem é a não utilização de elementos ativos, o que acaba por tornar o circuito mais robusto e barato (GORL et al, 1991).

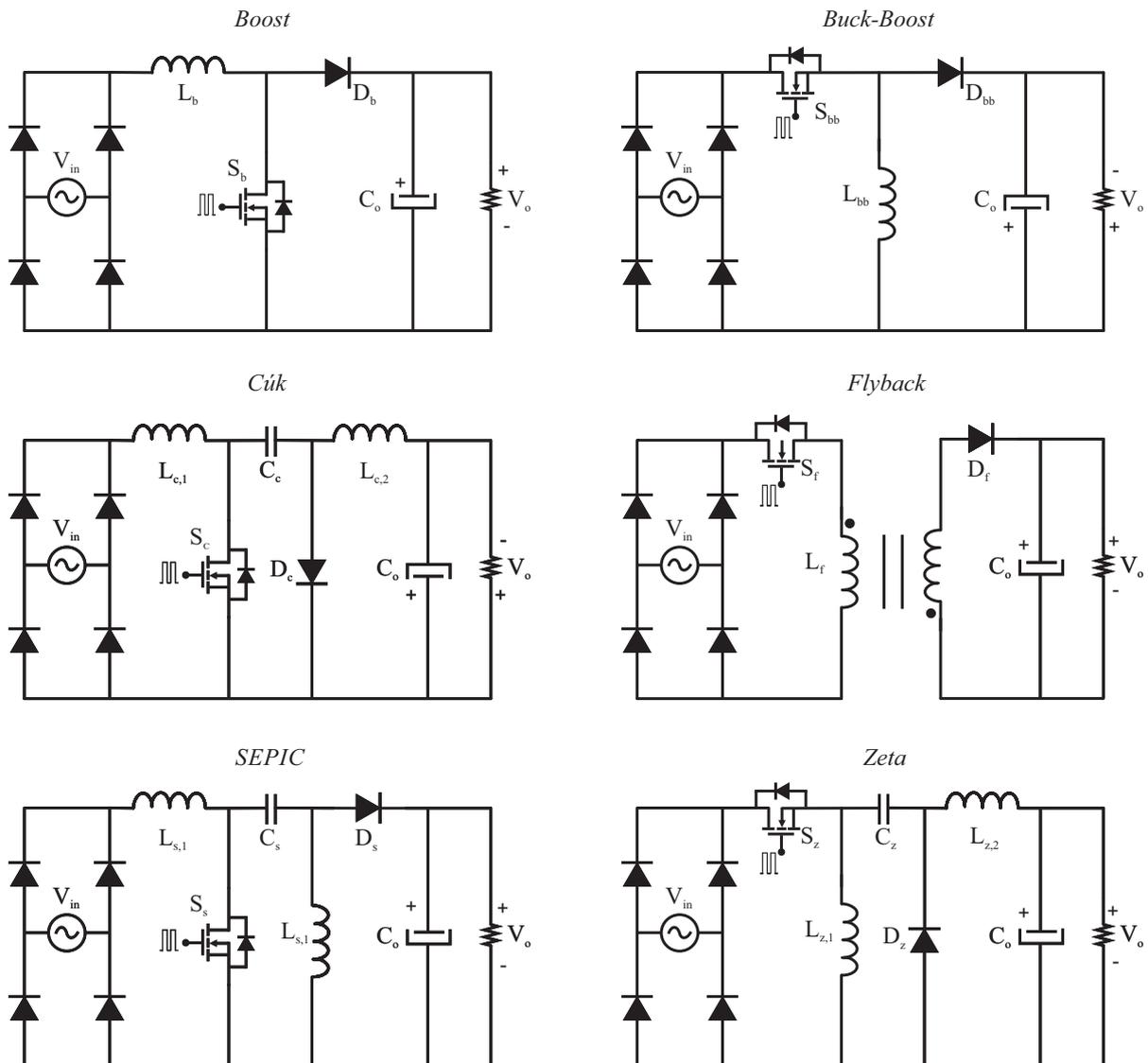
3.2.2 Circuitos pré-reguladores ativos

Um pré-regulador de FP ativo é basicamente um conversor estático operando em alta frequência, inserido entre a ponte retificadora e a carga. Essa solução pode proporcionar uma corrente de entrada senoidal, conforme as normas e regulamentações, a possibilidade de entrada universal com desempenho satisfatório, a possibilidade de isolamento entre entrada e saída e controle da tensão e/ou corrente da saída (L. ROGGIA, 2009).

Diversas topologias podem ser utilizadas para essa finalidade, como mostrado na Figura 10. Esses conversores, além de atuar na correção do FP, são também responsáveis pelo controle do fluxo de energia entre entrada e saída do circuito. Comparações entre as topologias podem ser encontradas em (HERNANDEZ et al, 1995; WANG et al, 1996; MOLLOV et al, 2005). Dentre eles, o conversor *Boost* operando no modo de condução contínua, com controle pela corrente média é provavelmente o mais popular para soluções monofásicas.

O conversor *Boost* possui característica elevadora, ou seja, a tensão de saída pode assumir apenas valores iguais ou superiores a tensão de entrada V_{in} . É uma das topologias mais simples, pois utiliza poucos componentes, além de possuir um indutor na entrada, que absorve variações bruscas na tensão da rede elétrica e não afeta o restante do circuito, além de facilitar a obtenção da forma de onda senoidal desejada da corrente (HUANG et al, 2008). Outra vantagem é o interruptor possuir a mesma referência de aterramento da entrada e saída, o que

Figura 10 – Principais conversores utilizados como pré-reguladores de potência.



permite ser controlado por um sinal de baixa tensão também referenciado ao terra, ou seja, torna possível a utilização de um *driver* não isolado.

A topologia *Buck-Boost* possui característica abaixadora e elevadora, tendo como principais vantagens o uso de apenas dois componentes reativos, a possibilidade de reduzir o número de estágios aplicando técnicas de integração de estágios, e a não utilização de transformador. Em contrapartida, possui alto *ripple* na corrente de entrada, o que eleva o conteúdo harmônico, necessitando de um capacitor muito grande ou de um filtro LC. Outra desvantagem é a tensão de saída ser invertida com relação a tensão de entrada (KANG et al., 2016; KA VITH et al., 2015).

O conversor *Cúk* possui como principais vantagens a baixa ondulação na corrente de

entrada, o interruptor aterrado e a corrente de saída não pulsada. Por outro lado, também possui a tensão de saída invertida em relação a entrada (SIMONETTI, 1997).

A topologia *Flyback* possui uma isolamento galvânica intrínseca, possibilidade de múltiplas saídas, boa regulação cruzada, dispensa indutor de filtragem e é relativamente fácil de ser estabilizada. Sua principal limitação está no fato de que o interruptor de potência é ligado em série com o indutor primário, e assim fica submetido a grandes esforços de tensão, o que exige circuitos *snubber* para limitar a tensão na chave. Isso acaba comprometendo o rendimento do conversor, devido perdas no circuito *snubber* e no indutor acoplado, sendo mais recomendado para baixas potências (MARCHESAN et al, 2007).

O conversor *SEPIC* possui estágio de entrada tipo *Boost*, que pode drenar corrente não pulsada da rede elétrica, e possui estágio de saída tipo *Flyback*, com a mesma facilidade de controle (PAPPIS et al., 2005; GULES et al., 2010). Dentre outras vantagens, a topologia *SEPIC* também pode se comportar como elevador ou rebaixador de tensão, apresenta baixa ondulação da corrente de entrada (reduzindo ou até não necessitando de um filtro *EMI*) devido ao indutor na entrada do circuito (SIMONETTI et al, 1997), possibilita adaptação para a isolamento galvânica, o interruptor compartilha a mesma referência com entrada e saída, a tensão de saída tem a mesma polaridade da fonte de entrada e também há a possibilidade de integração dos indutores, diminuindo o volume do conversor (DA SILVA, 2012; COSETIN, 2013). Como desvantagens pode-se citar os esforços de tensão sobre o interruptor e o diodo de saída (SÁ JUNIOR, 2010; SABZALI et al, 2011).

Nos conversores *Zeta*, *Cúk* e *SEPIC* a transferência de energia entre a entrada e saída ocorre através do capacitor intermediário, o que diminui a corrente de partida (POMILIO, 2004). Possuindo o mesmo número de componentes, eles se diferem principalmente pela disposição dos mesmos. O conversor *Zeta* possui a desvantagem da corrente de entrada ser constantemente interrompida, devido à disposição da chave colocada em série com a tensão de entrada. Entretanto, a saída deste conversor é composta por um filtro de 2ª ordem, melhorando a qualidade na tensão na carga (RASHIMI et al, 2016). Uma vantagem do conversor *SEPIC* em relação ao *Zeta* é possuir dois estágios de armazenamento de energia: o indutor de entrada é carregado pela fonte e, simultaneamente, o indutor intermediário se carrega pela tensão do capacitor C_s . A existência de dois ciclos de carregamento em cada ciclo de comutação permite uma maior capacidade de potência para o *SEPIC* (PADILHA, 2011).

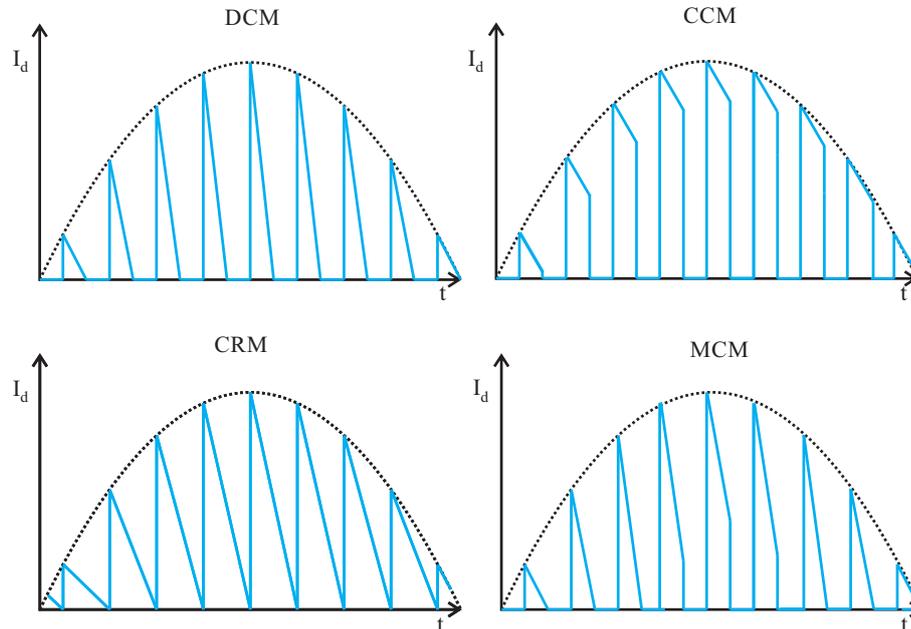
3.3 MODOS DE CONDUÇÃO DE UM CIRCUITO PRÉ-REGULADOR ATIVO

Os conversores estáticos de potência podem operar em quatro modos de condução distintos: o modo de condução descontínua (*DCM*, do inglês, *Discontinuous Conduction Mode*), o modo de condução contínua (*CCM*, do inglês, *Continuous Conduction Mode*), modo de condução crítica (*BCM*, do inglês, *Boundary Conduction Mode*) e o modo de condução mista (*MCM*, do inglês, *Mixed Conduction Mode*). De maneira geral, analisando os conversores a nível da frequência de comutação (f_s), o modo de operação é definido de acordo com a passagem da corrente no indutor (para os conversores *Boost* e *Buck-Boost*), na corrente de magnetização (Flyback) ou no diodo de saída (*Cúk*, *SEPIC* e *Zeta*) (DA SILVA, 2012). Quando a corrente que circula pelo componente retorna linearmente ao nível zero antes do final do período de comutação (T_s), diz-se que o conversor opera no modo *DCM*. Em contrapartida, quando a corrente no componente em análise não retorna ao zero antes do final do período em todos os períodos de um semiciclo da tensão de entrada, diz-se que opera no modo *CCM*. O modo *CCM* pode ser detectado quando a corrente instantânea que circula componente retorna ao nível zero exatamente no final do período de comutação. Esse modo de condução é a fronteira entre o modo *DCM* e o modo *CCM*. Caso a corrente no componente retorne linearmente a zero antes do final de alguns períodos de comutação e não nos demais períodos de um ciclo de tensão de entrada, tem-se o modo *MCM*. A figura 11 mostra um exemplo da forma de onda em alta frequência no diodo de saída dos conversores *Cúk*, *SEPIC* e *Zeta*.

Em alguns conversores (*SEPIC*, *Cúk*), quando operam no modo *DCM*, a corrente de entrada segue naturalmente a envoltória da tensão da rede elétrica, pois o estágio de pré-regulação consegue emular uma carga puramente resistiva, operando com frequência e razão cíclica constantes. Este tipo de *PFC* é comumente chamado seguidor de tensão (SIMONETTI, 1995). Com isso pode-se obter um fator de potência praticamente unitário sem a utilização de uma malha de controle de corrente. Além disso ainda apresenta perdas de comutação bastante reduzidas devido a comutação em zero de corrente e a inexistência da recuperação reversa do diodo. Como desvantagem esse modo pode apresentar maiores variações de picos de corrente, o que pode ocasionar distúrbio eletromagnéticos e perdas de energia (ALONSO et al, 1999). Devido a esses picos de corrente que os semicondutores devem suportar esse modo de condução é indicado apenas para baixas potências (<300 W) (SHARIFIPOUR et al., 1998).

Para potências maiores, os conversores que operam no modo *CCM* são mais adequados,

Figura 11 – Análise dos modos de operação dos conversores *Cúk*, *SEPIC* e *Zeta* a partir da corrente no diodo de saída.



pois as taxas de variação de corrente são menores, minimizando as perdas por condução e os problemas relacionados a *EMI*. Nesse modo é necessário um controle dedicado, capaz de manter a regulação da tensão e/ou da corrente do circuito.

O modo *CCM* também necessita de um sistema de controle dedicado, pois possui razão cíclica e frequência que variam durante a operação do conversor. Devido a isso há uma maior complexidade no projeto dos componentes magnéticos, além da necessidade de se colocar filtros na entrada do conversor para se adequar as normativas.

Quando o conversor for utilizado para alimentar cargas variáveis, que ultrapassem a barreira dos 300 W, o modo *MCM* torna-se interessante, pois pode aproveitar as vantagens de cada um dos modos de condução (*DCM* e *CCM*). Com isso pode-se reduzir o tamanho dos dispositivos magnéticos e as perdas por comutação e condução (ROGGIA, 2009).

3.4 CONVERSOR PRÉ-REGULADOR DE FATOR DE POTÊNCIA

Com base nas características apresentadas nas sessões 3.2 e 3.3, a topologia mais atrativa e que atende todos os requisitos desse trabalho é o conversor *SEPIC* operando no modo *DCM*. Outros conversores, como o *Flyback*, *Buck-Boost* e *Cúk*, também poderiam ser utilizados, mas a baixa ondulação da corrente de entrada (diminuindo ou até podendo evitar o uso de filtros

EMI), alta eficiência, alto FP e baixa *THD* (sem a utilização de malhas de controle específicas), interruptor aterrado, saída não invertida, entre outros fatores já citados em 3.2.2, tornam o sistema mais simples, robusto e confiável.

Além disso, esse conversor permite o monitoramento da tensão de saída através de uma malha de controle que atua exclusivamente na razão cíclica do interruptor, além de possibilitar a variação da tensão de saída requisitada nos dados do projeto (40 a 300 V) sem perder, em nenhum momento, a operação em *DCM* e a característica de seguidor de tensão. A Figura 12 exibe a topologia *SEPIC* e a Figura 13 mostra as formas de onda ideais da corrente e da tensão de entrada do conversor operando no modo *DCM*.

Figura 12 – Topologia do conversor *SEPIC*.

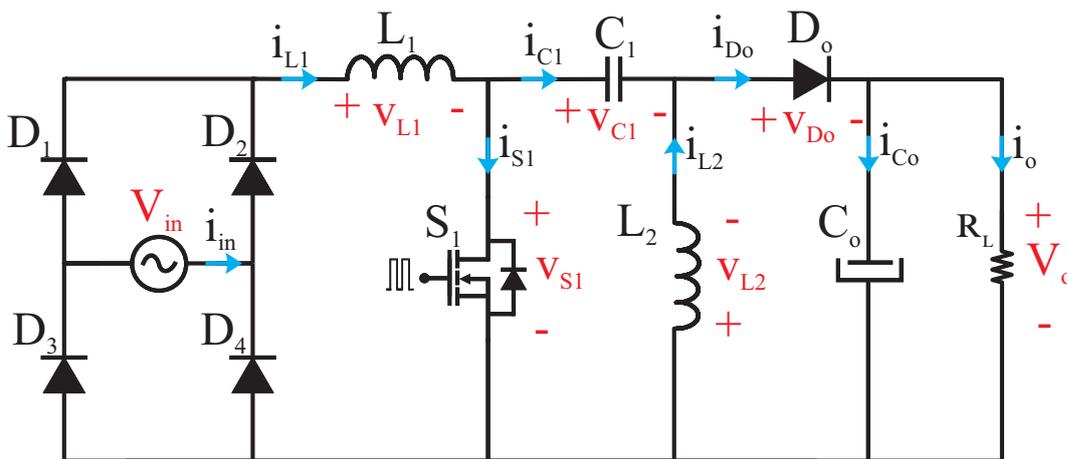
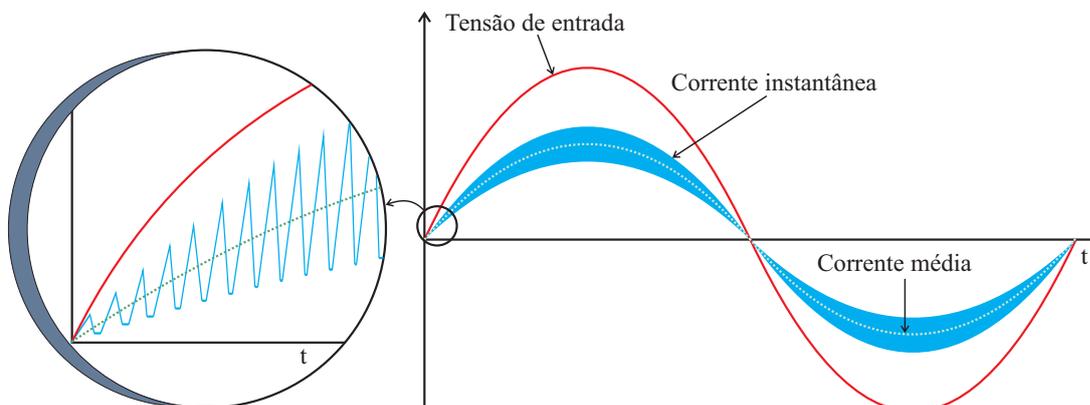


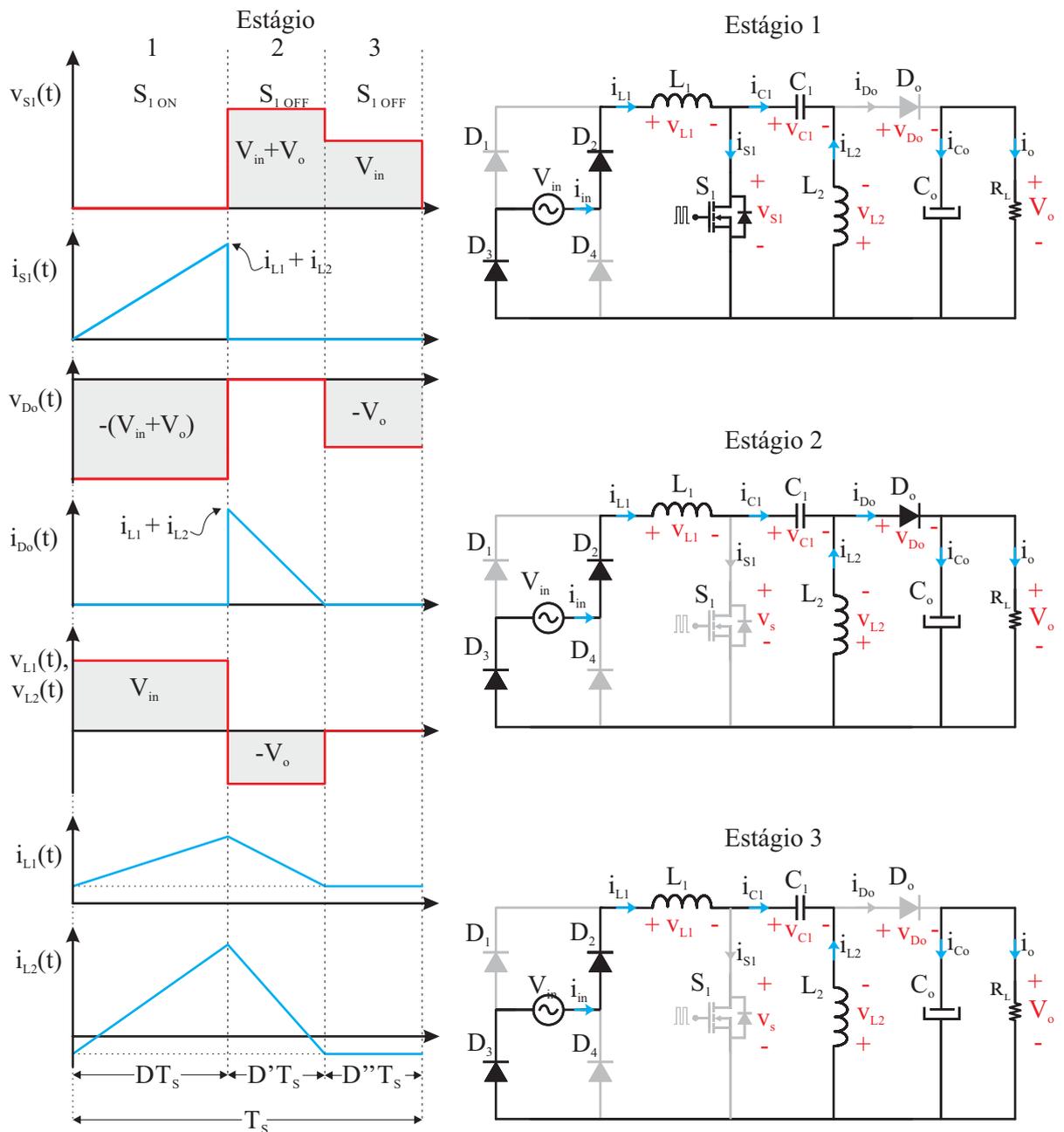
Figura 13 – Tensão e corrente de entrada do conversor *SEPIC* operando em *DCM*.



3.4.1 Estágios de operação do conversor SEPIC

Com base no fluxo das correntes nos indutores, pode-se dividir o conversor SEPIC em 3 etapas de operação, dentro de um período completo de comutação (T_s), como mostra a Figura 14.

Figura 14 – Estágios de operação do conversor SEPIC.



No primeiro estágio, o interruptor S_1 está conduzindo e o capacitor C_1 está carregado

com a mesma tensão da rede elétrica (V_{in}). V_{in} também é aplicada aos terminais dos indutores L_1 e L_2 , fazendo com que as correntes i_{L1} e i_{L2} comecem a crescer linearmente, sendo que o indutor L_1 é carregado pela fonte de tensão de entrada e o indutor L_2 pelo capacitor C_1 . A corrente que circula por S_1 é a soma de i_{L1} e i_{L2} . O diodo D_o está reversamente polarizado e portanto não está conduzindo energia, sendo submetido a uma sobretensão dada pela soma da tensão de entrada com a tensão de saída (V_o). Nesse momento a carga é alimentada unicamente pela energia acumulada no capacitor de saída (C_o).

Quando o interruptor é desligado, tem-se o segundo estágio de operação do conversor. Nesse instante, a corrente i_{S1} vai imediatamente a zero e os indutores não são mais carregados. Como não podem ocorrer mudanças bruscas nas correntes i_{L1} e i_{L2} , as polaridades das tensões v_{L1} e v_{L2} são invertidas, polarizando diretamente D_o , que começa a conduzir imediatamente. i_{L1} e i_{L2} decrescem linearmente através de D_o e a energia acumulada nos indutores é então cedida a C_o e a carga R_L . Durante esta etapa S_1 é submetido a soma das tensões de entrada e saída.

Como o conversor opera no modo *DCM*, tem-se um terceiro estágio, que se inicia quando a corrente i_{D_o} chega a zero. Nesse instante a corrente que flui pelos indutores é a mesma e D_o deixa de conduzir. A tensão sobre os indutores L_1 e L_2 é nula, tendo-se apenas uma corrente residual circulando pelos componentes. A carga é novamente alimentada apenas por C_o . Essa etapa acaba quando S_1 começar a conduzir novamente.

3.5 METODOLOGIA DE PROJETO DO CONVERSOR *SEPIC*

De acordo com os limites impostos pelo fabricante, durante o controle do fluxo luminoso, a corrente de descarga da lâmpada deve se manter na faixa entre 15 e 130 mA (PHILIPS, 2013), a qual é alimentada por um inversor ressonante. A partir disso também são definidos os limites da tensão de barramento (V_o) que alimenta esse inversor, para o método de controle do fluxo luminoso Dim_{vf} , variando V_o de 40 a 300 V. Essa faixa de tensão depende da potência envolvida no conjunto inversor ressonante + lâmpada e também do ganho do filtro ressonante, como é mostrado no capítulo 5.

Para que o conversor opere de acordo com os requisitos desse trabalho é necessário que se garanta o modo *DCM* em toda faixa de controle do fluxo luminoso da lâmpada. A fronteira entre os modos de operação é definida pelo ganho estático do conversor operando em *DCM*, dado por (3.5).

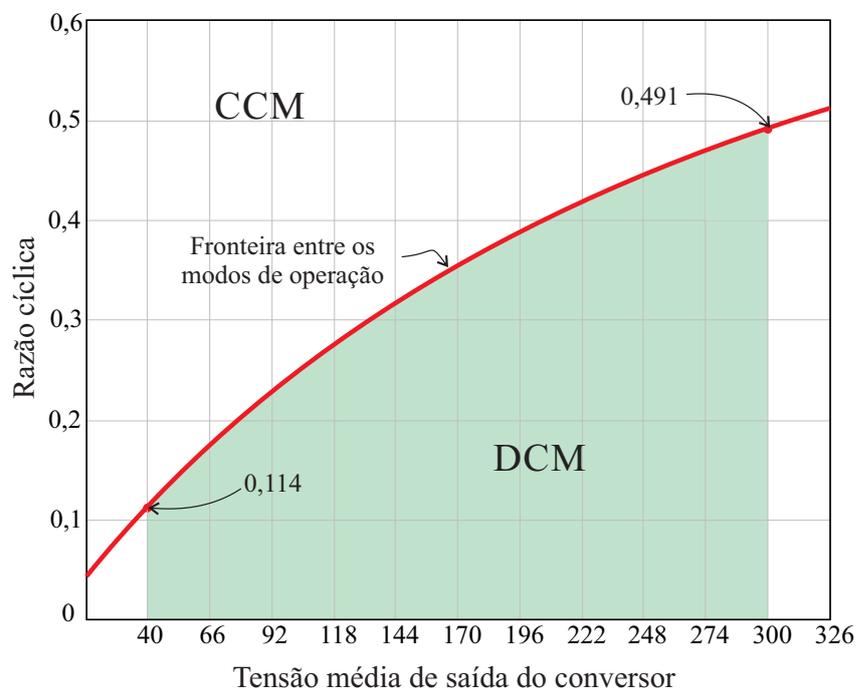
$$\frac{V_o}{V_{in_{pk}}} = \frac{D}{1-D} \quad (3.5)$$

Rearranjando (3.5) em função de D , pode-se calcular os valores limites de razão cíclica dentro da faixa da tensão de saída do estágio *PFC*, de acordo com (3.6).

$$D_{max} < \frac{V_o}{V_o + V_{in_{pk}}} \quad (3.6)$$

Percebe-se que a região limite entre os modos *CCM* e *DCM* depende da razão cíclica, do valor de pico da tensão de entrada e da tensão média de saída (DA SILVA, 2012). Como a tensão de entrada é fixa, pode-se esboçar um gráfico mostrando a variação da razão cíclica de acordo com a tensão de saída do conversor, como mostra a Figura 15.

Figura 15 – Modos de operação do conversor *SEPIC PFC*.



A curva central do gráfico define o limiar entre os modos de condução, representando a região de operação do modo *CCM*. A área hachurada exibe a região onde o conversor poderá atuar, de acordo com os limites pré-definidos de tensão de saída. Além desses requisitos, os outros parâmetros de projeto do conversor pré-regulador são definidos na Tabela 4.

Tabela 4 – Dados de projeto do conversor *SEPIC PFC*.

Parâmetro	Simbologia	Valor
Tensão eficaz de entrada	V_{in}	220 V
Tensão máxima de entrada	$V_{in_{pk}}$	311 V
Tensão média de saída (máx.)	$V_{o_{max}}$	300 V
Tensão média de saída (mín.)	$V_{o_{min}}$	40 V
Frequência da rede elétrica	f_r	60 Hz
Frequência de comutação	f_s	50 kHz
Frequência de ressonância entre C_1 , L_1 e L_2	f_{res}	5 kHz
Potência média de saída	P_o	31 W
Ondulação da tensão de saída	ΔV_o	5 %
Ondulação da corrente de entrada	Δi_{in}	20 %
Rendimento estimado do conversor	η	90 %

A potência média de saída é superior ao limite máximo da lâmpada, pois existem perdas no inversor HB e no filtro ressonante. Para o cálculo de P_o , foi estimado um rendimento de 90% para o conjunto inversor + filtro.

O projeto do conversor será realizado para o caso de maior potência do sistema, onde as correntes nos indutores atingem os maiores valores. Para isso deve-se definir um valor de razão cíclica dentro da área hachurada da Figura 15, considerando $V_o=300$ V.

A potência de entrada do conversor pode ser calculada pela relação entre a potência média de saída e seu rendimento estimado, como mostra (3.7).

$$P_{in} = \frac{P_o}{\eta} \quad (3.7)$$

Com isso pode-se projetar as indutâncias dos elementos magnéticos do conversor. Primeiramente é determinada a indutância equivalente L_e , que é a indutância vista pela entrada do conversor, sendo a associação paralela entre L_1 e L_2 . Pode ser calculada por (3.8).

$$L_e = \frac{D^2 V_{inpk}^2}{4P_{in} f_s} \quad (3.8)$$

Com isso pode-se calcular a corrente de pico do indutor equivalente, de acordo com (3.9).

$$I_{Lepk} = \frac{DV_{inpk}}{2L_e f_s} \quad (3.9)$$

A partir da ondulação máxima da corrente Δi_{in} , pré-definida no projeto, pode-se encontrar o valor do *ripple* da corrente de entrada, através de (3.10).

$$\Delta i_{L1} = i_{Lepk} \Delta i_{in} \quad (3.10)$$

Com o valor do *ripple* máximo da corrente do conversor, pode-se calcular a indutância de L_1 a partir da equação (3.11).

$$L_1 = \frac{DV_{inpk}}{f_s \Delta i_{L1}} \quad (3.11)$$

Como visto anteriormente, L_e é associação paralela dos indutores L_1 e L_2 , e pode ser definido por (3.12). Rearranjando, pode-se calcular o valor de L_2 através de (3.13).

$$L_e = \frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2} \quad (3.12)$$

$$L_2 = \frac{L_e L_1}{L_1 - L_e} \quad (3.13)$$

O capacitor intermediário deve suportar a tensão de pico de entrada mais ondulações. Como a tensão de entrada é senoidal com média zero, o capacitor deve ser de dupla polaridade,

sendo o mais indicado o capacitor cerâmico, devido a elevada vida útil (TOMM, 2011).

O dimensionamento de C_1 é realizado com base na frequência de ressonância, sendo que: a envoltória da tensão sobre o capacitor deve acompanhar a tensão da rede elétrica e, ao mesmo tempo, deve ser considerada constante durante o período de comutação (DA SILVA, 2012). Para isso deve-se projetar a frequência de ressonância (f_{res}) entre o capacitor e os indutores para um valor muito maior que a frequência da rede elétrica (f_r) e a frequência de ressonância entre C_1 e L_2 para um valor menor que a frequência de comutação, geralmente 1/10 de f_s . A partir disso pode-se calcular a capacitância de C_1 através de (3.14).

$$C_1 = \frac{1}{(2\pi f_{res})^2(L_1 + L_2)} \quad (3.14)$$

O capacitor de barramento C_o depende da corrente de saída, do tempo de carga e descarga e da ondulação máxima da tensão de saída pré-definida, como descrito em (3.15).

$$C_o = \frac{P_o}{V_o} \frac{1}{2\pi f_r \Delta V_o} \quad (3.15)$$

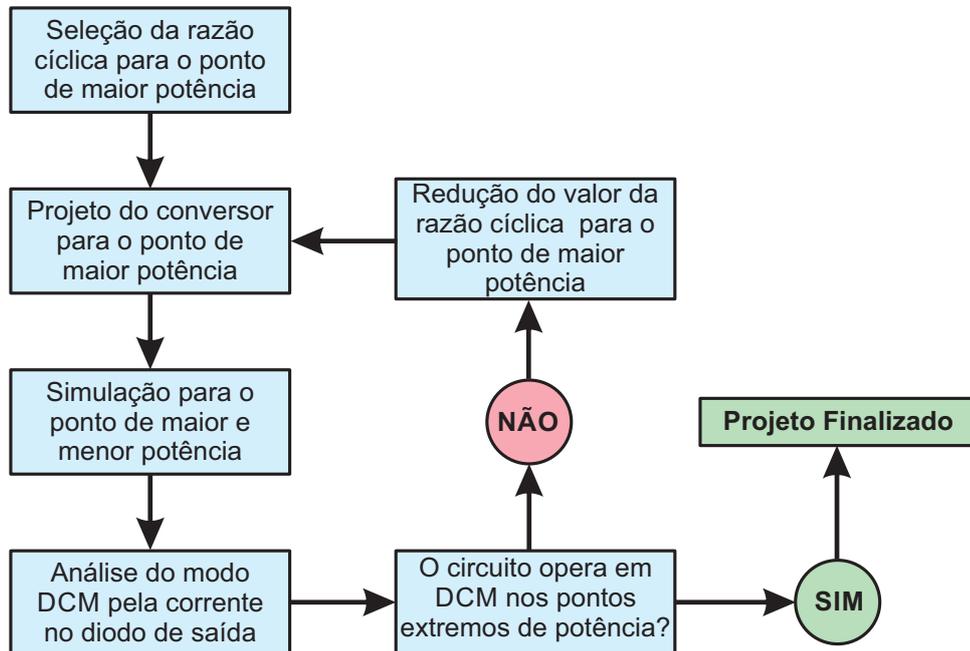
Após realizado o dimensionamento dos componentes passivos do conversor, é necessário validar o projeto através de simulação computacional, e avaliar se o conversor opera no modo *DCM* para todos os pontos de operação. De modo prático, basta avaliar o funcionamento no ponto de menor potência, como mostra o fluxograma da Figura 16.

3.5.1 Projeto dos semicondutores

A principal característica desejada para o interruptor S_1 é se obter a menor perda de energia possível em seu acionamento. Sendo assim, quando ativado, a queda de tensão deve ser a mínima possível e a condução de corrente deve ser elevada. Já quando desativado, deve bloquear a corrente, evitando qualquer tipo fuga, suportando a tensão de $V_{in} + V_o$. O tempo para iniciar os processos de condução e bloqueio deve ser o menor possível, evitando assim mais perdas (DE BRITO, 2010).

A corrente em S_1 é dada pelo somatório das correntes dos indutores, atingindo seu valor de pico quando a tensão de entrada também atinge seu valor máximo. A corrente máxima que

Figura 16 – Fluxograma para determinação da razão cíclica de projeto do *SEPIC PFC*.



a chave deve suportar pode ser calculada por (3.16).

$$i_{S1pk} = \frac{V_{inpk} D}{L_e f_s} \quad (3.16)$$

Os esforços de corrente e tensão sofridos pelo interruptor são os mesmos para o diodo D_o .

A partir dessa metodologia de projeto, determina-se os valores e modelos dos componentes passivos e ativos do conversor *SEPIC*, como é mostrados na tabela 5.

3.5.2 Projeto dos elementos magnéticos

Para o correto dimensionamento dos dispositivos magnéticos do conversor *SEPIC* deve-se primeiramente calcular as correntes máximas e eficazes que circulam pelos enrolamentos dos indutores L_1 e L_2 . Como a frequência de comutação do conversor é muito superior a frequência da rede elétrica, a tensão de entrada V_{in} pode ser considerada constante para cada período de comutação T_s do conversor. Portanto, para fins de cálculos das correntes, é definido $v_{ret}(t)$ como a tensão de entrada retificada, de acordo com a equação (3.17).

Tabela 5 – Componentes projetados para o estágio de pré-regulação de FP.

Simbologia	Componente	Modelo	Valor
D_1, D_2, D_3, D_4	Diodo	1N4007	1A - 1000V
D_5	Diodo	MUR2100EG	2A - 800V
S_1	MOSFET	2SK2632	2,5A - 800V
L_1	Indutor	-	42 mH
L_2	Indutor	-	1,4 mH
C_1	Capacitor	B32692/N8	10 nF - 400 V
C_o	Capacitor	B43857	47 uF - 450 V

$$|v_{in}(t)| \approx v_{ret}(t) = V_{in_{pk}} |sen[2\pi f_r(nT_s)]| \quad (3.17)$$

Onde n é a relação entre o período da rede elétrica e o período de comutação, variando de 0 a N, sendo N calculado por (3.18).

$$N = \frac{T_R}{T_S} \quad (3.18)$$

A corrente i_{L1} é a própria corrente de entrada do conversor. Seu valor eficaz é definido por (3.19).

$$i_{L1_{eficaz}} = \frac{P_{in}}{V_{in}} \quad (3.19)$$

Onde $i_R(t)$ é a corrente residual que circula pelos indutores durante o estágio 3 de operação do conversor. Essa corrente pode ser calcular através de (3.20).

$$i_R(t) = \frac{v_{ret}(t)D^2}{2f_s} \left(\frac{1}{L_2} - \frac{v_{ret}(t)}{L_1V_o} \right) \quad (3.20)$$

Com isso, pode-se definir a corrente máxima que circula pelo indutor de entrada através

da equação (3.21).

$$i_{L1_{pk}}(t) = i_R(t) + \frac{v_{ret}(t)}{L_1}DT_s \quad (3.21)$$

A corrente eficaz do indutor L_2 pode ser obtida através da raiz quadrada da soma das integrais de $i_{L2}(t)$ em cada uma das etapas de operação do conversor, como expresso em (3.22).

$$i_{L2_{eficaz}} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \sum_{n=1}^N \left[\int_0^{DT_s} \left(-i_R(t) + \frac{v_{ret}(t)}{L_2}t \right)^2 dt + \int_{DT_s}^{D'T_s} \left(i_{L2_{pk}}(t) - \frac{V_o}{L_1}(t - DT_s) \right)^2 dt + \int_{D'T_s}^{T_s} -i_R(t)^2 dt \right]} \quad (3.22)$$

A corrente máxima que circula pelo indutor intermediário é calculada por (3.23), para $t = \frac{1}{4}T_R$.

$$i_{L2_{pk}}(t) = -i_R(t) + \frac{v_{ret}(t)}{L_2}DT_s \quad (3.23)$$

O dimensionamento do núcleo, da bitola do fio, do número de espiras e quantidade de condutores em paralelo no enrolamento, é realizado com base nos dados de pré-projeto, como mostra a tabela 6.

Tabela 6 – Dados de projeto dos elementos magnéticos do conversor *SEPIC PFC*.

Parâmetro	Simbologia	Valor
Fator de utilização da janela	k_w	0,7
Máxima densidade da corrente	J_{Lmax}	$400 \frac{A}{cm^2}$
Máximo fluxo magnético	B_{max}	300 mT
Fator do efeito Skin	F_{skin}	7,5
Permeabilidade magnética do ar	μ_o	$4\pi 10^{-7} \frac{H}{m}$

Nesse trabalho será utilizado o núcleo ferromagnético do tipo *E*, constituído a base de ferrite. Esse material possui uma operação satisfatória em alta frequência e um custo não muito

elevado, apesar de ter uma baixa densidade de saturação.

O projeto desse núcleo é baseado no método $A_e A_w$, onde A_e é a área da seção transversal do núcleo e A_w a área da janela do carretel onde a bobina ficará alocada. O produto dessas áreas é utilizado para a escolha do tamanho do núcleo e pode ser calculado por (3.24).

$$A_e A_w = \frac{i_{Lpk} i_{Leficaz} L}{B_{max} J_{Lmax} k_w} \quad (3.24)$$

Com o valor obtido é necessário consultar a tabela fornecida pelo fabricante, onde é escolhido o núcleo com o valor comercial igual ou imediatamente superior de $A_e A_w$. Definido o tamanho do núcleo, pode-se dimensionar o número de espiras para a indutância desejada a partir de (3.25).

$$N_e = \frac{i_{Lpk} L}{A_e B_{max}} \quad (3.25)$$

A área da seção transversal dos fios dos enrolamentos de cada indutor é determinada através da razão entre a corrente eficaz que passa pela bobina e a máxima densidade de corrente que o fio de cobre suporta, como mostra a equação (3.26).

$$S_c = \frac{i_{Leficaz}}{J_L} \quad (3.26)$$

A temperatura de operação possui grande influência na permeabilidade magnética do núcleo, e conseqüentemente no valor da indutância. Para se evitar isso coloca-se um entreferro no caminho do fluxo magnético, a fim de aumentar a relutância e se ter menos influência da temperatura no indutor. Com isso pode-se ter também maiores correntes sem que o núcleo entre na região de saturação. O tamanho total desse entreferro pode ser calculado através de (3.27).

$$l_{gap} = \frac{N_e^2 \mu_0 A_e}{L} \quad (3.27)$$

Como os indutores operam em alta frequência, a corrente tende a fluir, em maior parte,

pelas extremidades do fio, fazendo com que a área útil do condutor seja reduzida. Esse fenômeno é chamado efeito *skin*, e pode ser amenizado utilizando-se condutores trançados em paralelo e isolados entre si, ao invés de um único fio. Para se calcular a quantidade de condutores é preciso determinar primeiramente o valor da profundidade de penetração do efeito skin (l_{skin}), de acordo com (3.28) e, com isso, calcular quantos condutores em paralelo devem ser utilizados, através de (3.29).

$$l_{skin} = \frac{F_{skin}}{\sqrt{f_s}} \quad (3.28)$$

$$N_c = \frac{i_{L_{eficaz}}}{J_{max} \pi l_{skin}^2} \quad (3.29)$$

Tabela 7 – Parâmetros dos elementos magnéticos do conversor *SEPIC PFC*.

Indutor	Núcleo	Nº espiras	Bitola do fio	Entreferro	Número de condutores
L_1	E-30/15/7	315	AWG 27	0,92 mm	1
L_2	E-25/10/7	128	AWG 25	0,78 mm	1

3.6 SIMULAÇÃO

De acordo com os parâmetros projetados, é realizada uma simulação do circuito completo, em malha aberta, para todos os pontos de operação, com o objetivo de validar o funcionamento do conversor. Os principais pontos analisados são:

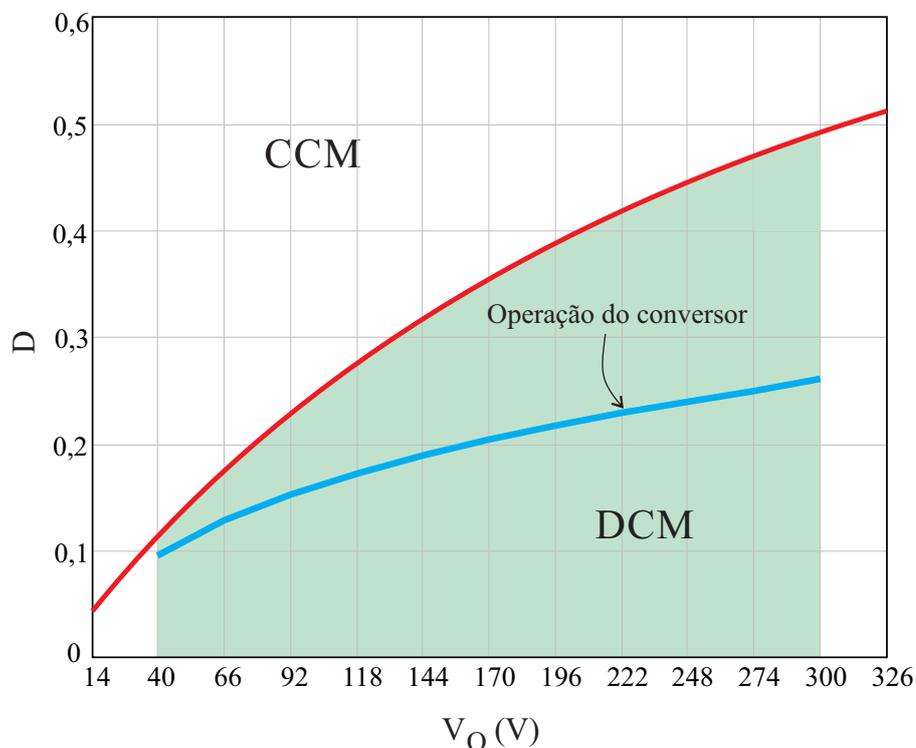
- Tensão e corrente de entrada: A partir da forma de onda em baixa frequência pode-se analisar se o conversor está operando como seguidor de tensão, verificando-se o defasamento angular entre a corrente I_{in} e V_{in} .
- Corrente no diodo: Observando a corrente no diodo de saída D_o , em alta frequência, pode-se verificar se o conversor está operando no modo *DCM*.

- Tensão de saída: É importante avaliar se a tensão de saída está de acordo com o valor projetado para cada um dos pontos de operação, bem como se a ondulação está dentro dos parâmetros pré-definidos.

Para a variação do fluxo luminoso da lâmpada, foram definidos 11 pontos distintos, dentro dos limites de corrente da lâmpada. Como o conversor pré-regulador atua como gerenciador de fluxo de potência entre a entrada e saída do sistema, a carga pode ser substituída por uma resistência equivalente, determinada pela relação entre a tensão e a potência de saída do conversor, como mostra a equação (3.30), sendo que P_o varia de 3,5 a 31 W. A figura 17 mostra a razão cíclica (D) para cada ponto de operação, obtida através dos testes de simulação. A tabela 8 mostra a relação entre os resultados obtidos.

$$R_L = \frac{V_o^2}{P_o} \quad (3.30)$$

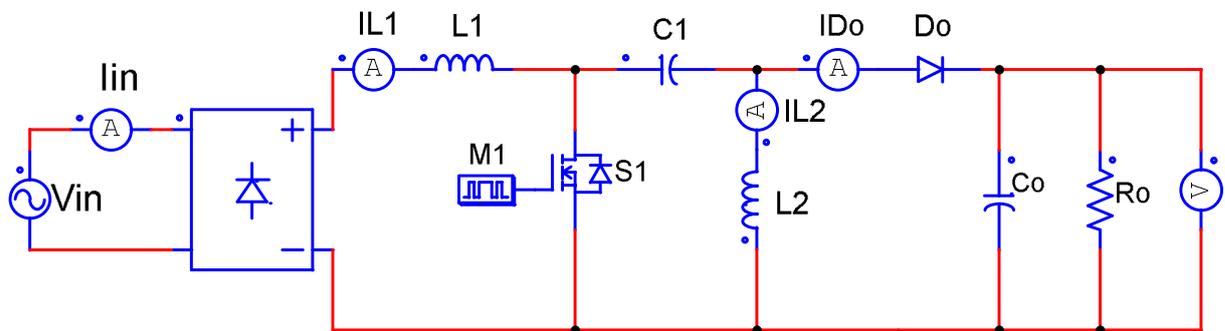
Figura 17 – Curva da variação da razão cíclica para toda faixa de operação do conversor



Com isso pode-se simular toda a faixa de operação do conversor pré-regulador, obser-

Tabela 8 – Relação entre V_o , P_o , R_L e D para cada um dos pontos de operação.

$V_o(V)$	40	66	92	118	144	170	196	222	248	274	300
$P_o(W)$	3,5	6,25	9	11,75	14,5	17,25	20	22,75	25,5	28,25	31
$R_L(\Omega)$	457	697	940	1185	1430	1675	1921	2166	2412	2658	2903
D	0,098	0,13	0,153	0,173	0,189	0,204	0,217	0,229	0,24	0,25	0,26

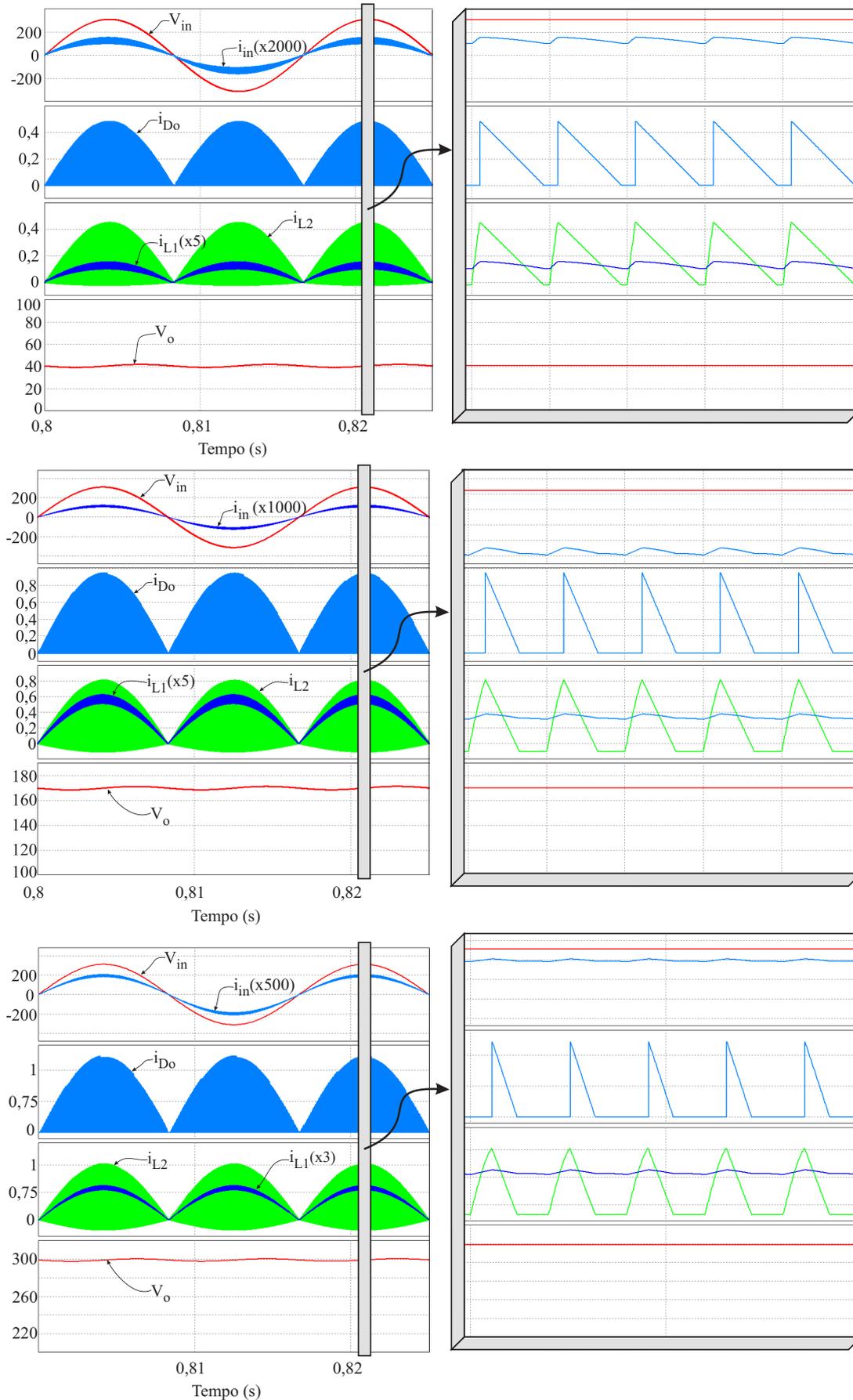
Figura 18 – Topologia do conversor *SEPIC* simulada.

vando as formas de onda para cada um dos pontos de operação. A figura 18 mostra o esquemático do circuito simulado.

Os resultados de simulação para cada ponto de operação são bastante parecidos, portanto, são mostradas as formas de onda dos pontos de potência extremos (3,5 e 31 W) e um ponto intermediário (17,5 W) a fim de comprovar o correto funcionamento do conversor. A Figura 19 ilustra os resultados obtidos.

Pode-se notar, para todos os casos, que a corrente de entrada segue a mesma envoltória da tensão da rede elétrica, evidenciando a característica de seguidor de tensão do conversor *SEPIC* operando no modo *DCM*. O modo de operação pode ser verificado pela corrente em D_o , onde pode-se perceber que ela retorna a zero normalmente, antes do fim do período de comutação. As correntes i_{L1} e i_{L2} apresentam as formas de onda dentro dos padrões esperados, de acordo com a análise teórica do conversor. O valor médio da tensão V_o também apresentou os valores esperados, com baixa ondulação para cada um dos pontos de operação.

Figura 19 – Principais formas de onda para $V_o=40\text{ V}$, $V_o=170\text{ V}$ e $V_o=300\text{ V}$, respectivamente.



3.7 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Nesse capítulo foi apresentado o conversor pré-regulador do reator. Inicialmente foram feitas algumas considerações sobre o fator de potência e a taxa de distorção harmônica, ressaltando as normas regulamentadoras e a importância de se obter os valores adequados para esses fatores.

Na sequência foi realizada uma explanação sobre os principais conversores utilizados como corretores de fator de potência, apresentando as vantagens e desvantagens de cada um, de acordo com a aplicação. Dessa forma, para esse trabalho, foi selecionado o conversor *SEPIC*. A partir disso foi demonstrado o projeto de todos os componentes do conversor. Ao final, a fim de se validar o dimensionamento realizado, foram exibidas as formas de onda da simulação do conversor.

4 CONTROLE DIGITAL APLICADO À REGULAÇÃO DA TENSÃO DE SAÍDA DO CONVERSOR *SEPIC*

Neste capítulo, uma malha de controle da tensão de saída do conversor *SEPIC* é desenvolvida. Para isso, a tensão de saída é medida, processada e uma ação de controle é aplicada no interruptor do conversor, de forma que se corrija o erro entre o sinal de saída e a referência. A vantagem de um sistema com realimentação é a garantia de uma operação adequada mesmo com a inserção de variações na tensão de alimentação do circuito ou na carga, sendo de grande importância para a estabilidade da potência da lâmpada.

Inicialmente, uma abordagem teórica sobre modelagem do conversor *SEPIC* é realizada, a fim de se obter uma função de transferência equivalente (planta) que possa ser empregada no projeto de retroalimentação para os diversos níveis da tensão de saída do conversor.

Também é abordada a estratégia de controle, onde define-se o tipo de controlador usado e de que maneira pode ser implementado, além do projeto do compensador que atua na correção do erro entre a o sinal de saída e a referência. A fim de se comprovar o funcionamento do compensador, de acordo com o projeto, ao final são exibidos os resultados dos testes de simulação e implementação.

4.1 MODELO DE PEQUENOS SINAIS DO CONVERSOR *SEPIC*

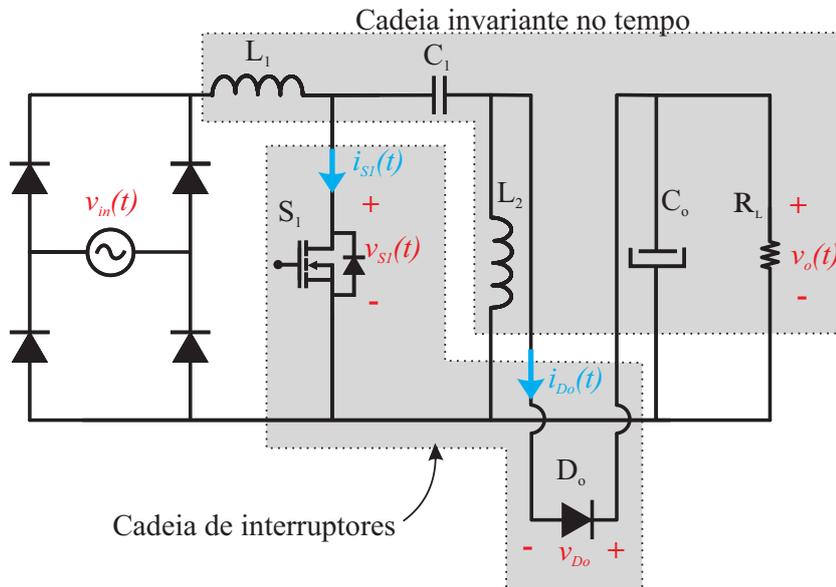
A técnica de modelagem utilizada baseia-se no "modelo médio no interruptor", que expressa matematicamente o conversor através de um circuito equivalente médio linear. Nesse método, os interruptores (S_1 e D_o) são substituídos por fontes (de corrente ou tensão) dependentes, que determinam a operação média do conversor, onde são desconsideradas as componentes harmônicas geradas na comutação do circuito (VORPERIAN, 1992; OGATA, 2003; FRAYTAG, 2015).

Na representação matemática do conversor *SEPIC*, a carga composta pelo conjunto inversor ressonante + lâmpada será novamente substituída por uma resistência equivalente R_L que representa a transferência de potência de saída do conversor.

Considerando o funcionamento do *SEPIC* em um ponto de operação fixo, a resposta dos componentes passivos (L_1, L_2, C_1, D_o e R_L) dependem exclusivamente do sinal de entrada, sendo pertencentes a cadeia invariante no tempo. Para se determinar o comportamento médio do conversor, deve-se obter um circuito que seja invariante no tempo em sua integridade, para isso,

deve-se obter também um circuito médio invariante no tempo para a cadeia de interruptores, composta pelo interruptor S_1 e o diodo D_o , como mostra a Figura 20.

Figura 20 – Divisão da cadeia invariante no tempo e da cadeia de interruptores do conversor *SEPIC*.



De acordo com as polaridades indicadas na Figura 20, pode-se traçar as formas de onda da tensão e da corrente em cada um dos interruptores, como mostrado na Figura 21, e, a partir disso, definir as equações que descrevem o comportamento médio da cadeia dentro de um período de comutação.

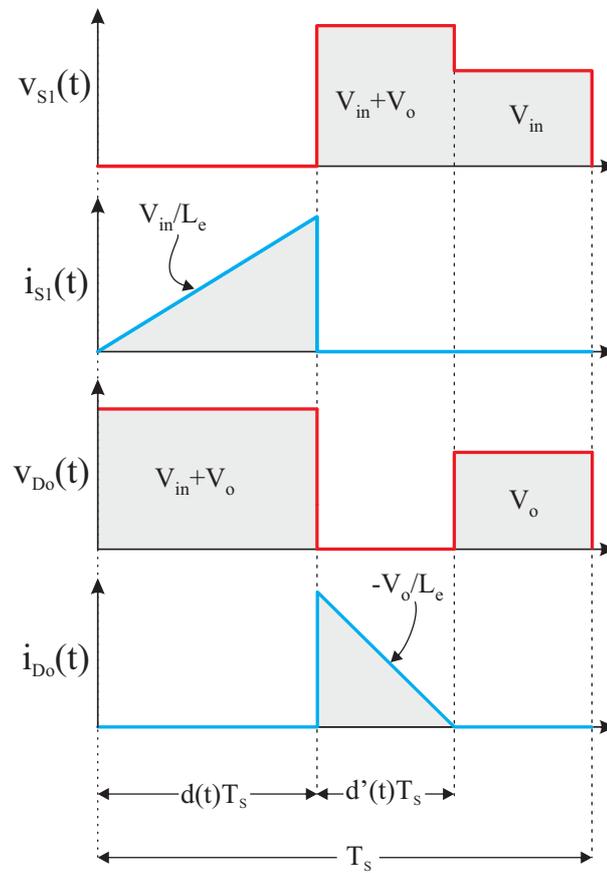
Como a tensão média sobre os indutores é zero, pode-se considerar que a tensão média sobre o interruptor S_1 é, em módulo, igual a tensão média de entrada, como expresso em (4.1), e a tensão sobre o diodo D_o é numericamente igual a tensão média de saída, de acordo com (4.2).

$$\langle v_{S1}(t) \rangle_{T_s} = \langle v_{in}(t) \rangle_{T_s} \quad (4.1)$$

$$\langle v_{D_o}(t) \rangle_{T_s} = \langle v_o(t) \rangle_{T_s} \quad (4.2)$$

A corrente média que flui por S_1 pode ser calculada através da área delimitada pela forma de onda, como descreve (4.3).

Figura 21 – Formas de onda da tensão e corrente em cada um dos componentes ativos.



$$\langle i_{S1}(t) \rangle_{T_s} = \frac{d(t)^2 T_s}{2L_e} \cdot \langle v_{S1}(t) \rangle_{T_s} \quad (4.3)$$

O termo multiplicado pela tensão média de entrada pode ser expresso por uma resistência equivalente, dependente da razão cíclica, como mostra (4.4).

$$R_e(d) = \frac{2L_e}{d(t)^2 T_s} \quad (4.4)$$

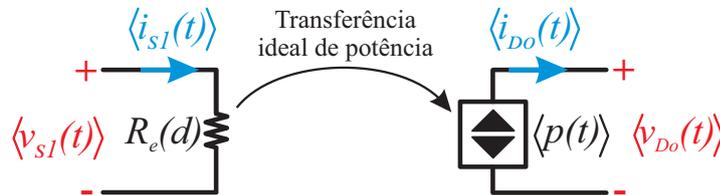
A corrente média do diodo também tem relação com a área sob a sua forma de onda, como visto em (4.5), sendo dependente tanto da tensão média de entrada quando de saída, mostrando que o sistema não é linear.

$$\langle i_{Do}(t) \rangle_{T_s} = \frac{d(t)^2 T_s}{2L_c} \cdot \frac{\langle v_{S1}(t) \rangle_{T_s}^2}{\langle v_{Do}(t) \rangle_{T_s}} \quad (4.5)$$

$\langle i_{Do}(t) \rangle_{T_s}$ pode ser representada por uma potência média equivalente, sendo dependente apenas da resistência efetiva R_e e da tensão média de entrada como expresso em (4.6). Com isso pode-se dizer que o interruptor de saída comporta-se como uma fonte de potência, assumindo o mesmo valor da potência aplicada a R_e , ou seja, idealmente toda a potência absorvida por R_e é transferida para porta de saída (FRAYTAG, 2015), como representado na Figura 22.

$$\langle p(t) \rangle_{T_s} = \frac{\langle v_{S1}(t) \rangle_{T_s}^2}{R_e(d)} \quad (4.6)$$

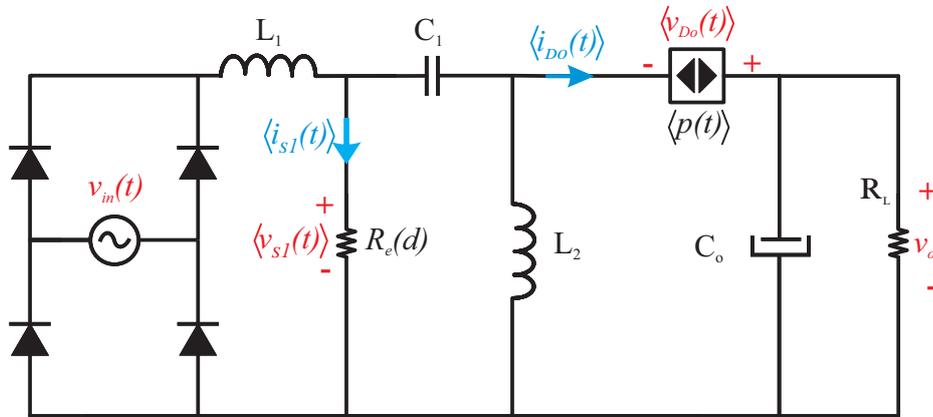
Figura 22 – Transferência de potência entre os interruptores.



Essa cadeia de interruptores emula o comportamento médio do conversor em baixa frequência, desprezando as componentes harmônicas de alta frequência geradas pelo comutação. A Figura 22 apresenta o modelo obtido, sendo válido apenas para grandes sinais e apresentando características não-lineares.

Considerando que o circuito opera em torno de um ponto de equilíbrio e assumindo pequenos distúrbios, cada uma das variáveis pode ser decomposta em uma parte representando o valor do regime e outra parte correspondente as pequenas perturbações (MACCARI, 2011), como descrito nas equações de (4.7) a (4.11). Com isso pode-se obter o modelo médio linear de pequenos sinais, perturbando e linearizando os sinais envolvidos no circuito médio equivalente que atuam em torno de um ponto de operação. O valor das variáveis no ponto de operação é dado por $I_{S1}, V_{S1}, I_{Do}, V_{Do}$ e D e as perturbações por $\hat{i}_{S1}, \hat{v}_{S1}, \hat{i}_{Do}, \hat{v}_{Do}$ e \hat{d} .

Figura 23 – Modelo médio equivalente para grandes sinais do conversor SEPIC.



$$\langle i_{S1}(t) \rangle_{T_s} = I_{S1} + \hat{i}_{S1}(t) \quad (4.7)$$

$$\langle v_{S1}(t) \rangle_{T_s} = V_{S1} + \hat{v}_{S1}(t) \quad (4.8)$$

$$\langle i_{Do}(t) \rangle_{T_s} = I_{Do} + \hat{i}_{Do}(t) \quad (4.9)$$

$$\langle v_{Do}(t) \rangle_{T_s} = V_{Do} + \hat{v}_{Do}(t) \quad (4.10)$$

$$d(t) = D + \hat{d}(t) \quad (4.11)$$

Aplicando as perturbações nas variáveis de interesse da expressão da corrente média no interruptor (4.3), se obtém (4.12).

$$I_{S1} + \hat{i}_{S1}(t) = \frac{[D + \hat{d}(t)]^2 T_s}{2L_e} [V_{S1} + \hat{v}_{S1}(t)] \quad (4.12)$$

Desconsiderando os termos não-lineares e expandindo (4.12), tem-se a equação que representa o comportamento linear da corrente em S_1 quando submetido a pequenos distúrbios. Essa equação pode ser expressa por (4.13), possuindo um termo constante, definido pelo ponto de operação, e outro termo que depende dos distúrbios inseridos.

$$I_{S1} + \hat{i}_{S1}(t) = \frac{D^2 T_s}{2L_e} [V_{S1} + \hat{v}_{S1}(t)] + \frac{DV_{S1} T_s}{L_e} \hat{d}(t) \quad (4.13)$$

Essa corrente pode ser decomposta e analisada separadamente entre os termos CC e CA, como expresso em (4.14) e (4.15).

$$I_{S1} = \frac{V_{S1}}{R_e(D)} \quad (4.14)$$

$$\hat{i}_{S1}(t) = k_1 \hat{v}_{S1}(t) + k_2 \hat{d}(t) \quad (4.15)$$

As constantes k_1 e k_2 equivalem a (4.16) e (4.17).

$$k_1 = \frac{D^2 T_s}{2L_e} = \frac{1}{R_e(D)} \quad (4.16)$$

$$k_2 = \frac{DV_1 T_s}{L_c} \quad (4.17)$$

A partir dessas equações pode-se representar o interruptor S_1 através de um resistor (dependente da razão cíclica) e uma fonte de corrente, que depende da constante k_2 e da perturbação $\hat{d}(t)$.

O mesmo pode ser feito para a corrente no diodo de saída, tendo como resultado a equação (4.18).

$$I_{Do} + \hat{i}_{Do}(t) = \frac{[D + \hat{d}(t)]^2 T_s}{2L_e} \cdot \frac{[V_{S1} + \hat{v}_{S1}(t)]^2}{[V_{Do} + \hat{v}_{Do}(t)]} \quad (4.18)$$

Expandindo (4.18) através da série de Taylor para mais de uma variável, em torno do ponto de operação, e separando os termos CC e CA, tem-se (4.19) e (4.20).

$$I_{Do} = k_5 \frac{V_{S1}^2}{V_{Do}} \quad (4.19)$$

$$\hat{i}_{D_o}(t) = k_3 \hat{v}_{S1}(t) + k_4 \hat{d}(t) - k_5 \hat{v}_{D_o}(t) \quad (4.20)$$

Onde as constantes k_3 , k_4 e k_5 equivalem respectivamente a (4.21), (4.22) e (4.23).

$$k_3 = \frac{D^2 T_s}{L_c} \left[\frac{V_{S1}}{V_{D_o}} \right] \quad (4.21)$$

$$k_4 = \frac{D T_s}{L_e} \left[\frac{V_{S1}^2}{V_{D_o}} \right] \quad (4.22)$$

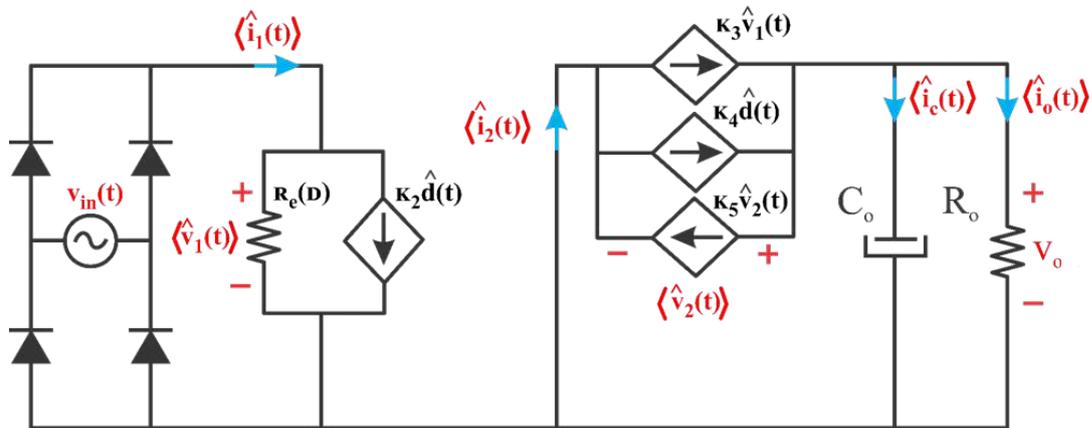
$$k_5 = \frac{D^2 T_s}{2L_e} \left[\frac{V_{S1}}{V_{D_o}} \right]^2 \quad (4.23)$$

Relacionando o distúrbio na tensão de saída e o distúrbio na razão cíclica, se obtém a função de transferência $G(s)$, que é utilizada como o modelo de conversor *SEPIC* para pequenos sinais. Esse modelo é equacionado em (4.24). A Figura 24 mostra a topologia *SEPIC* a partir do modelo médio equivalente obtido.

$$G(s) = \frac{\hat{v}_{D_o}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{k_4}{sC_o + k_5 \left(\frac{1}{R_L} \right)} \quad (4.24)$$

Onde $\hat{v}_{D_o}(s)$ é a própria tensão de saída ($\hat{v}_o(s)$).

Figura 24 – Modelo médio equivalente de pequenos sinais do conversor *SEPIC*.



4.2 VALIDAÇÃO DO MODELO DO CONVERSOR *SEPIC*

A fim de comprovar o modelo obtido em (4.24), o conversor e a função de transferência $G(s)$ são simulados. São inseridos distúrbios de 10% na razão cíclica, para mais e para menos, a fim de se verificar as respostas e comparar os dois sinais de saída. As Figuras 25, 26 e 27 ilustram os resultados obtidos para a tensão de saída do conversor e a saída do bloco da função de transferência $G(s)$, para os pontos de operação mínimo, intermediário e máximo, respectivamente.

Figura 25 – Comparação do sinal de saída do conversor simulado com a resposta do modelo de pequenos sinais $G(s)$ para o ponto de operação de menor potência (3,5 W).

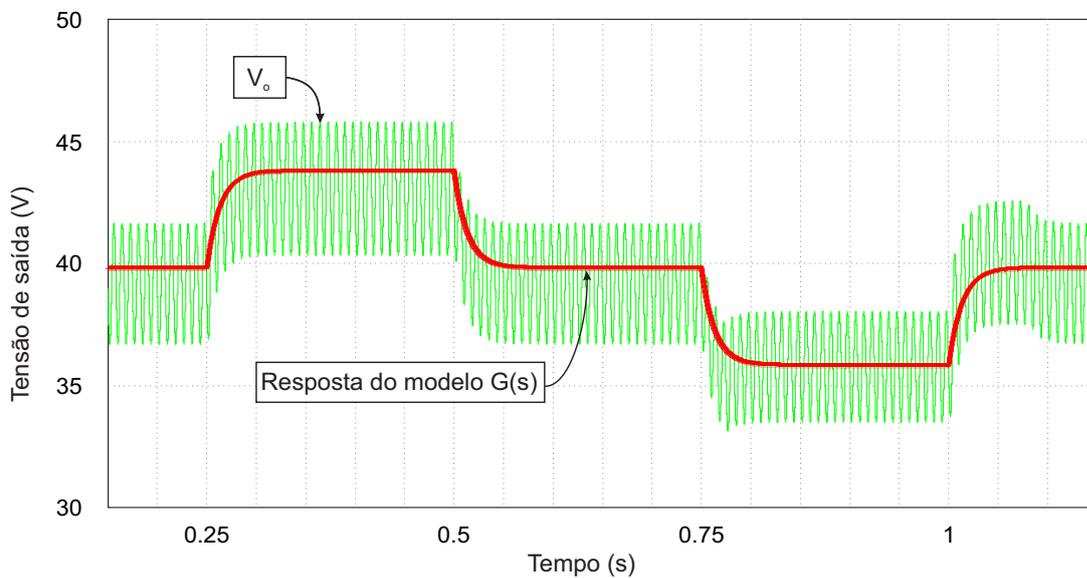


Figura 26 – Comparação do sinal de saída do conversor simulado com a resposta do modelo de pequenos sinais $G(s)$ para o ponto de operação de potência intermediário (17,25 W).

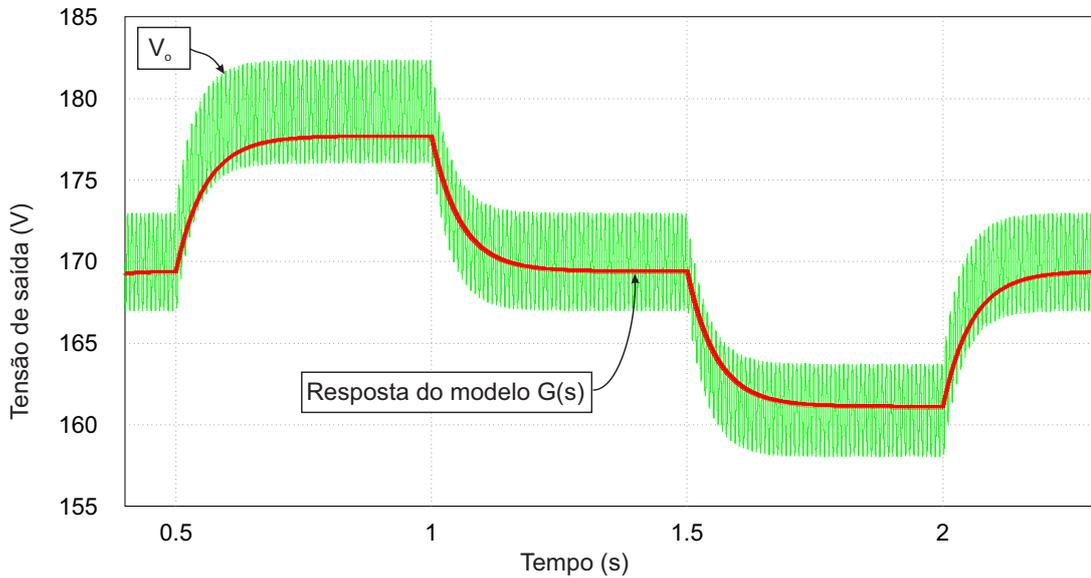
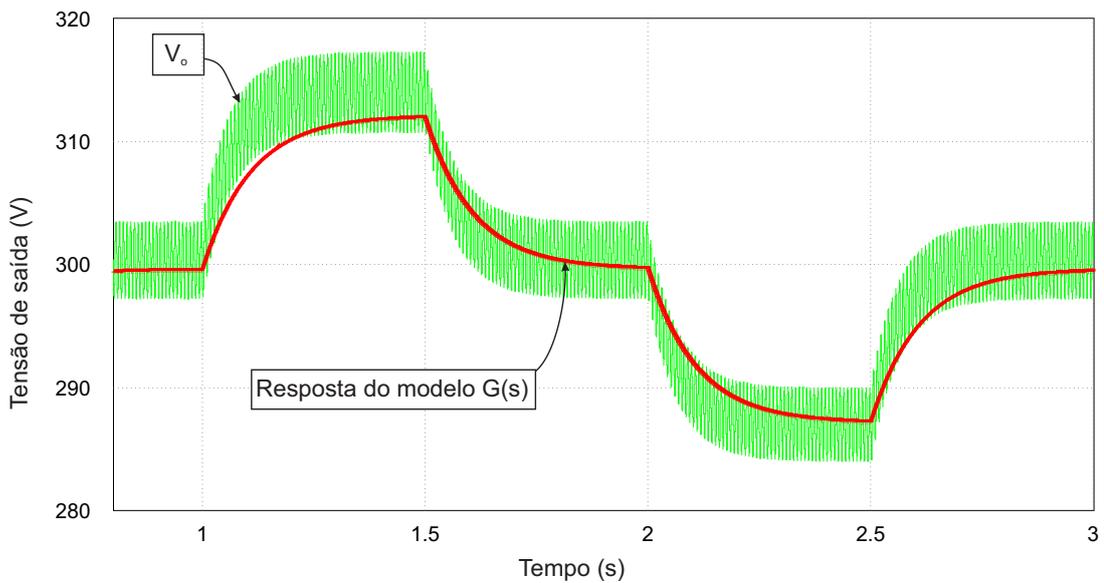


Figura 27 – Comparação do sinal de saída do conversor simulado com a resposta do modelo de pequenos sinais $G(s)$ para o ponto de operação de maior potência (31 W).



Pode-se observar que, de maneira geral, a resposta do modelo acompanhou a tensão de saída do conversor, mesmo com a inserção dos distúrbios, validando o modelo obtido.

4.3 MÉTODO DE CONTROLE EM MALHA FECHADA

Definida a função de transferência do conversor (4.24), é escolhido um método de controle em malha fechada tendo V_o como a variável a ser controlada, e D como a variável de controle. Os principais objetivos do sistema de controle desse trabalho são:

- Fornecer uma tensão de saída regulada, com baixa ondulação e erro nulo em regime permanente;
- Obter um baixo índice de variação de razão cíclica;
- Manter a tensão de saída constante mesmo quando houver distúrbios na rede elétrica ou variações na carga.

O processamento do sistema de retroalimentação pode ser realizado de forma analógica ou digital. Em comparação ao controlador analógico, o controle digital é mais flexível (permite que se altere as estratégias de controle ou até todo o programa sem grandes modificações de hardware) e menos susceptível a variações de componentes, provocadas por envelhecimento ou variações térmicas. Outra grande vantagem é a implementação de funções avançadas, como proteção ou monitoramento de variáveis específicas, que adicionam mais segurança e confiabilidade ao sistema. Devido a essas vantagens, para esse trabalho é utilizada uma estratégia de controle digital, sendo processada por um microcontrolador.

Para se ajustar o valor da tensão de barramento, em cada um dos pontos de operação, é utilizada a estratégia de controle em malha fechada representada na figura 28, onde a ação do microcontrolador é delimitada pela linha pontilhada.

A tensão de barramento do conversor, além de alimentar o restante do reator, também é processada por um sensor de tensão, representado na figura pelo bloco de condicionamento (Apêndice A). Nessa etapa, o sinal de tensão é atenuado a um nível em que possa ser lido pelo conversor analógico-digital (ADC) do microcontrolador (0 a 3,3 V). Após a conversão, o sinal digital de realimentação é comparado a um sinal de referência, que é a tensão de saída pretendida em cada ponto de operação. Com isso, tem-se um sinal de erro, que é compensado pelo controlador, gerando assim o sinal de controle (V_u), necessário para se ajustar a tensão de saída do conversor. O sinal de controle é aplicado ao modulador, onde é comparado a uma onda portadora, no formato triangular, sendo convertido na razão cíclica necessária ao conversor, como mostra a figura 29. O conversor digital-analógico (DAC) gera um sinal PWM (do inglês,

pulse width modulation) que sintetiza a ação de controle. Esse sinal é aplicado ao interruptor S_1 do conversor *SEPIC*.

Figura 28 – Malha de controle da tensão de barramento do conversor *SEPIC*.

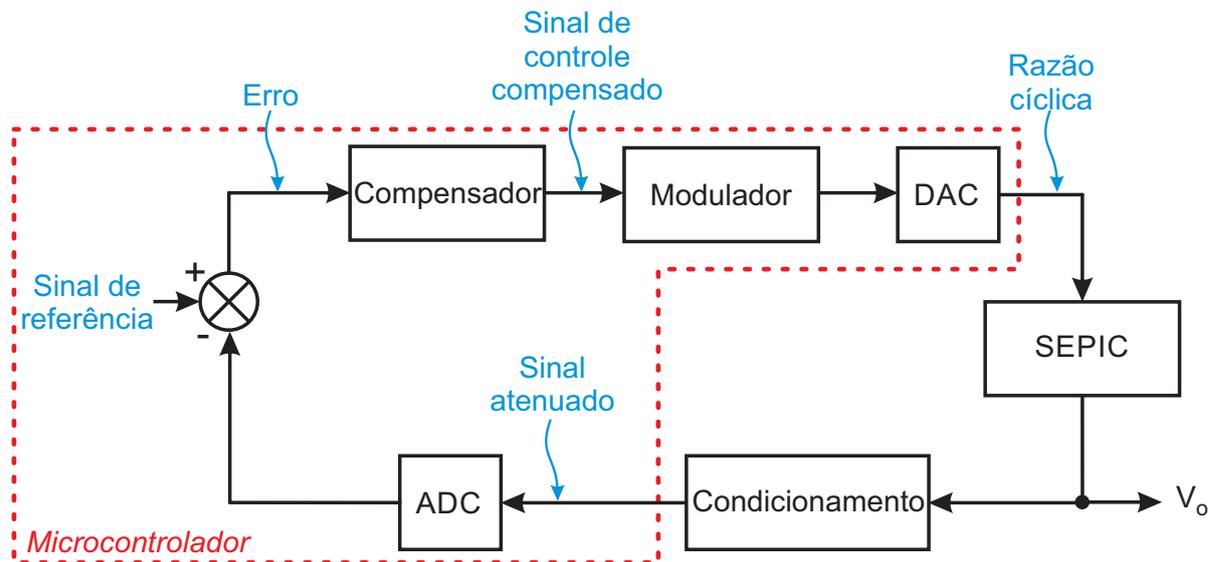
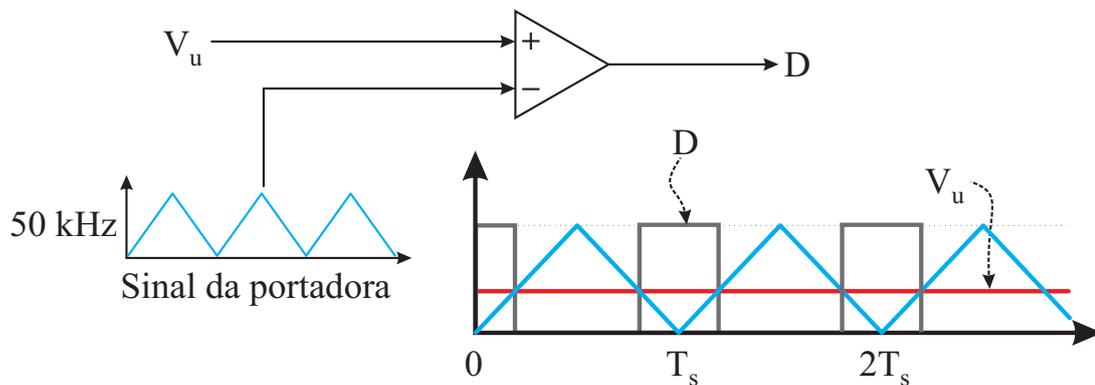


Figura 29 – Detalhamento da composição do sinal PWM.



4.4 DEFINIÇÃO DO COMPENSADOR

Diversos tipos de controladores são abordados na literatura, sendo os mais comuns o controle Proporcional (P) (GROENESTEIJN et al., 2016)(MANLING et al, 2012), o controle Proporcional Integral (PI) (JUNLING et al., 2010) (GEETHALAKSHMI, 2015) e o controle Proporcional Integral Derivativo (PID) (VÁSQUEZ, 2012) (MCLOONE et al, 2015). Dentre esses compensadores, o controlador proporcional integral (PI) é atualmente um dos controla-

dores mais utilizados, sendo muito bem aceito em diversas aplicações envolvendo controle de processos, devido sua facilidade de implementação e sintonia (KANIESKI, 2010). Com base nos objetivos da malha de controle, o compensador PI torna-se uma escolha interessante, pois proporciona um erro nulo em regime permanente, sem grandes variações da variável de controle, sendo este o escolhido para esse trabalho.

4.5 CONTROLADOR PROPORCIONAL INTEGRAL

A principal função da ação integral é fazer com que um processo siga com erro nulo, de acordo com um sinal de referência constante. Entretanto, se a ação integral for aplicada isoladamente, tende a piorar a estabilidade relativa do sistema. Em contrapartida, a ação integral é utilizada em conjunto com uma ação proporcional, constituindo assim o controlador PI (BUSO, 2010). O sinal de controle, no domínio do tempo contínuo, é dado por (4.25).

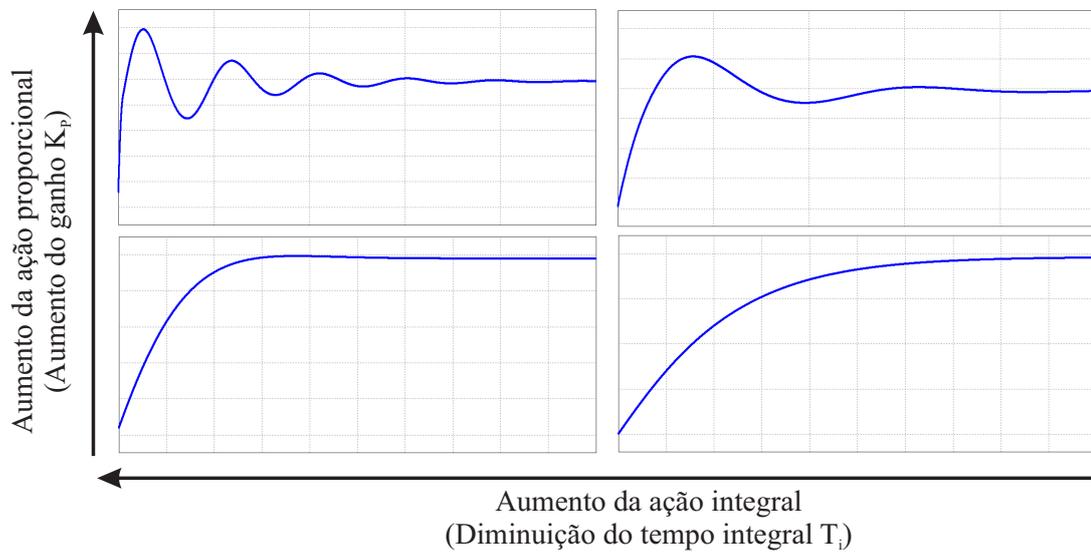
$$u(t) = K_P \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau \right] \quad (4.25)$$

Onde K_P é o ganho proporcional e T_i o tempo integral. Aplicando a transformada de Laplace em (4.25), tem-se o compensador PI no domínio da frequência, como mostra a equação (4.26).

$$C_{PI}(s) = K_{PI} \left[\frac{s + Z_{PI}}{s} \right] \quad (4.26)$$

Nesse caso, $Z_{PI} = \frac{1}{T_i}$. $-Z_{PI}$ corresponde a um zero do controlador, que tende a compensar o efeito desestabilizador do pólo na origem ($s = 0$). Para altos valores de T_i tem-se uma predominância da ação proporcional, sendo que a medida que se diminui esse tempo, mais se observa um comportamento integral, onde a resposta tende a se aproximar mais rapidamente da referência, como mostra a Figura 30. Para valores muito pequenos de T_i a resposta fica tão rápida que o sistema adquire uma característica oscilatória, tendendo a instabilização. Isso ocorre porque o zero do controlador começa a se afastar demais do pólo na origem e o controlador começa a se comportar com um integrador puro (O'DWYER, 2009).

Figura 30 – Impacto do ganho K_P e do tempo integral T_i na performance do compensador PI.

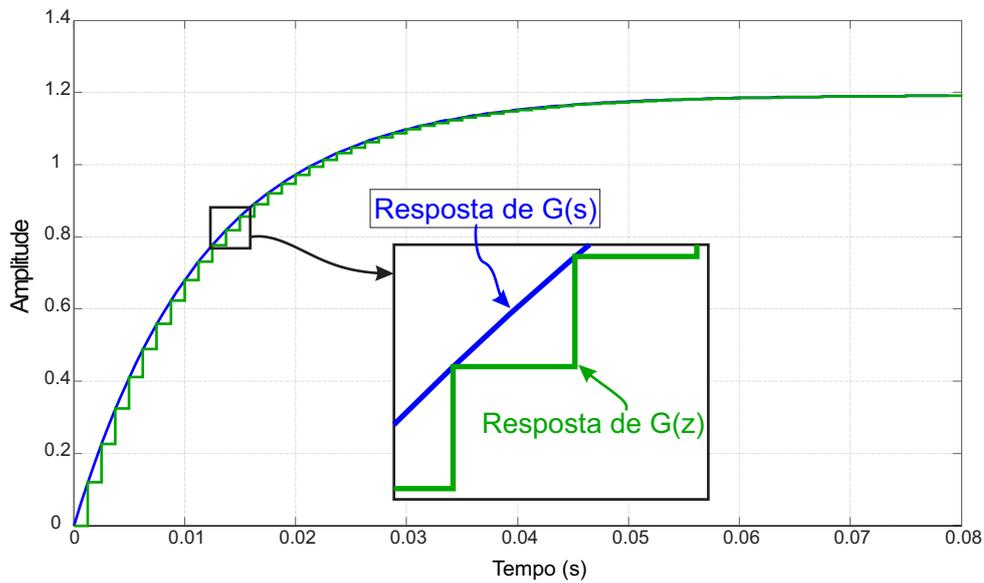


4.6 PROJETO DO COMPENSADOR PI

Para que o controlador possa ser programado no formato de um algoritmo, é necessário aplicar algum método de discretização, para que assim possa ser implementado por um microcontrolador, tornando possível o uso de um circuito digital de controle para o conversor.

Na discretização do controlador PI, é preciso escolher uma frequência de amostragem (f_a) para o compensador digital e também definir o método de discretização. Como critério, a frequência de amostragem deve ser, no mínimo, vinte vezes maior que a frequência de ondulação do barramento, que opera com o dobro da frequência da rede elétrica. Esse critério estipula que o conjunto de valores discretos amostrados carregue toda a informação contida no sinal contínuo, com um erro menor que 3% (BUSO, 2010). Devido a isso, é adotada uma frequência de amostragem de 2,5 kHz.

O método de discretização implementado deve propiciar uma resposta discreta o mais próxima possível do sistema contínuo. Devido a isso, é utilizada a técnica denominada resposta invariante ao degrau, ou *ZOH* (do inglês, *Zero Order Hold*). Nesse método, o valor de saída discreto se mantém constante durante todo o período de amostragem, com a mesma amplitude do sinal contínuo no início do período de amostragem. A amplitude do valor discreto é atualizada quando um novo período se inicia, como pode ser visto na Figura 31, onde é exibido um comparativo entre a resposta ao degrau da planta no domínio contínuo e no discreto.

Figura 31 – Resposta ao degrau da planta no domínio contínuo e discreto com *ZOH*.

Considerando que o conversor *SEPIC* é a planta do sistema, podendo ser representado pela função de transferência contínua $G(s)$, pode-se equacionar a respectiva função de transferência do *SEPIC* no domínio discreto através da Transformada Z , considerando um *ZOH* e um modulador. Assim, o sistema digital irá manipular a tensão de saída do *SEPIC* no domínio discreto. Para isto, deve-se obter a função $G(z)$ (4.27).

$$G(z) = (1 - z^{-1})Z \left[\frac{G(s)}{s} \right] \frac{1}{V_m} \quad (4.27)$$

Onde o fator $1/V_m$ é o modulador. Nesse trabalho V_m é considerado igual a 300. O processo de transformação da planta para o domínio discreto é realizado através de software. A partir de (4.27), pode-se representar a planta do sistema no domínio discreto como (4.28).

$$G(z) = \frac{b_o}{z - z_d} \quad (4.28)$$

O zero do compensador PI discreto é posicionado sobre o polo da planta discreta em malha aberta, a fim de anularem-se, e se obter uma função de transferência compensada em malha aberta de primeira ordem. Pode-se expressar o controlador, no domínio discreto, por (4.29).

$$PI(z) = \left[\frac{\beta_1 z + \beta_2}{z - 1} \right] \quad (4.29)$$

Colocando β_1 em evidência, tem-se (4.30).

$$PI(z) = \beta_1 \left[\frac{z - z_d}{z - 1} \right] \quad (4.30)$$

Onde $\beta_2 = -(\beta_1 Z_D)$.

Com isso, pode-se equacionar o sistema compensado em malha aberta no domínio discreto como (4.31).

$$T_{AM}(z) = \beta_1 \left[\frac{z - z_d}{z - 1} \right] \left[\frac{b_o}{z - z_d} \right] \quad (4.31)$$

Simplificando, tem-se (4.32).

$$T_{AM}(z) = \frac{\beta_1 b_o}{z - 1} \quad (4.32)$$

Com o sistema compensado em malha aberta discretizado, pode-se dimensionar os coeficientes β_1 e β_2 do controlador. A técnica utilizada será a análise da resposta em frequência. Nesse método, é analisado o comportamento do sistema quanto ao seu ganho e sua fase dentro de uma faixa de variação de frequência, através do diagrama de Bode. O projeto do compensador é realizado a partir da definição de uma frequência de projeto (f_c) em que o ganho do sistema compensado em malha aberta cruza por 0 dB.

O método de correção de fator potência através da característica de seguidor de tensão considera uma razão cíclica constante durante um período da tensão da rede elétrica, sendo tolerado portanto somente pequenas variações para que o alto fator de potência não seja comprometido. Se o controlador tentar compensar a ondulação na carga, haverá uma grande variação de razão cíclica dentro de um período da rede elétrica, causando flutuações na potência instantânea e distorcendo a corrente de entrada. Devido a isso, deseja-se que a frequência de corte do ganho da planta situe-se bem abaixo da frequência da ondulação de V_o (120 Hz), de modo que

o controle não atue tentando compensar a ondulação do barramento (ALMEIDA, 2012). Usualmente adota-se uma frequência de cruzamento em torno de uma década abaixo da frequência da tensão de saída do conversor (FRAYTAG, 2015). Nesse trabalho é adotada uma frequência de cruzamento por 0 dB de 10 Hz.

Com uma frequência de corte baixa, tem-se um controle relativamente lento, com característica subamortecida, *overshoot* controlado e sem variações bruscas na razão cíclica. Uma dinâmica relativamente lenta também evita que a alocação do pólo e do zero do compensador venha a interferir no lugar das raízes da planta do conjunto inversor-lâmpada.

Com isso, pode-se traçar a resposta em frequência para cada um dos pontos de operação, como mostram as Figuras 32 e 33. A função de transferência no domínio contínuo e discreto da planta e o compensador no domínio discreto projetado para cada um dos pontos de operação são mostrados na Tabela 9.

Tabela 9 – Função de transferência da planta no domínio contínuo e discreto, com os respectivos compensadores projetados para cada um dos pontos de operação.

V_o (V)	$G(s)$	$G(z)$	$PI(z)$
40	$\frac{30210}{s + 84,48}$	$\frac{0,03961}{z - 0,9668}$	$\frac{0,62z - 0,6179}{z - 1}$
66	$\frac{24170}{s + 54,33}$	$\frac{0,03188}{z - 0,9785}$	$\frac{0,80z - 0,7983}{z - 1}$
92	$\frac{20400}{s + 39,6}$	$\frac{0,02699}{z - 0,9843}$	$\frac{0,93z - 0,9154}{z - 1}$
118	$\frac{17990}{s + 31,14}$	$\frac{0,02384}{z - 0,9876}$	$\frac{1,10z - 1,0864}{z - 1}$
144	$\frac{16100}{s + 25,45}$	$\frac{0,02136}{z - 0,9899}$	$\frac{1,20z - 1,1878}{z - 1}$
170	$\frac{14760}{s + 21,58}$	$\frac{0,01959}{z - 0,9914}$	$\frac{1,30z - 1,2888}{z - 1}$
196	$\frac{13580}{s + 18,6}$	$\frac{0,01805}{z - 0,9926}$	$\frac{1,40z - 1,3896}{z - 1}$
222	$\frac{12710}{s + 16,41}$	$\frac{0,01689}{z - 0,9935}$	$\frac{1,50z - 1,4902}{z - 1}$
248	$\frac{11920}{s + 14,61}$	$\frac{0,1585}{z - 0,9942}$	$\frac{1,60z - 1,5907}{z - 1}$
274	$\frac{11240}{s + 13,15}$	$\frac{0,01495}{z - 0,9948}$	$\frac{1,70z - 1,6911}{z - 1}$
300	$\frac{10670}{s + 11,97}$	$\frac{0,0142}{z - 0,9952}$	$\frac{1,80z - 1,7914}{z - 1}$

Figura 32 – Diagramas de Bode do sistema compensado em malha aberta discreto, para os pontos de operação de 40 a 222 V.

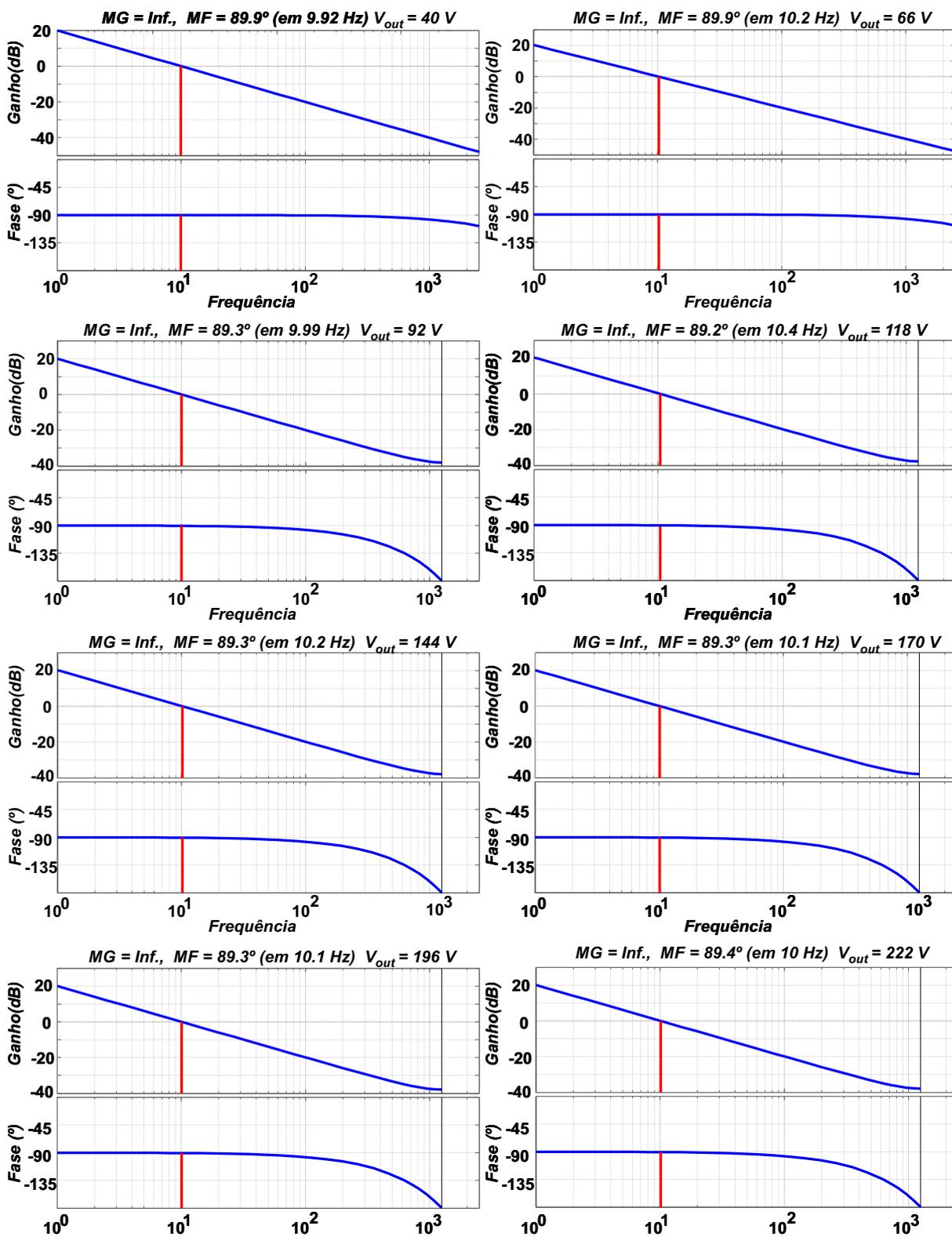
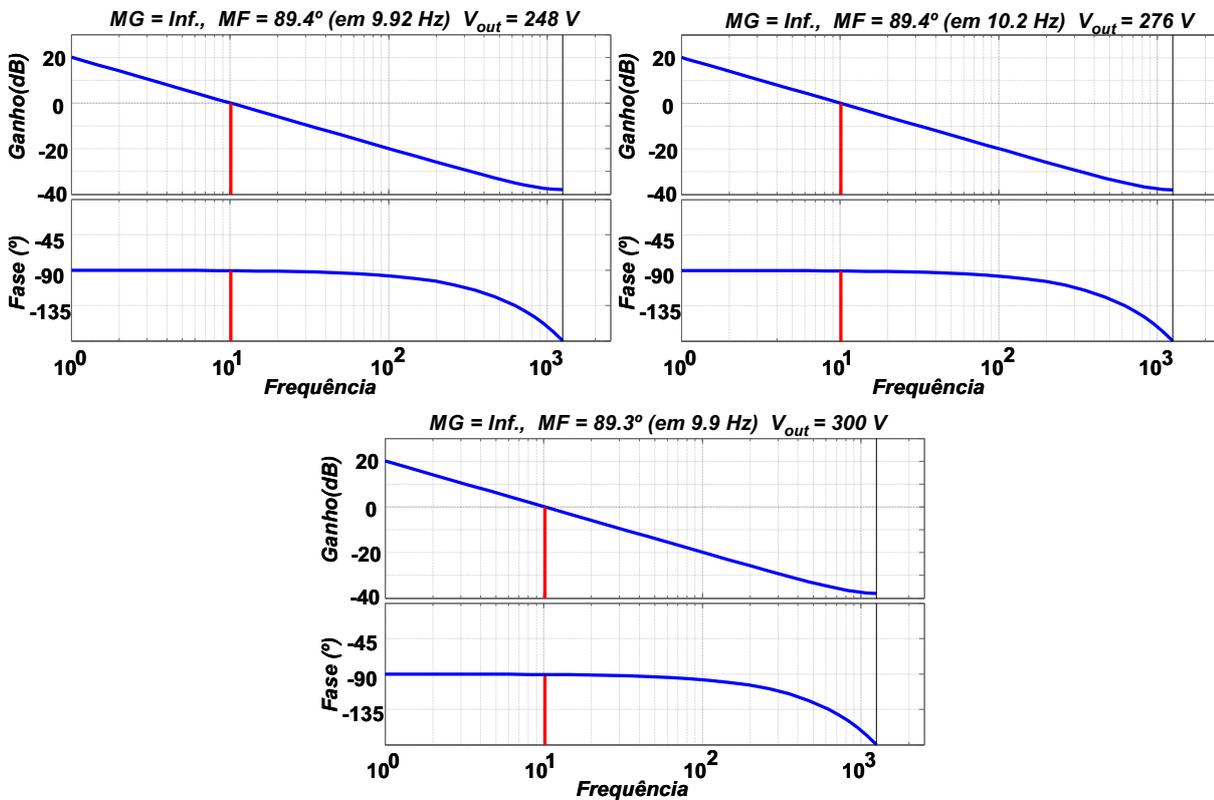


Figura 33 – Resposta em frequência para os pontos de operação de 248 a 300 V.



4.7 SIMULAÇÃO DO SISTEMA PI EM MALHA FECHADA

Para simulação e implementação do controlador, é necessário um tratamento nas funções de transferência projetadas, para que possam ser expressas em linguagem computacional, e assim, serem programadas em um simulador ou em um microcontrolador.

Pode-se expressar o compensador PI discreto através da razão entre a função de erro $E(z)$, que é o sinal de entrada do compensador, com o sinal de controle $V_u(z)$ que é o sinal de saída do controlador, como mostra a equação (4.33).

$$PI(z) = \frac{V_u(z)}{E(z)} = \frac{\beta_1 z + \beta_2}{z - 1} \quad (4.33)$$

O que se pretende obter é uma equação diferença que expresse o sinal de controle gerado pelo compensador. Para isso, isola-se a função $V_u(z)$, como expresso em (4.34).

$$V_u(z) = V_u(z)z^{-1} + \beta_1 E(z) + \beta_2 E(z)z^{-1} \quad (4.34)$$

Aplicando a transformada Z inversa na equação (4.34), tem-se (4.35), que é a equação diferença discreta.

$$V_u[n] = V_u[n-1] + \beta_1 E[n] + \beta_2 E[n-1] \quad (4.35)$$

Onde n representa o momento de aquisição atual, $n-1$ o momento imediatamente anterior dentro do período de amostragem. Incluindo o modulador e a razão cíclica nominal (D_{nom}) do ponto de operação, tem-se (4.36).

$$V'_u[n] = \frac{V_u[n]}{V_m} + D_{nom} \quad (4.36)$$

Onde $V'_u[n]$ é ação de controle final que é implementada no microcontrolador.

A fim de comprovar o funcionamento do controlador, o circuito foi simulado, de acordo com a Figura 34. A ação do controle é aplicada através do bloco C. A partir de 1 segundo é aplicado um distúrbio de 100 V na tensão de entrada, a fim de se testar a ação compensadora do controlador. Nas Figuras 35, 36 e 37 são exibidas as formas de onda da corrente e tensão de entrada, da corrente no diodo e da tensão de saída, em alta e baixa frequência, para os pontos de operação extremos e um intermediário. Pode-se notar que praticamente não há defasagem entre tensão e corrente de entrada e que o circuito opera no modo *DCM* em toda faixa de operação. O tempo de acomodação da tensão de saída é de aproximadamente 0,1 segundo para o ponto de menor potência e 0,5 segundo para o ponto de potência máxima.

Figura 34 – Esquemático do circuito simulado.

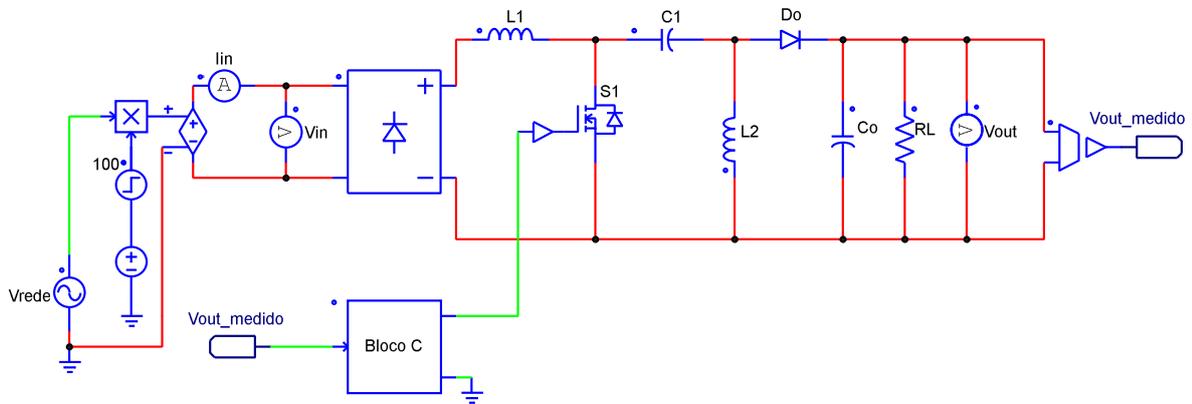


Figura 35 – Formas de onda simuladas para a tensão de entrada, corrente de entrada, corrente no diodo e tensão de saída, em alta e baixa frequência, para o caso de menor potência (3,5 W).

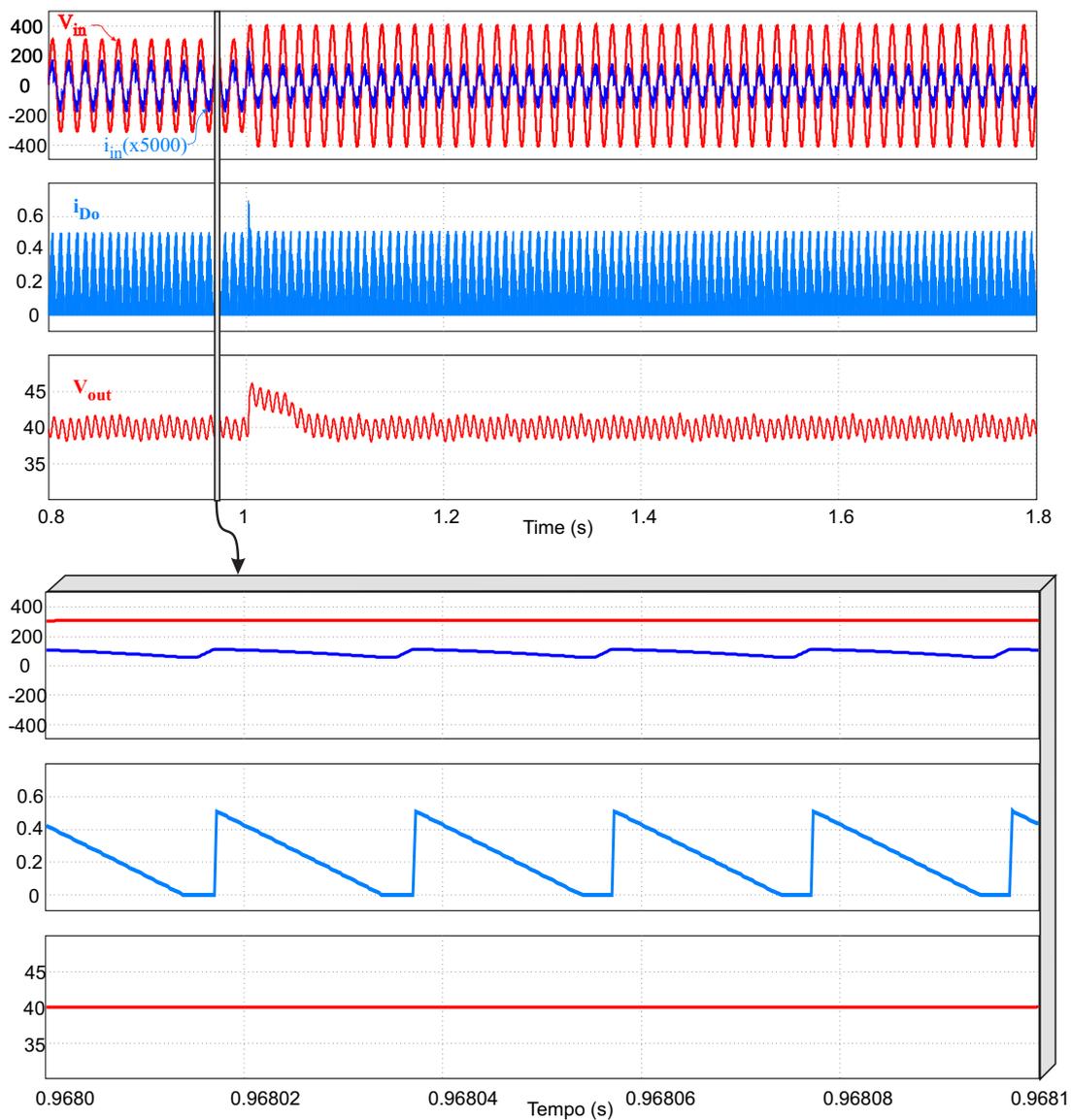


Figura 36 – Formas de onda simuladas para a tensão de entrada, corrente de entrada, corrente no diodo e tensão de saída, em alta e baixa frequência, para o ponto de operação intermediário (17,25 W).

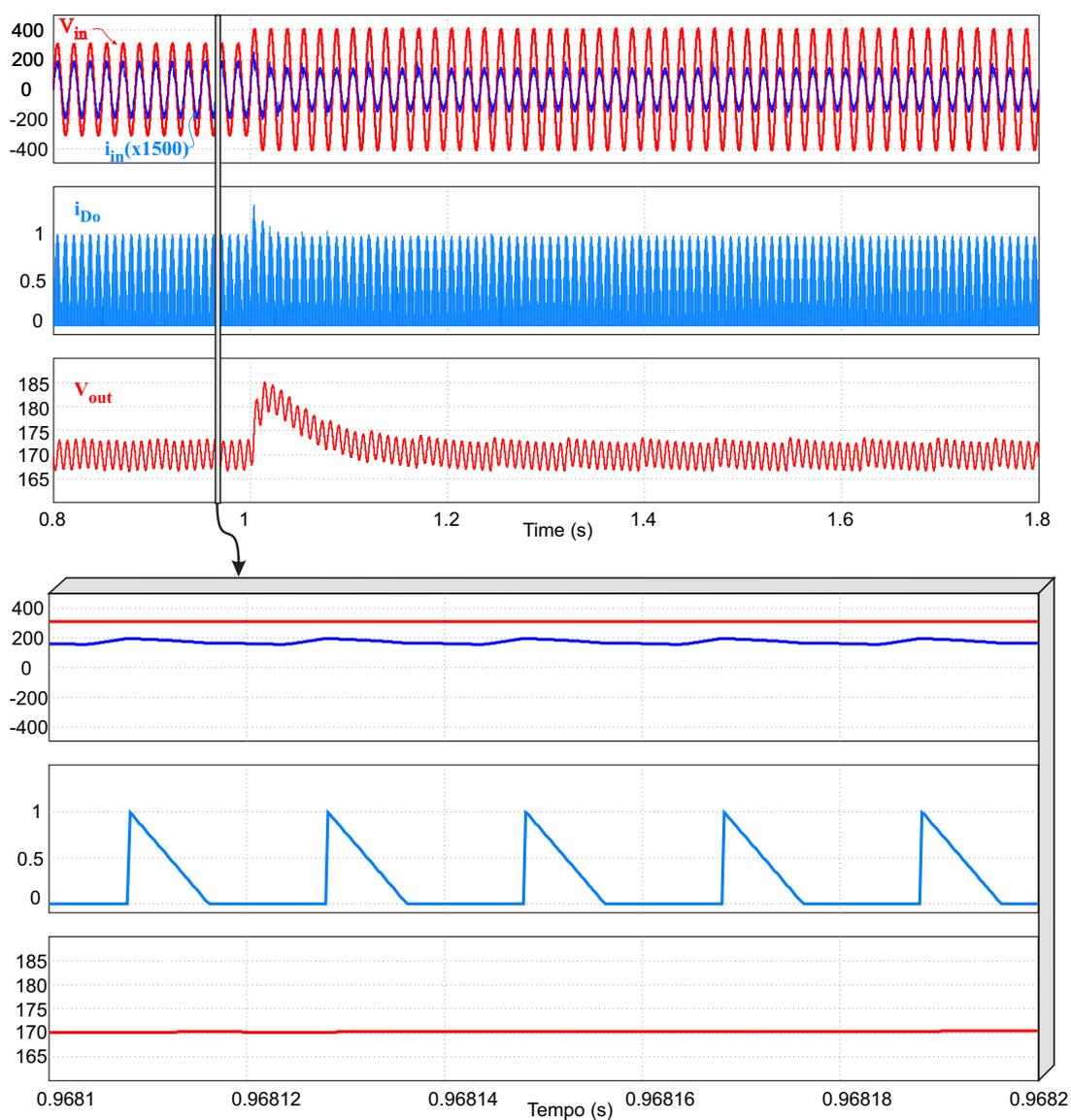
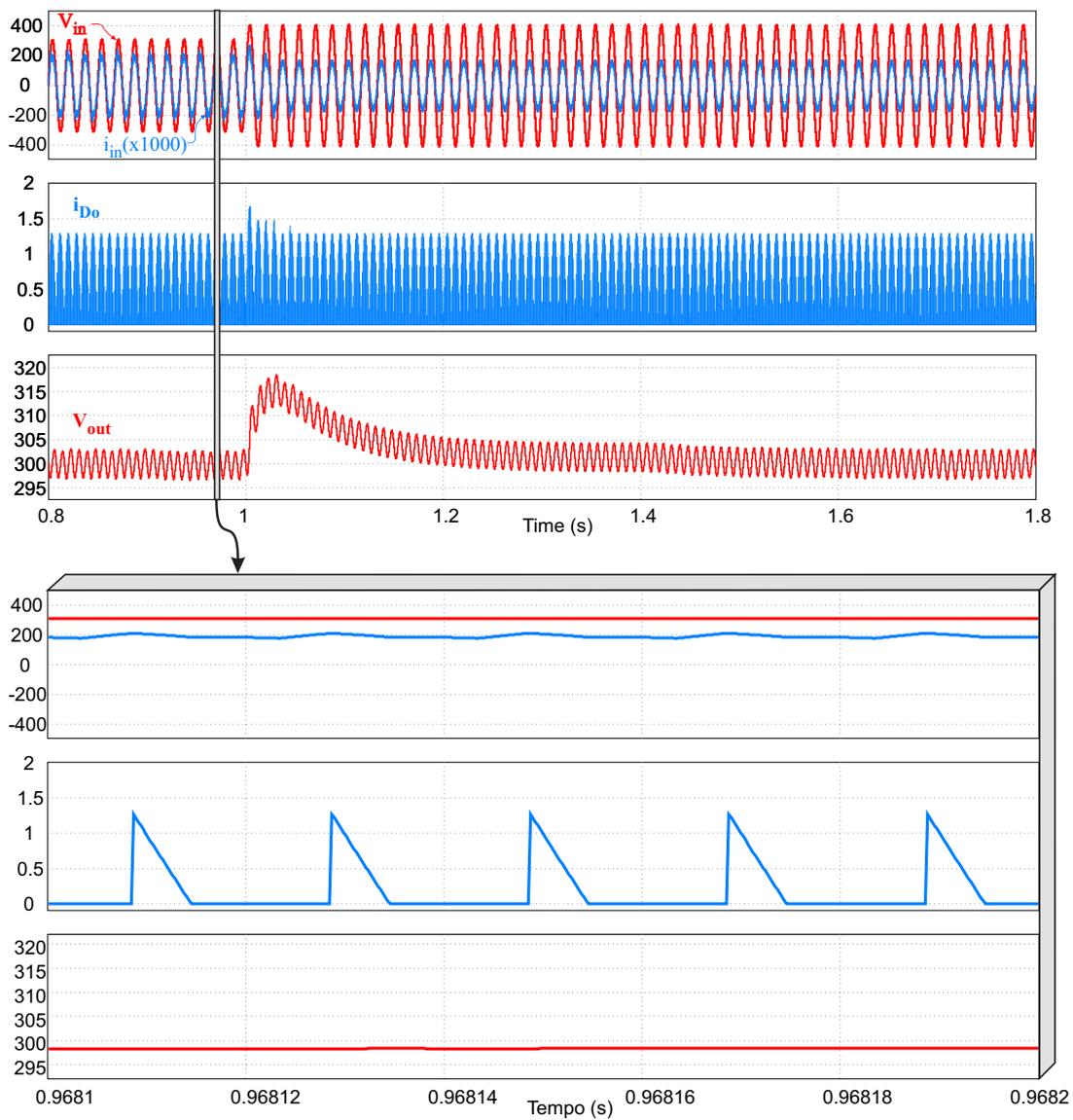


Figura 37 – Formas de onda simuladas para a tensão de entrada, corrente de entrada, corrente no diodo e tensão de saída, em alta e baixa frequência, para o caso de maior potência (31 W).

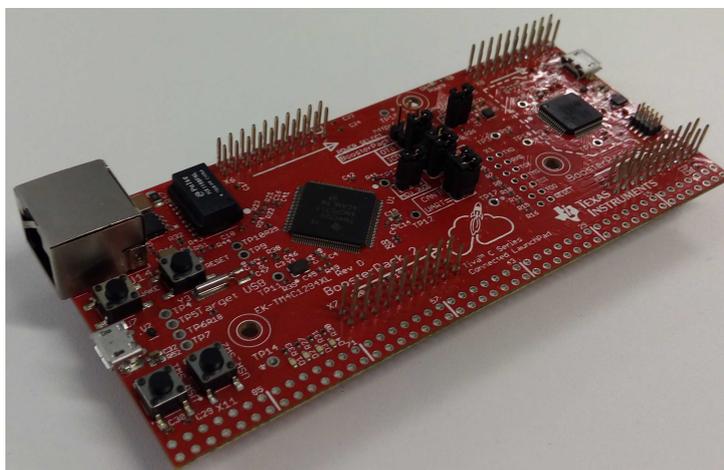


4.8 IMPLEMENTAÇÃO DO SISTEMA PI EM MALHA FECHADA

Como existe uma grande variação da tensão de saída, e com isso, variação na amplitude da referência do controlador, tem-se também grande margem de erro a ser zerado. Com isso, a parte integral do controle irá acumular a integral do erro durante todas as alterações do ponto de operação. Quando houver uma grande alteração do ponto de operação, o erro a ser corrigido será muito grande, causando um alto *overshoot* (mesmo que a margem de fase seja alta o suficiente), que pode desestabilizar o sistema ou até danificar alguns componentes do conversor. Por isso deve adicionar uma proteção, tipicamente chamada de *Anti-wind-up*, limitando os valores de razão cíclica para cada um dos pontos de operação. É importante ter cuidado para não criar um limite muito pequeno da faixa de variação da razão cíclica, sendo que há um *overshoot* próprio do controlador, tendo que ser projetado para que o compensador consiga atuar de forma natural.

O microcontrolador utilizado nesse trabalho é um *Tiva C Series TM4C1294* da empresa *Texas Instrument*. Esse microcontrolador possui um alto desempenho e alta confiabilidade. Possui um processador *ARM[®]CortexTM – M4* de 120 MHz e um conversor analógico-digital de 12 *bits*. Sua forma física pode ser vista na Figura 38. A programação do microcontrolador pode ser analisada com detalhes no Apêndice D.

Figura 38 – *Tiva C Series TM4C1294*



4.8.1 Resultados Experimentais

Os equipamentos utilizados nas medições dos parâmetros elétricos do conversor *SEPIC* operando em malha fechada com o controlador digital são:

- Osciloscópio *Agilent Technologies*, modelo *MSO-X3034A*, 350 MHz;
- Ponteira de corrente *Tektronics*, modelo *TCPA300*;
- Ponteira diferencial de tensão *Tektronics*, modelo *P5200A*;
- Analisador de potência de precisão *YOKOGAWA*, modelo *WT1800*;
- Fonte de alimentação *Agilent*, modelo *6812-B*.

Da mesma forma que na simulação, são analisadas as formas de onda da tensão e corrente de entrada, a tensão e saída e a corrente no diodo de saída, para os pontos extremos e um intermediário. As Figuras 39, 40 e 41 mostram as formas de onda obtidas para as tensões de saída de 40, 170 e 300 V, respectivamente.

Figura 39 – Formas de onda da tensão de entrada (Canal 1 - 200 V/div.), corrente de entrada (Canal 4 - 30 mA/div.), corrente no diodo (Canal 2 - 200 mA/div) e tensão de saída (Canal 3 - 20V/div.) para o ponto de menor potência (3,5 W). Escala horizontal da janela superior: 5 ms/div. Escala horizontal da janela inferior: 20 μ s/div.

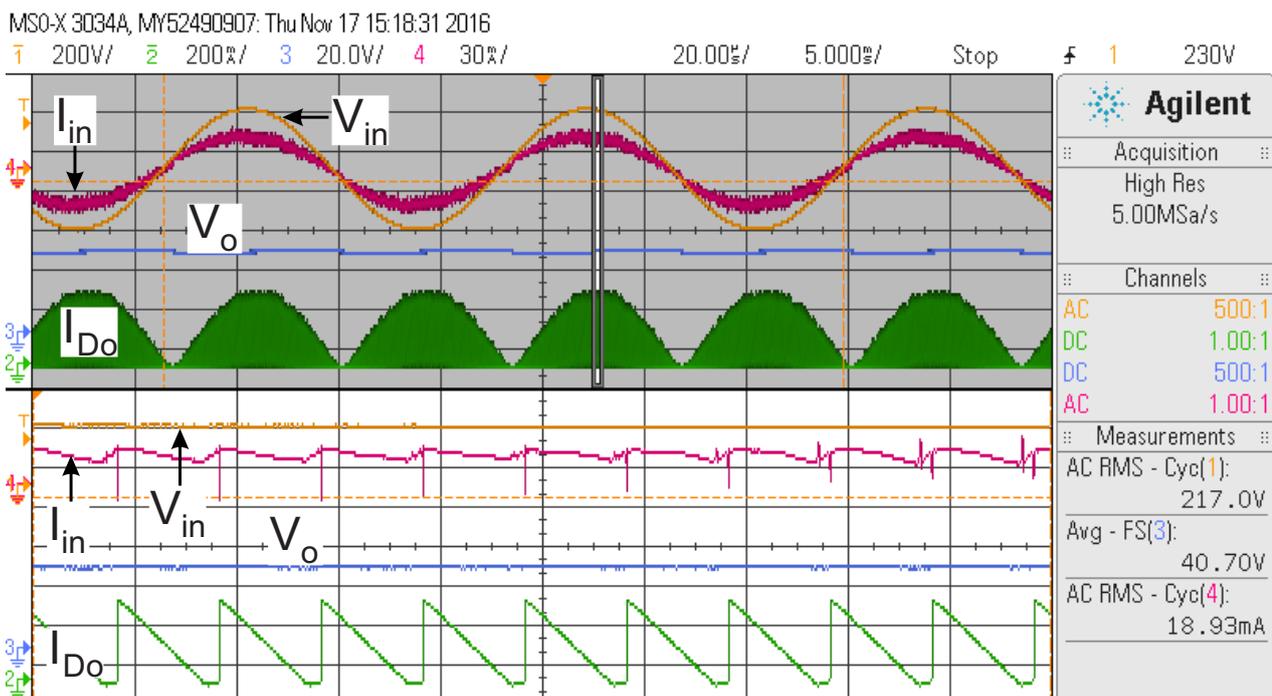


Figura 40 – Formas de onda da tensão de entrada (Canal 1 - 200 V/div.), corrente de entrada (Canal 4 - 200 mA/div.), corrente no diodo (Canal 2 - 300 mA/div) e tensão de saída (Canal 3 - 20V/div.) para o ponto de potência intermediária (17,25 W). Escala horizontal da janela superior: 5 ms/div. Escala horizontal da janela inferior: 20 μ s/div.

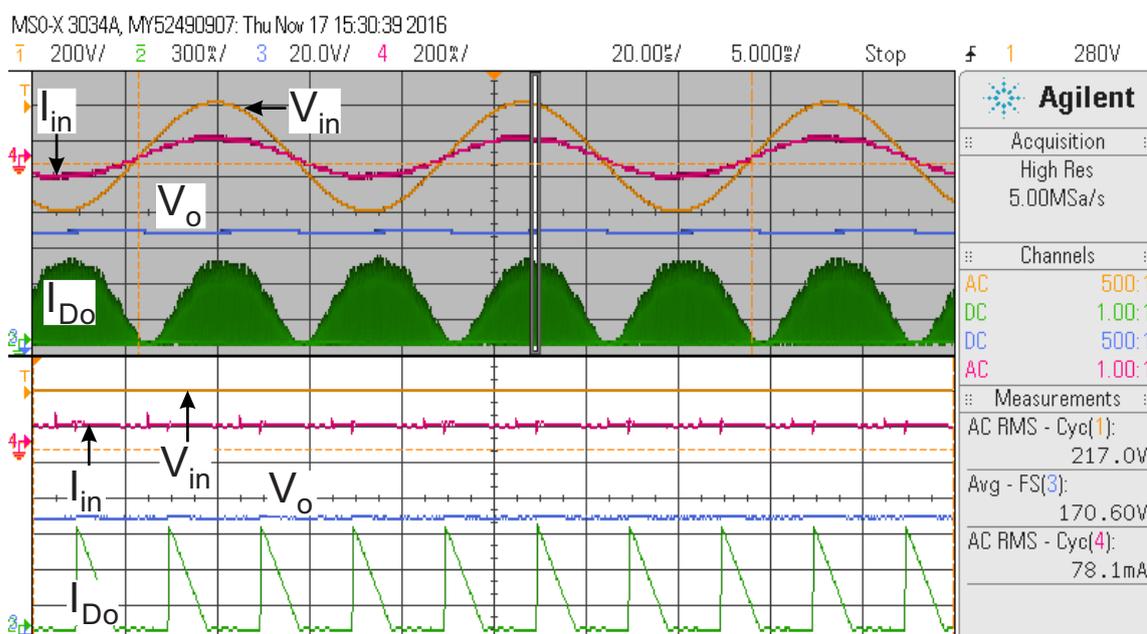
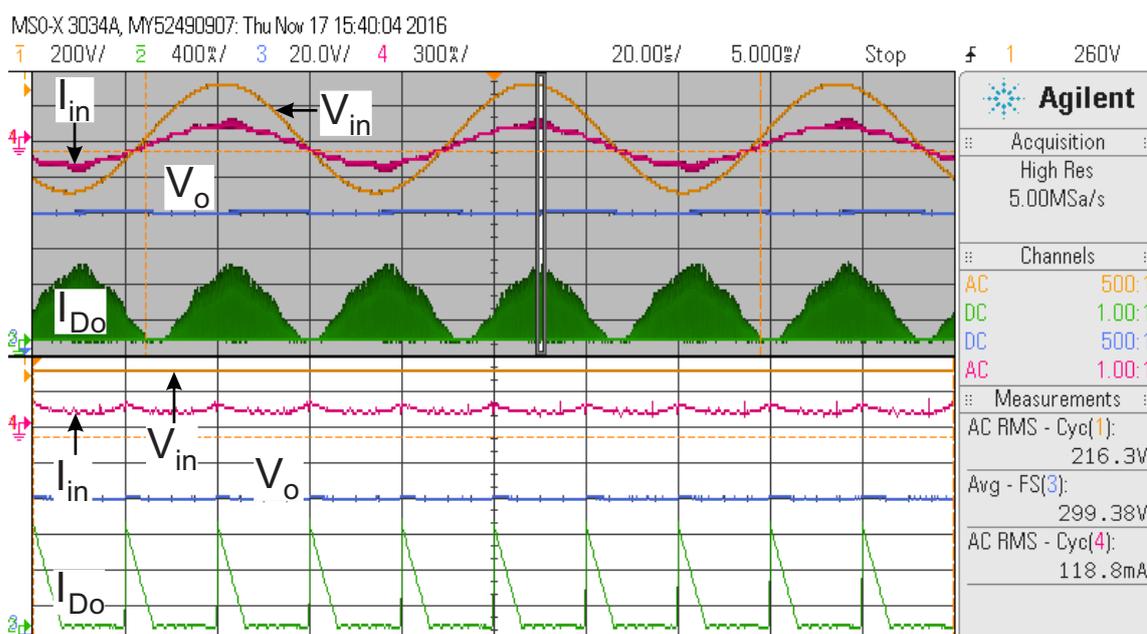


Figura 41 – Formas de onda da tensão de entrada (Canal 1 - 200 V/div.), corrente de entrada (Canal 4 - 300 mA/div.), corrente no diodo (Canal 2 - 400 mA/div) e tensão de saída (Canal 3 - 20V/div.) para o ponto de potência intermediária (31 W). Escala horizontal da janela superior: 5 ms/div. Escala horizontal da janela inferior: 20 μ s/div.



Pode-se perceber que em todos os casos a tensão e corrente de entrada continuam em fase e a corrente no diodo demonstra o comportamento do circuito no modo *DCM* por toda faixa de operação. A fim de se verificar a ação do compensador, foram inseridos distúrbios de 10% na tensão de entrada, para mais e para menos, nos pontos extremos de operação do conversor. Os resultados obtidos são mostrados nas Figuras 42, 43, 44 e 45.

Figura 42 – Distúrbio de -10% na tensão da rede elétrica (Canal 1 - 200 V/div.) e resposta da tensão de saída (Canal 3 - 2 V/div.) para o ponto de menor potência (3,5 W). Escala horizontal: 200 ms/div.

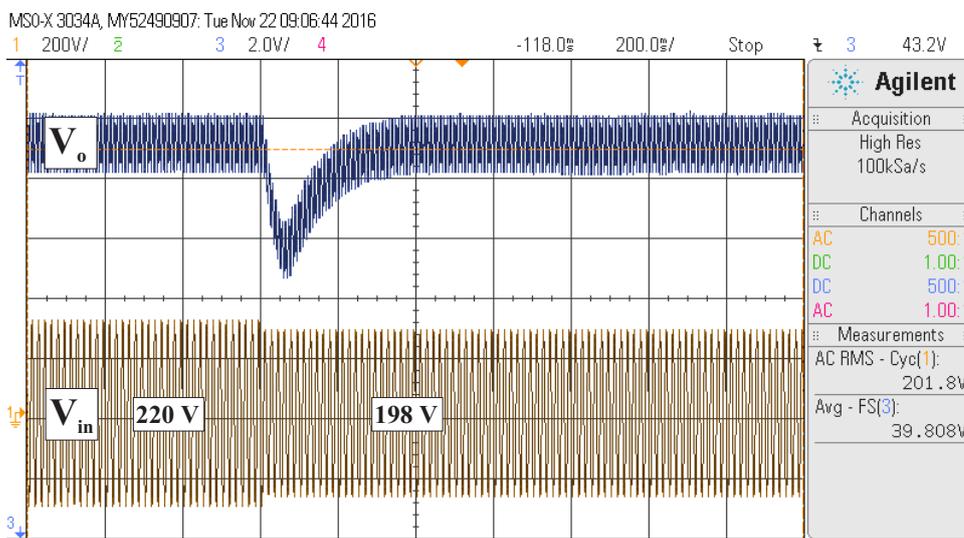


Figura 43 – Distúrbio de +10% na tensão da rede elétrica (Canal 1 - 200 V/div.) e resposta da tensão de saída (Canal 3 - 2 V/div.) para o ponto de menor potência (3,5 W). Escala horizontal: 200 ms/div.

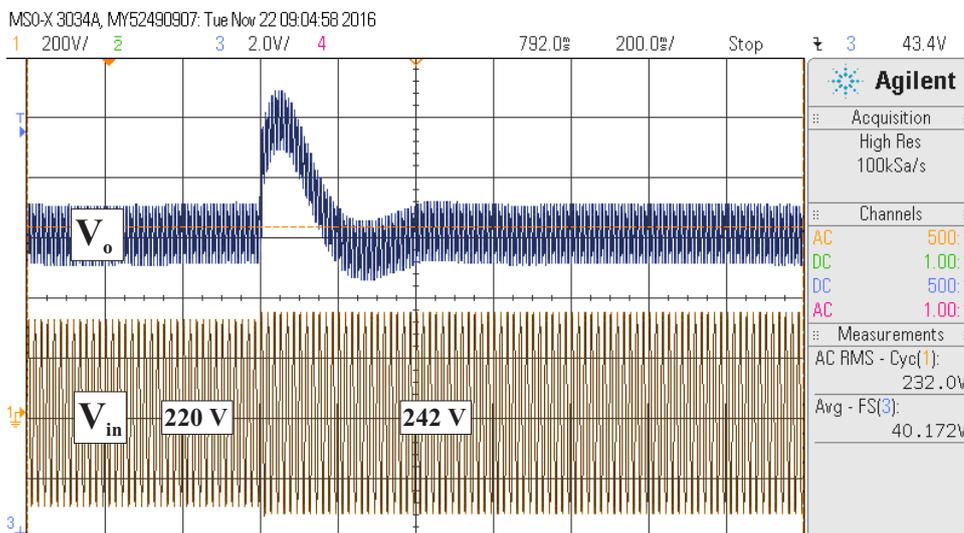


Figura 44 – Distúrbio de -10% na tensão da rede elétrica (Canal 1 - 200 V/div.) e resposta da tensão de saída (Canal 3 - 10 V/div.) para o ponto de maior potência (31 W). Escala horizontal: 500 ms/div.

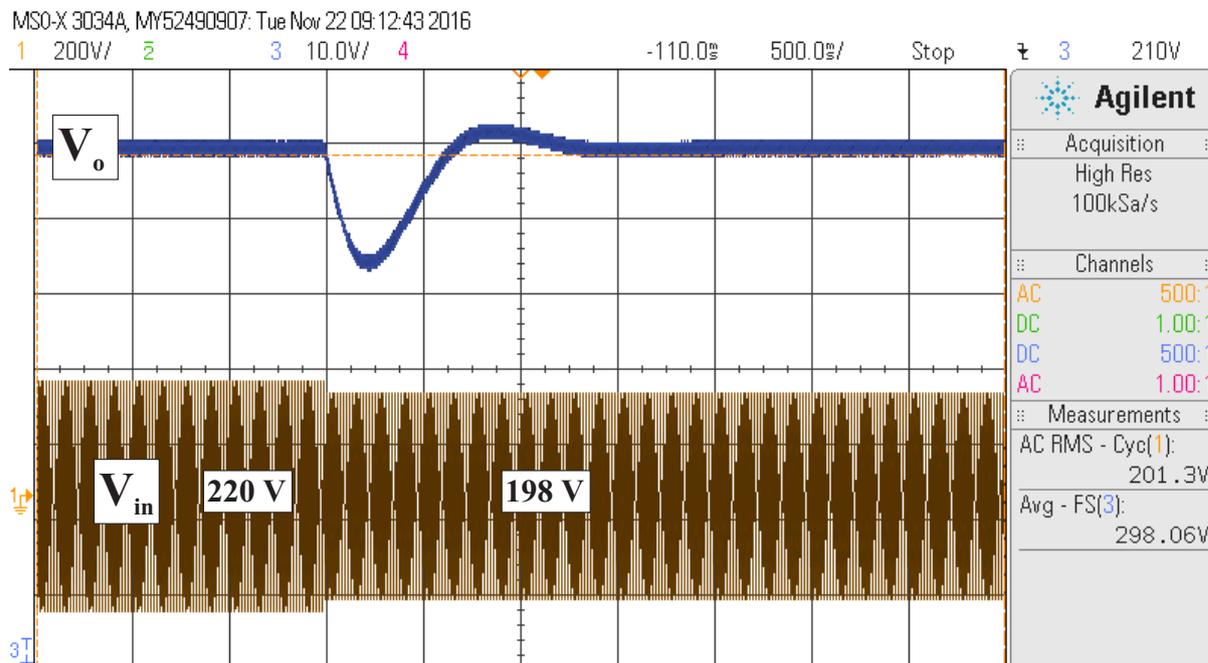
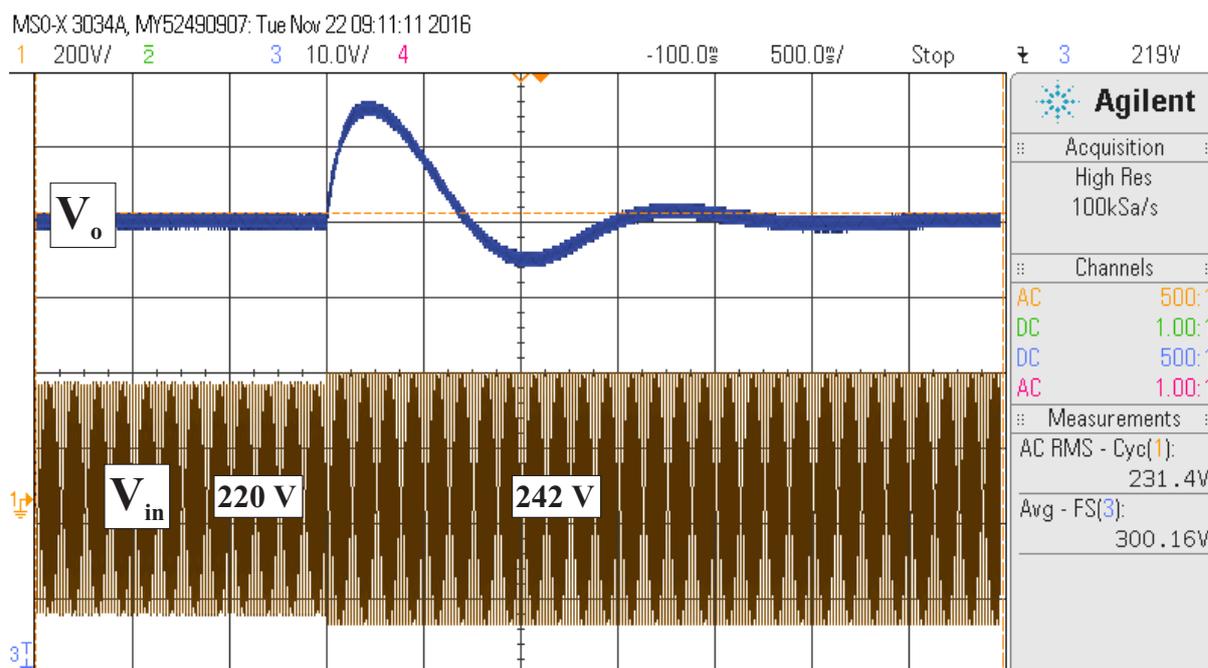


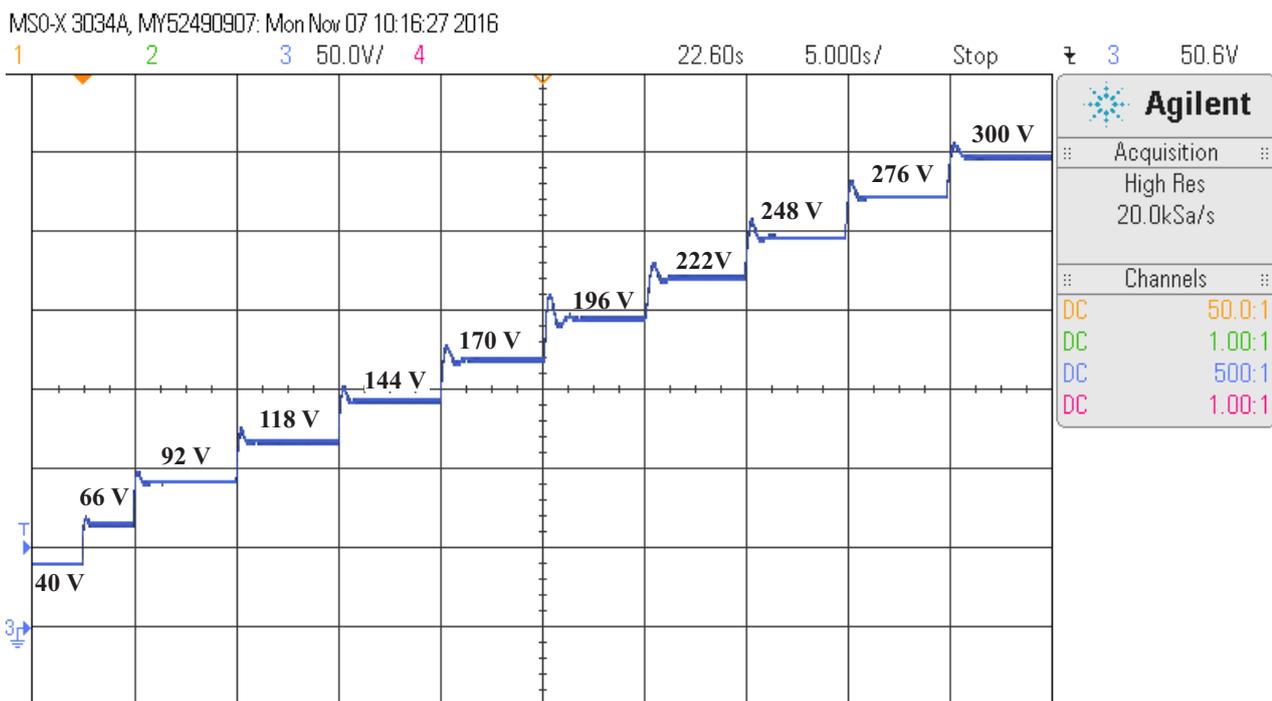
Figura 45 – Distúrbio de +10% na tensão da rede elétrica (Canal 1 - 200 V/div.) e resposta da tensão de saída (Canal 3 - 10 V/div.) para o ponto de maior potência (31 W). Escala horizontal: 500 ms/div.



Pode-se perceber que o controle atua de forma satisfatória, corrigindo o erro e voltando ao valor da tensão de referência. Para o caso de menor potência se obteve um tempo de resposta de aproximadamente 400 ms, com uma variação de 2,5 V, que representa 6% da tensão de saída. Para o caso de maior potência o tempo de resposta foi de aproximadamente 2 s, com uma variação máxima de 15 V, representando 5% de V_o .

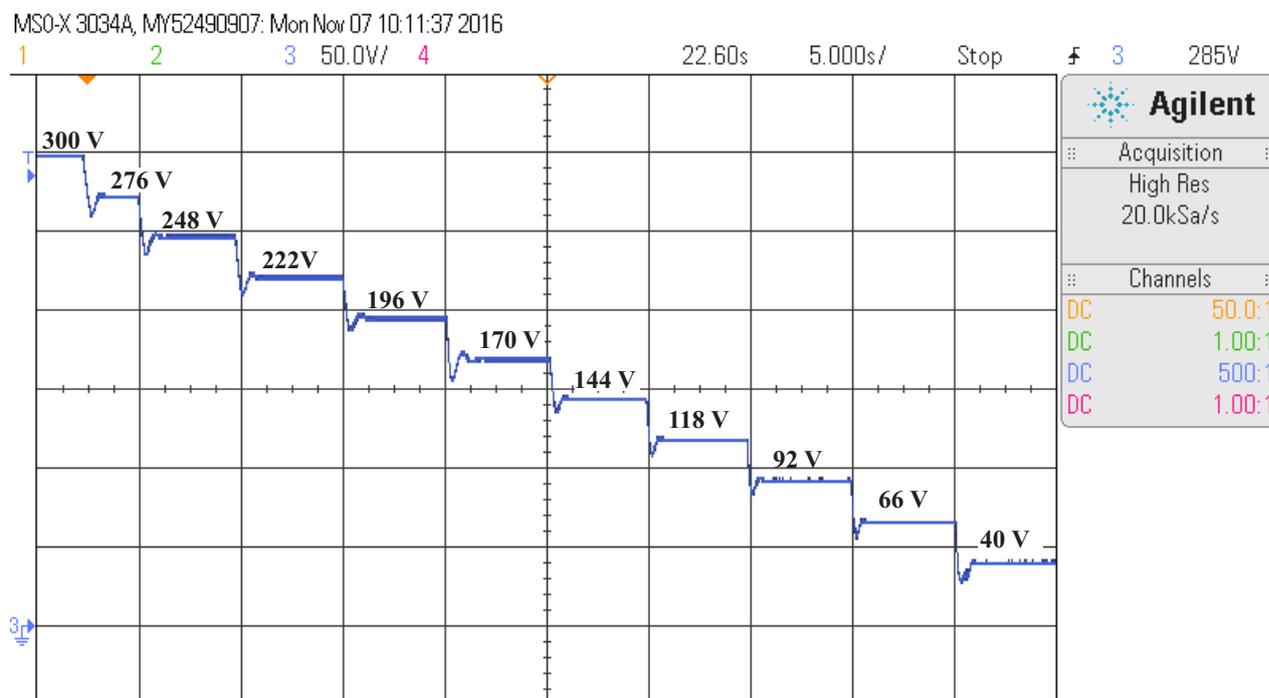
Outro teste realizado foi a obtenção da forma de onda da tensão de saída durante a variação entre os pontos de operação, de forma crescente e decrescente, a fim de se observar o tempo de resposta entre cada estágio e os níveis máximos de *overshoot* e *undershoot*. O resultado da escala crescente é exibido na Figura 46 e a variação decrescente na Figura 47.

Figura 46 – Variação da tensão de saída (Canal 3 - 50 V/div.) para cada um dos pontos de operação de forma crescente. Escala horizontal: 5 s/div.



Analisando as formas de onda, percebe-se que o compensador demora no máximo 1 s para acomodar o nível de tensão de acordo com a nova referência, tendo como valores máximos um *overshoot* de 17 V e um *undershoot* de 15 V.

Figura 47 – Variação da tensão de saída (Canal 3 - 50 V/div.) para cada um dos pontos de operação de forma crescente. Escala horizontal: 5 s/div.



4.9 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Nesse capítulo foi desenvolvido o sistema de retroalimentação que mantém constante a tensão de barramento do conversor *SEPIC* e que garante a operação no modo *DCM*, sem grandes variações de razão cíclica. Foram projetados 11 controladores PI's, no domínio discreto, a fim de que se excursionem entre os pontos de operação sem grandes saltos de tensão, de forma que não prejudique o funcionamento do inversor e da lâmpada.

A fim de se validar o funcionamento da malha de controle, foram feitas simulações com o conversor *SEPIC* sendo controlado pelo compensador PI digital através de um algoritmo, e, da mesma forma, foram realizados testes experimentais com a implementação em um microcontrolador. Os resultados obtidos ficaram dentro do esperado, mostrando um comportamento adequado do controlador PI para essa aplicação.

5 INVERSOR E FILTRO RESSONANTE

Nesse capítulo será discutido o projeto do inversor ressonante *half-bridge*, controlado pelo circuito integrado IR 21592, na forma convencional de operação (ADAMS et al., 1999), e na forma modificada (POLONSKI et al., 2013).

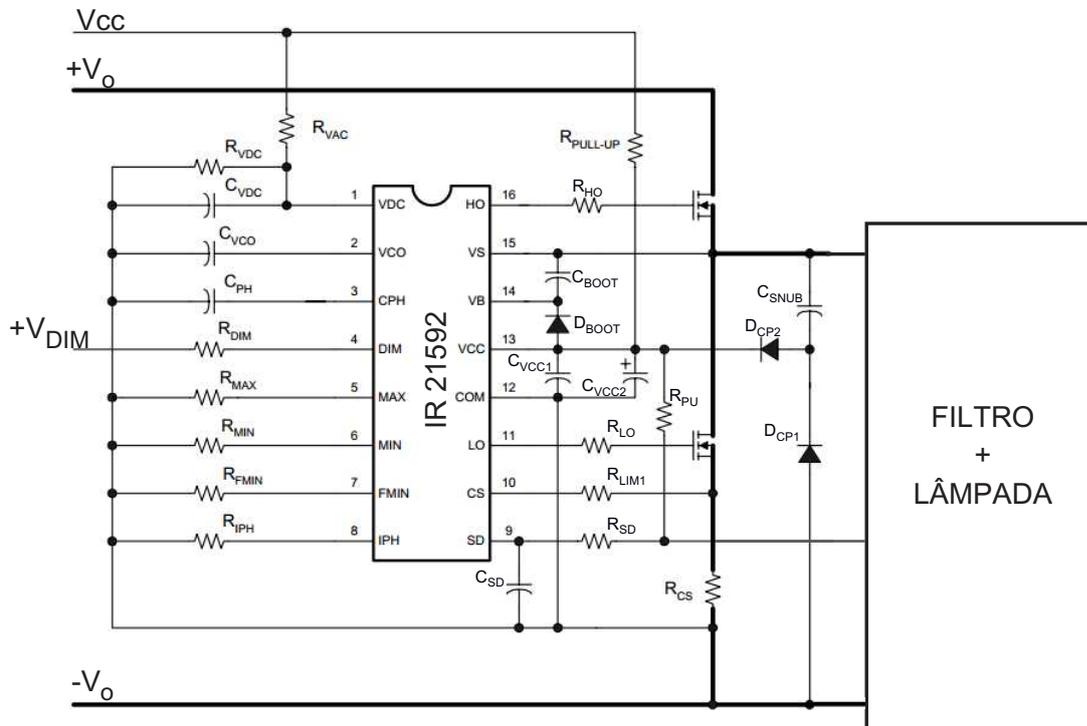
Para fins de comparação e análise dos métodos de variação do fluxo luminoso, serão avaliadas duas maneiras diferentes de operação do inversor ressonante. A partir do protótipo experimental, são coletados os dados de funcionamento do reator completo operando com o circuito de comando do IR21592 em sua forma clássica, ou seja, variando a referência do ângulo de fase entre a corrente e a tensão de filtro, com a tensão de barramento do estágio *PFC* fixa, e assim controlando o nível de potência da lâmpada através da variação da frequência, método denominado *Dim_f*. Esse método baseia-se no controle através da malha de captura de fase (PLL), onde se pode atingir níveis de potência muito baixos de forma estável, devido a relação linear entre a fase e a potência da LF. Os resultados são comparados com a técnica proposta em (POLONSKII et al., 2013), em que o ângulo de fase entre a tensão e corrente do filtro é mantido praticamente constante e a tensão no barramento é variada de forma que se tenha a variação do fluxo luminoso da lâmpada.

Nesse capítulo também é abordada a escolha e projeto do conversor que fará o aquecimento dos eletrodos durante a variação de potência da LF, e a análise dos limites de operação definidos pelo método *SoS* (PHILIPS, 2013).

5.1 INVERSOR RESSONANTE *half-bridge*

Dentre os tipos de inversores para iluminação fluorescente, em sua maioria, normalmente é empregado o inversor ressonante *half-bridge* (HUI et al., 2001; SEIDEL et al., 2007; MANUSPIYA, 2005; WANG et al., 2013). devido a sua simplicidade, robustez, baixo custo e comutação suave nos interruptores, será a topologia empregada nesse trabalho.

Para o acionamento dos interruptores do inversor será utilizado o circuito integrado IR21592, de acordo com a configuração da Figura 48, sendo esse CI dedicado a aplicações de variação de fluxo luminoso de lâmpadas fluorescentes.

Figura 48 – Inversor *half-bridge* controlado pelo CI IR21592.

5.1.1 Circuito Integrado IR21592

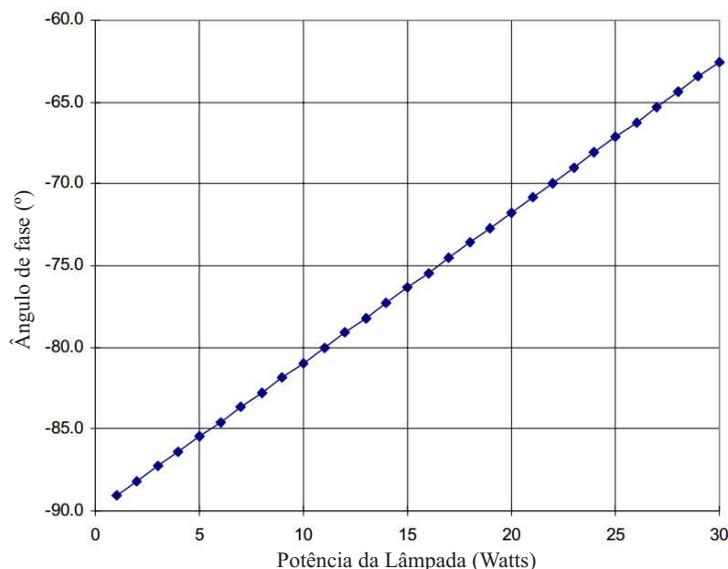
O CI dedicado IR21592 (INTERNATIONAL RECTIFIER, 2014) foi desenvolvido para aplicação em reatores eletrônicos com variação de fluxo luminoso, tendo como principal função do controle da potência da lâmpada através da malha PLL, e a consequente variação da frequência através de um oscilador controlado por tensão. Este CI permite uma variedade de configurações, tais como: o nível de corrente, o tempo de preaquecimento, a tensão de ignição da LF, a faixa de variação de frequência e o ângulo de fase. Todas essas opções programadas externamente, através de resistores, diodos e capacitores, devendo estar de acordo com o filtro ressonante projetado e as características elétricas da lâmpada utilizada.

Além dessas opções, o IR21592 ainda oferece diversas proteções contra falhas, como: a danificação dos filamentos da LF, sobreaquecimento, sobrecorrente no inversor e *hard-switching*, sendo todas essas opções também programadas externamente.

5.1.2 Controle de fase

O controle PLL é implementado para manter o ângulo de fase entre a corrente e a tensão do filtro ressonante de acordo com uma referência, que, nesse caso, é a tensão aplicada ao pino VCO do IR21592. A medida que essa referência varia, o ângulo de fase é ajustado com a compensação da frequência de comutação, a partir da ação de um cristal oscilador interno. Devido a essa característica, consegue-se obter uma relação linear entre a variação do ângulo de fase e a potência da lâmpada, como mostra a figura 49.

Figura 49 – Relação do ângulo de fase entre corrente e tensão do filtro e a potência na lâmpada.

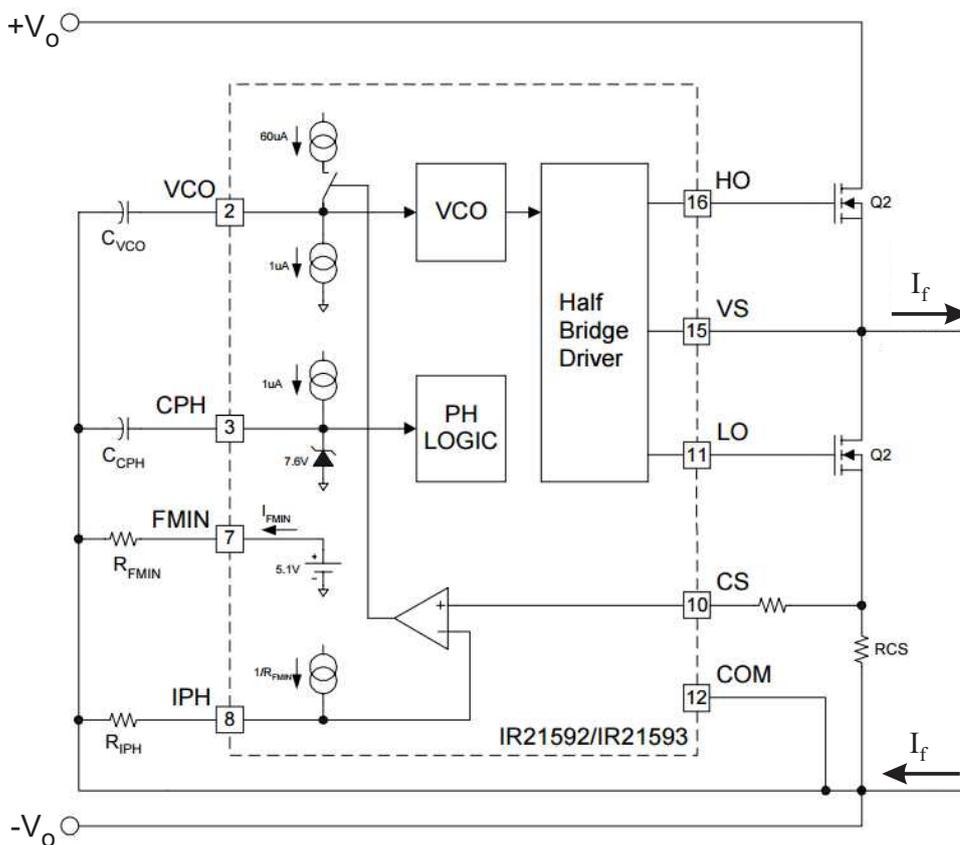


5.1.3 Preaquecimento

No momento em que a tensão ultrapassar 5,1 V no pino VDC, e 15,6 V no pino VCC, os pinos HO e LO começam a oscilar com a máxima frequência de operação e com razão cíclica igual a 0,5, a fim de iniciar a comutação dos interruptores e preaquecer os filamentos, de acordo com a corrente de projeto. A Figura 50 mostra o esquema interno desse estágio. O pino CPH é alimentado por uma fonte de corrente de 1 μA , que começa a carregar o capacitor C_{CPH} linearmente. Outra fonte de corrente interna começa a descarregar o capacitor do pino VCO, que acaba por diminuir a frequência de comutação e, por consequência disso, a corrente de carga (I_f) aumenta. Quando a tensão medida no pino CS (dependente da corrente que flui

pelo resistor RCS) excede o nível de tensão do pino IPH, uma outra fonte de corrente de $60\mu\text{A}$ é conectada ao pino VCO, e o capacitor C_{CPH} volta a ser carregado. Isso força o aumento da frequência e a diminuição da corrente de carga. Quando a tensão no pino CS diminui abaixo da tensão no pino IPH, a fonte de corrente de $60\mu\text{A}$ é desconectada e a frequência volta a diminuir, como se pode observar através das formas de onda da Figura 51. Esse ciclo mantém a corrente de preaquecimento regulada no nível projetado através do resistor do pino IPH, até que a tensão no pino CPH exceda 5 V, indicando o fim do preaquecimento.

Figura 50 – Lógica interna do circuito de preaquecimento do IR21592.

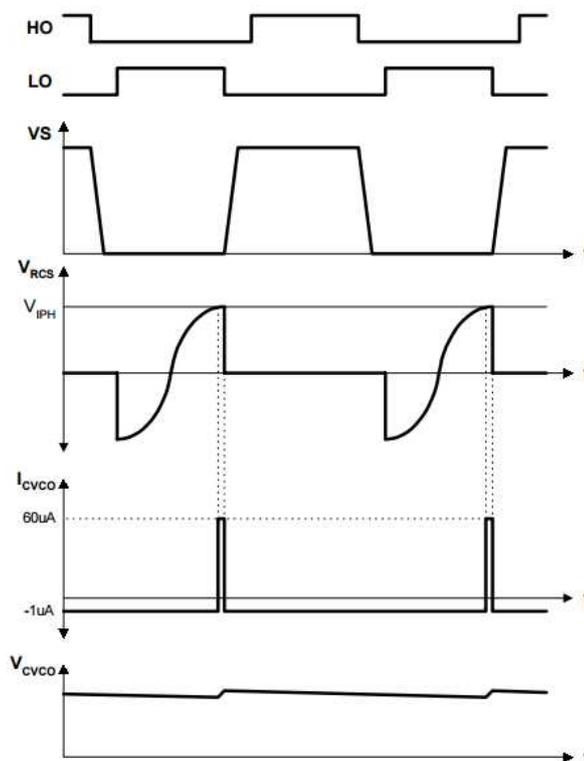


Fonte: International Rectifier Data Sheet No. PD601194_A

5.1.4 Ignição

A Figura 52 mostra o esquema interno do estágio de ignição da LF. No momento em que se encerra o preaquecimento, a referência para o controle de corrente é desconectada do pino IPH e conectada a um comparador de 1,6 V, que determina a corrente de pico máxima da lâmpada, de acordo com o projeto do resistor R_{CS} . A corrente máxima de projeto também deve

Figura 51 – Formas de onda internas do circuito de preaquecimento do IR21592. Fonte: International Rectifier Data Sheet No. PD601194_A

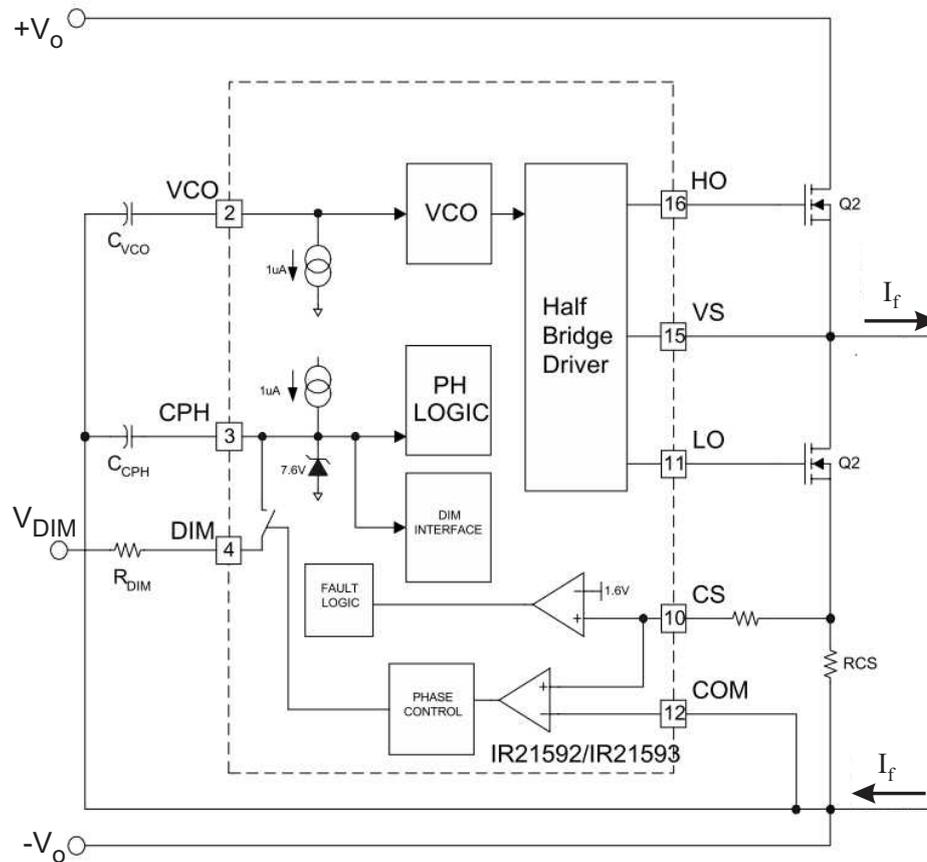


Fonte: International Rectifier Data Sheet No. PD601194_A

obedecer os limites dos interruptores do inversor *half-bridge* e não saturar o indutor ressonante em nenhum momento. A rampa de ignição é iniciada à medida que o capacitor do pino VCO descarrega linearmente através da fonte de corrente interna de $1 \mu\text{A}$. A frequência de operação do filtro ressonante também diminui, aumentando a tensão na lâmpada. A frequência continua decrescendo até ocorrer o arco de descarga da lâmpada, ou até a corrente do IR21592 atingir seu limite, entrando em modo de erro, como medida de proteção.

Para que o circuito detecte o início e o final da ignição da lâmpada, a tensão no pino CS deve primeiramente crescer até um valor 20% maior que a tensão no pino IPH, durante a rampa de ignição, para ativar o circuito, e, quando iniciar o arco de descarga da lâmpada, diminuir para um valor 10% acima da tensão no pino IPH, como mostra a Figura 53. Após a ignição da lâmpada, a tensão no pino CS decresce até um valor igual, ou menor, que a tensão sobre o pino IPH e o circuito entra no modo de controle do fluxo luminoso.

Figura 52 – Lógica interna do circuito de ignição do IR21592.



Fonte: International Rectifier Data Sheet No. PD601194_A

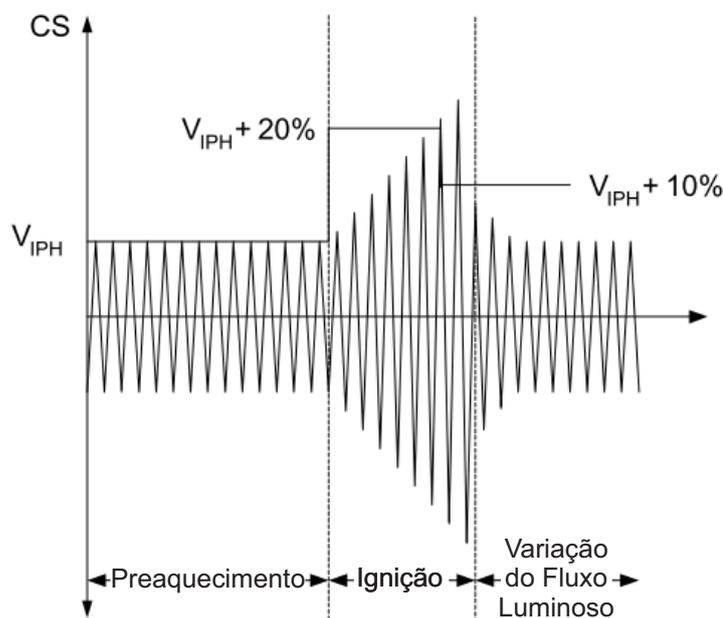
5.1.5 Controle do fluxo luminoso

Quando o circuito entra no modo de controle do fluxo luminoso, a malha PLL é fechada e a fase da corrente da carga é regulada através da tensão aplicada no pino DIM do CI, que agora também controla a tensão no pino VCO e, conseqüentemente, o ângulo de fase e a frequência de comutação do inversor, dentro dos limites pré-selecionados.

A lâmpada dá a ignição com a potência máxima, e logo diminui para o valor escolhido pelo usuário. Esse tempo é determinado pelo projeto do resistor R_{DIM} e do capacitor de preaquecimento C_{CPH} , que agora está conectado internamente ao pino DIM.

Durante a variação do fluxo luminoso da LF, o sensor de corrente (pino CS) detecta sobrecorrentes, comutação forçada (entrando em modo de falha) e também o cruzamento da onda por zero, a fim de medir o ângulo de fase da corrente de carga (I_f).

Figura 53 – Forma de onda do circuito de detecção de ignição da LF no IR21592.

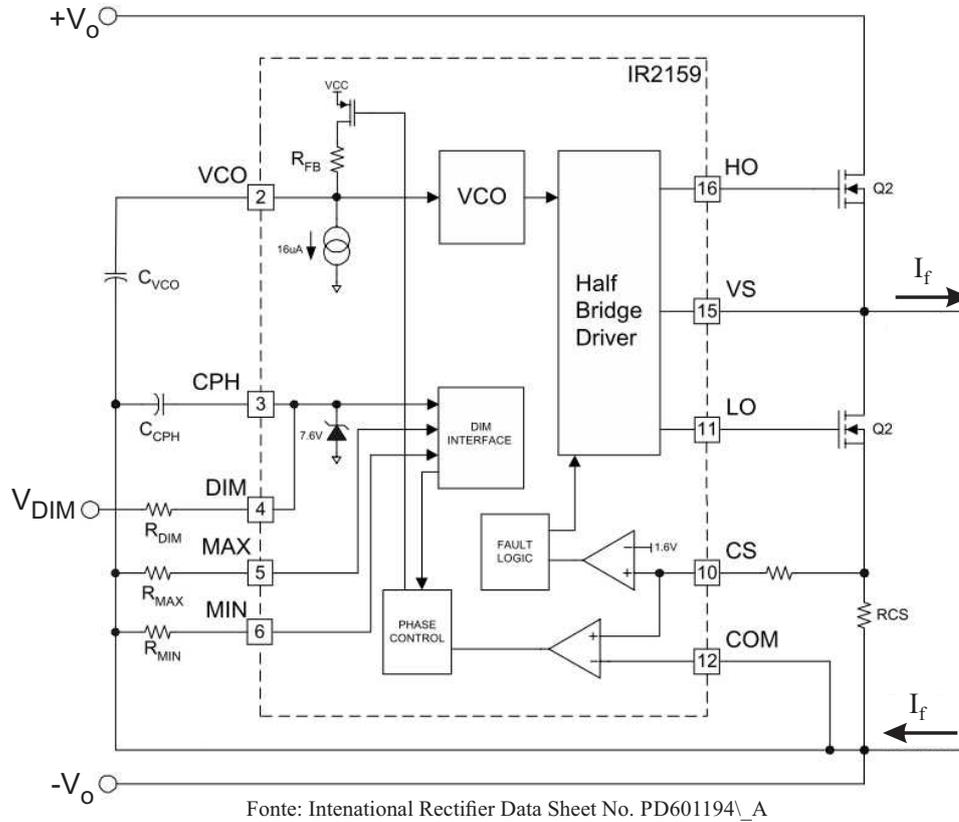


Fonte: International Rectifier Data Sheet No. PD601194_A

Para regular a potência da lâmpada de acordo com a referência, o bloco PLL, indicado na Figura 54 como *PHASE CONTROL*, mede o erro entre a fase de referência e a fase da corrente do estágio de saída, e, através do pino VCO, ajusta a frequência de operação, até que esse erro seja nulo. Quando o ângulo de fase é menor que a referência, o detector de fase do bloco PLL envia um pulso ao *gate* de um transistor interno do CI, carregando o capacitor C_{VCO} através da tensão de alimentação V_{CC} , e, conseqüentemente, aumentando a frequência e o ângulo de fase. Quando o ângulo de fase medido é maior que o da referência, o ajuste é feito pela fonte de corrente de $16 \mu A$, que, durante o estágio de controle do fluxo luminoso, está sempre conectada ao pino VCO. Essa ação faz com que o ângulo de fase se mantenha travado com o mesmo valor da referência, como pode ser visto pelas formas de onda da Figura 55.

A referência de fase é dada pela tensão sobre o pino DIM, variando de 0,5 a 5 V, onde 5 V corresponde ao menor ângulo de fase e potência máxima da lâmpada. Os valores máximos e mínimos do ângulo de fase são projetados a partir dos resistores R_{MAX} (potência máxima) e R_{MIN} (potência mínima).

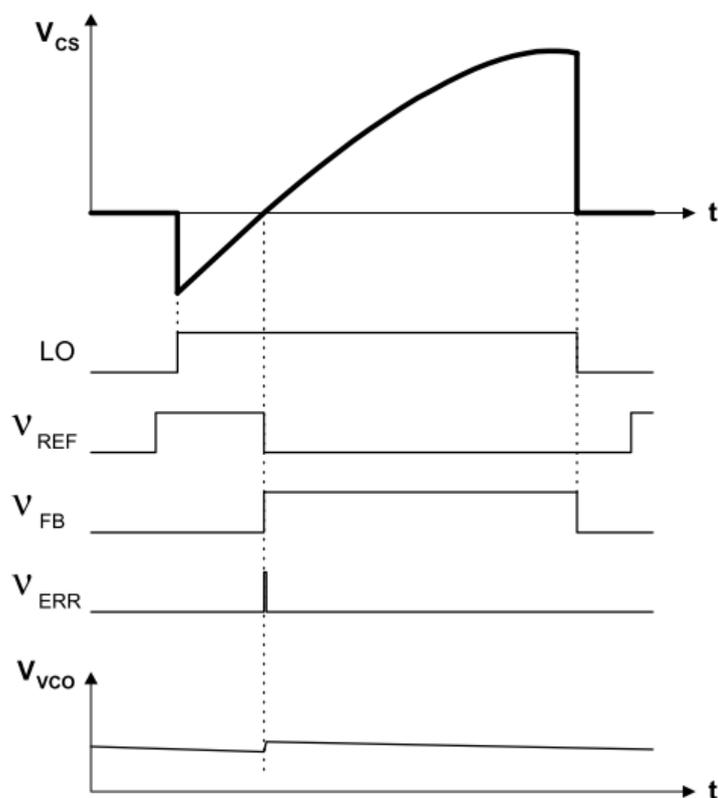
Figura 54 – Lógica interna do circuito de controle do fluxo luminoso.



5.1.6 Modos de falha

Durante a variação de potência, o circuito de regulação e controle do pico de corrente é desativado. Caso não ocorra uma comutação suave (*ZVS*, do inglês, *Zero-Voltage Switching*) nos interruptores do inversor HB, podem surgir *spikes* de corrente, o que pode causar o rompimento dos eletrodos e uma drástica redução da vida útil da LF. Como proteção, o IR21592 detecta o *ZVS* e entra em modo de falha caso os interruptores operem em *hard switching*. O sensor de detecção é o resistor RCS, sendo que o CI entra em modo de falha quando a tensão sobre o pino CS excede 1,6 V, desligando os sinais dos pinos HO e LO.

Figura 55 – Formas de onda internas do circuito de controle de fluxo luminoso.



Fonte: International Rectifier Data Sheet No. PD601194_A

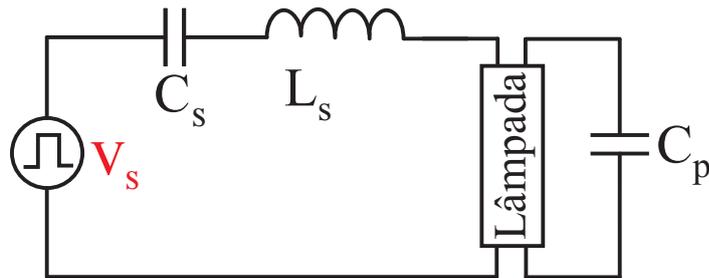
5.2 FILTRO RESSONANTE

O filtro ressonante tem como principais funções: propiciar o ganho de tensão necessário para a ignição da lâmpada, possibilitar a comutação *ZVS* dos interruptores do inversor, evitar a presença de componente contínua da corrente na LF e realizar o preaquecimento dos filamentos (LOPES, 2010). A frequência em que o circuito deve operar também é determinada através de projeto, segundo alguns critérios, como a redução do ruído audível em frequências acima de 20 kHz, além da redução do volume dos componentes magnéticos do filtro (POLONSKII e SEIDEL, 2008).

Os tipos de filtros ressonantes mais comuns em reatores eletrônicos são as estruturas LC série, L série C paralelo e LC série C paralelo (LCC) (BISOGNO et al., 2001). O filtro LC série bloqueia a componente contínua de corrente, mas tem como desvantagem o fato de a tensão aplicada nas lâmpadas ser sempre menor que a tensão de entrada do filtro. O Filtro L série C paralelo funciona de forma oposta ao filtro LC série, possibilitando valores elevados de tensão

na lâmpada, mas não filtrando a componente contínua de corrente. Já a estrutura LCC (Figura 56), une as vantagens dos outros dois tipos de filtro, dando maior liberdade de ajustes para reduzir a corrente no filtro e melhorar a qualidade da corrente na lâmpada (WAKABAYASHY, 2007; DA SILVA, 2012). Devido a isso, essa será a estrutura de filtro utilizada nesse trabalho.

Figura 56 – Filtro LC série C paralelo aplicado a uma lâmpada fluorescente.

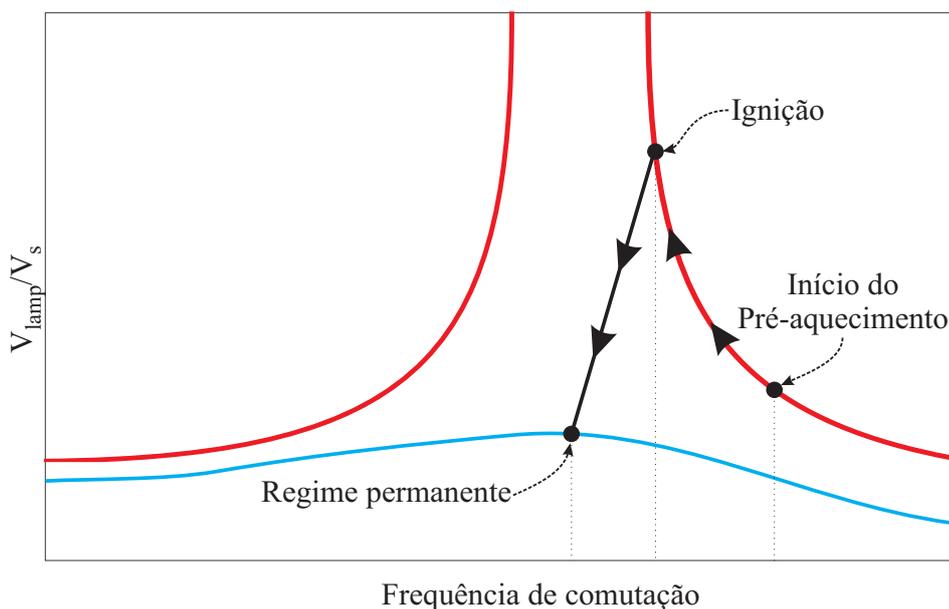


Existem diversos métodos de cálculo para se dimensionar os elementos do filtro ressonante, como pode ser visto em (COSBY et al., 1994; LI et al., 1997; RIBARICH et al., 2001; POLONSKI E SEIDEL, 2008; BISOGNO et al., 2010; SEIDEL et al., 2011). No modelo mais simplificado, a LF é representada por um resistor, e os outros componentes do filtro, normalmente, são considerados ideais. Os métodos diferenciam-se pelas aproximações realizadas e quais as variáveis que são levadas em consideração no projeto. Também há distinção nos métodos de cálculo devido ao tipo de inversor e de como ele é alimentado (tensão ou corrente). Alguns trabalhos também não levam em consideração o preaquecimento dos filamentos e outras condições propícias ao desempenho satisfatório da lâmpada.

O processo de operação típico de uma lâmpada fluorescente, com preaquecimento, é mostrado na Figura 57. Inicialmente, com a lâmpada desligada e o inversor operando em uma frequência elevada, é iniciado o processo de aquecimento dos eletrodos. À medida que a frequência diminui, o ganho de tensão do filtro aumenta, até que a tensão necessária para a ignição seja atingida, fazendo com que a lâmpada dê a partida naturalmente. Com isso, a região de operação da lâmpada fica em torno da curva inferior da Figura 57.

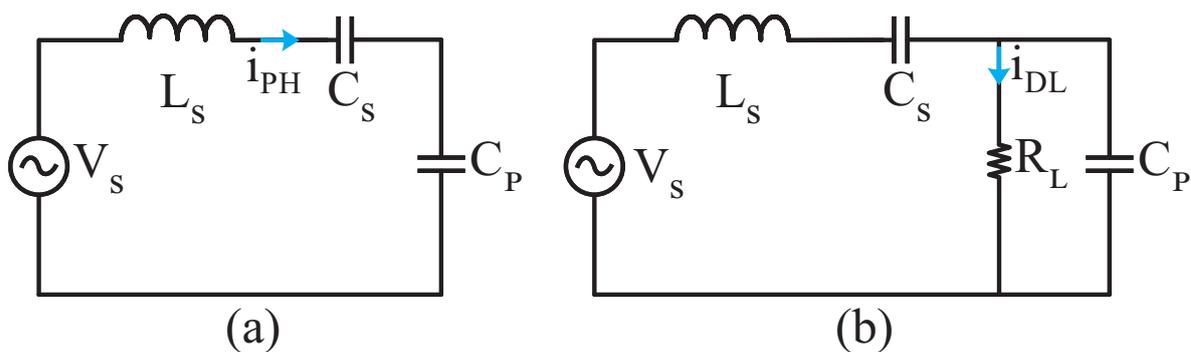
Pode-se separar o circuito do filtro ressonante em dois estágios: antes e depois da ignição da lâmpada, separados pelas diferentes curvas da Figura 57. A Figura 58(a) exhibe o esquemático durante o aquecimento e ignição da LF. Nessa etapa, a resistência da lâmpada é considerada muito alta, podendo ser desconsiderada, fazendo com que o circuito se comporte como um LCC série, onde a corrente do filtro é a corrente de preaquecimento dos filamentos. Após a ignição, a resistência interna da LF diminui drasticamente, sendo então considerada a resistência da

Figura 57 – Operação típica de funcionamento de uma LF.



lâmpada (R_L), fazendo com que o circuito se comporte como um filtro LC série C paralelo, como mostra a Figura 58(b). A tensão V_s é representada pela sua aproximação fundamental, onde apenas a harmônica fundamental da tensão aplicada no filtro é considerada (V_s).

Figura 58 – Filtro LCC sendo representado em suas duas etapas de operação.



A metodologia de projeto usada nesse trabalho pode ser melhor analisada em (RASHID, 2010), pois permite um cálculo simplificado dos componentes, tendo em vista não ser esse o objetivo principal do trabalho. Nesse projeto são feitas as seguintes considerações:

- O filtro LCC é alimentado por um inversor *half-bridge* monofásico;
- O inversor *half-bridge* é alimentado por tensão;
- É considerada uma LF com partida através do preaquecimento dos fila-

mentos;

- A frequência do inversor deve ser controlada;
- Em regime permanente, a frequência de comutação é igual a frequência de ressonância de partida do filtro.

Com isso, pode-se dimensionar os elementos do filtro ressonante através de (5.1), (5.2) e (5.3).

$$L_s = \frac{Z_B}{2\pi f_{inv}} \quad (5.1)$$

$$C_p = \frac{1}{2\pi f_{inv} \alpha Z_B} \quad (5.2)$$

$$C_s = \frac{1}{2\pi f_{inv} (1 - \alpha) Z_B} \quad (5.3)$$

Onde: Z_B é a impedância do filtro, dada pela relação entre a tensão (V_s') e a corrente do filtro (I_f) em regime permanente, de acordo com (5.4); e α é a relação entre os dois capacitores, como mostra (5.5).

$$Z_B = \frac{V_s}{\alpha I_f} \quad (5.4)$$

$$\alpha = \frac{\frac{C_s C_p}{C_s + C_p}}{C_p} \quad (5.5)$$

Para iniciar o projeto dos componentes deve-se escolher um valor para o fator α . Normalmente é utilizado um valor entre 0,8 e 0,9, sendo adequado para a maioria das aplicações.

5.3 ESPECIFICAÇÃO DOS PRINCIPAIS COMPONENTES EXTERNOS DO CI IR21592

Para o dimensionamento dos componentes externos do CI IR21592, deve-se conhecer as características elétricas da lâmpada, a tensão de operação, definir o tempo de preaquecimento e a faixa de variação da frequência de operação e do ângulo de fase do filtro ressonante.

Primeiramente pode-se dimensionar os resistores responsáveis pelo adequamento das tensões de alimentação, referentes aos pinos VCC e VDC. O resistor do pino VCC pode ser projetado por (5.6) (IR21592 datasheet No. PD601194_A, 2014).

$$R_{pull-up} = \frac{V_{cc}}{i_{cc}} \quad (5.6)$$

Onde i_{cc} é a corrente de alimentação do pino VCC. Para a alimentação do pino VDC é utilizado um divisor resistivo. Deve-se estipular um valor para R_{vac} e assim projetar R_{vdc} de forma que a tensão sobre o pino VDC atinja o nível necessário para iniciar a operação do CI. A resistência desses componentes pode ser calculada por (5.7).

$$R_{vdc} = \frac{5,1R_{vac}}{V_{cc} - \frac{5,1}{V_{cc}}} \quad (5.7)$$

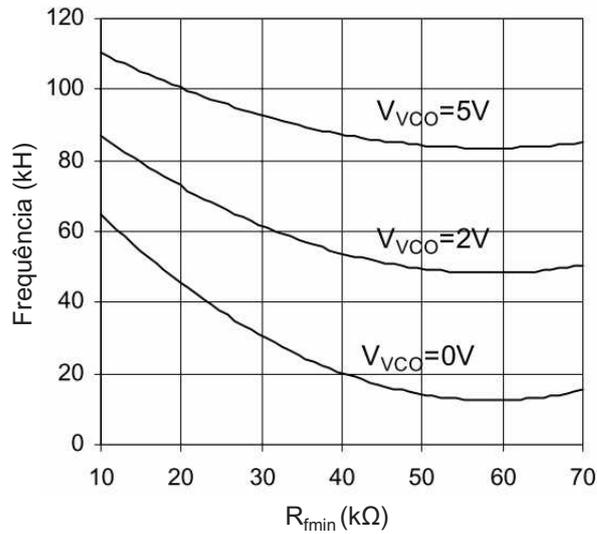
A menor frequência de operação deve ser menor do que a frequência de ignição, sendo limitada pelo resistor R_{fmin} . Essa frequência só será atingida quando a tensão no pino VCO for zero. Com isso, pode-se projetar esse resistor através do gráfico da Figura 59. Esse resistor também limita a frequência máxima de operação, que ocorre quando a tensão sobre VCO é 5 V.

Um dos componentes externos mais importantes do IR21592 é o resistor R_{cs} , utilizado como sensor de corrente pelo pino CS. É necessário que tenha um erro de, no máximo, 1% com relação ao valor projetado. O dimensionamento desse resistor é dado por (5.8).

$$R_{cs} = \frac{1,6}{I_{IGN}} \quad (5.8)$$

Onde I_{IGN} é a corrente de ignição da lâmpada. Também deve-se projetar um resistor (R_{LIM1}) em série com o pino CS a fim de limitar a corrente quando a tensão no resistor R_{CS} cai

Figura 59 – Formas de onda internas do circuito de controle de fluxo luminoso.



Fonte: International Rectifier Data Sheet No. PD601194_A

abaixo de de -0,7 V, como medida de proteção. É importante também inserir um capacitor de filtro nesse pino, a fim de se evitar a influência de ruídos .

O resistor R_{IPH} é responsável por controlar a corrente de preaquecimento da lâmpada, sendo projetado por (5.9).

$$R_{IPH} = R_{fmin} R_{CS} I_{PH} \sqrt{2} \quad (5.9)$$

Onde a corrente I_{PH} é a corrente de preaquecimento da lâmpada. Outro valor importante de projeto a se conhecer é a tensão de preaquecimento V_{ph} , dada por (5.10).

$$V_{ph} = \left[\left(\frac{2V_o}{\pi} \right)^2 + \frac{8L_s}{C_p} I_{ph}^2 \right]^{\frac{1}{2}} - \frac{2V_o}{\pi} \quad (5.10)$$

O tempo de preaquecimento (t_{PH}) depende do nível da corrente de preaquecimento da lâmpada. Normalmente é definido entre 0,5 a 2 s. O componente responsável por delimitar esse tempo é o capacitor C_{PH} , sendo dimensionado por (5.11).

$$C_{PH} = (2,6 \cdot 10^{-7}) t_{PH} \quad (5.11)$$

O valor do ângulo de fase da corrente do filtro em relação a tensão é sempre negativo, pois, devido ao comportamento indutivo do filtro, a corrente está atrasada em relação a tensão. Portanto, o menor valor de ângulo de fase representa a maior frequência e o ponto de menor potência da lâmpada. O resistor que define o menor valor do ângulo de fase (maior defasagem), é o R_{min} , podendo ser calculado por (5.12).

$$R_{min} = \frac{R_{fmin}}{4} \left(1 - \frac{\theta_{11\%}}{45^\circ} \right) \quad (5.12)$$

Onde θ é o ângulo de fase, e o subíndice é a porcentagem da potência na lâmpada. O subíndice 11% representa a potência mínima da lâmpada, selecionada em função do limite de corrente de descarga mínimo imposto pelo fabricante. O ângulo θ , em função da porcentagem da potência da lâmpada pode ser calculado por (5.13).

$$\theta_{\%} = \frac{180^\circ}{\pi} \arctang \left[\left(\frac{V_{L\%}^2}{2P_{L\%}} C_p - \frac{2P_{L\%}}{V_{L\%}^2} L_s \right) 2\pi f_{inv\%} - 4 \frac{V_{L\%}^2}{P_{L\%}} L_s C_p^2 \pi^3 f_{inv\%}^3 \right] \quad (5.13)$$

Onde $P_{L\%}$ é a potência na lâmpada em relação ao seu percentual, $V_{L\%}$ a tensão na lâmpada de acordo com a porcentagem da potência e $f_{inv\%}$ a frequência do inversor em função do percentual da potência na lâmpada, calculada por (5.14).

$$f_{inv\%} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_s C_p} - \frac{32P_{\%}^2}{C_p^2 V_{\%}^4} \sqrt{\left[\frac{1}{L_s C_p} - \frac{32P_{\%}^2}{C_p^2 V_{\%}^4} \right]^2 - \frac{1 - \left[\frac{4V_{DC}}{V_{\%}\pi} \right]^2}{L_s^2 C_p^2}}} \quad (5.14)$$

Onde C_p é a capacitância do capacitor paralelo do filtro e L_s o indutor do filtro ressonante. Com isso, através de (5.15), também pode-se dimensionar o resistor R_{IPH} , que é responsável por limitar o valor do ângulo de fase máximo de operação, que representa a potência máxima da lâmpada.

$$R_{max} = \frac{0,86R_{fmin}R_{min}}{4R_{MIN} - R_{fmin} \left(1 - \frac{\theta_{100\%}}{45^\circ} \right)} \quad (5.15)$$

5.4 PROJETO DO FILTRO RESSONANTE E INVERSOR *half-bridge*

A fabricante do circuito integrado IR21592, *Infineon*®, disponibiliza para o projetista do reator um *software*, onde se pode projetar o filtro e os componentes externos do CI de acordo com algumas condições pré-estabelecidas. O *software* utilizado para o projeto desses componentes é o *Ballast Designer V. 4.2.26*®. A partir do menu *Advanced*, pode-se entrar com os dados da lâmpada e as condições iniciais do inversor, e o *software* fornece os limites de operação de frequência e ângulo de fase, de acordo com o filtro projetado. O *software* também realiza a validação do projeto, dizendo se existe ou não a possibilidade de execução. De acordo com os parâmetros pré-definidos, podem ser necessários alguns ajustes nos valores calculados pelo programa, de forma que seja possível a ignição e variação do fluxo luminoso da lâmpada. Quando o projeto é validado, o *software* exibe o gráfico com os principais pontos de operação do reator e as principais formas de onda.

A Figura 60 exibe os parâmetros de entrada adicionados ao *software*, com base nos dados de projeto do reator eletrônico implementado.

Figura 60 – Dados de projeto inseridos no *software Ballast Designer V. 4.2.26*.

Ballast	Lamp
Lamp : T5 28W	
Line Input : 90 to 265VAC/500VDC	
Preheat	
Maximum Preheat Voltage	340 Vpk
Preheat Time	1 Sec
Preheat Current	0.28 Arms
Ignition	
Maximum Ignition Voltage	750 Vpk
Dimming	
MAX%	100 %
Lamp Power 100%	28 W
Lamp Voltage 100%	270 Vpk
MIN%	11 %
Lamp Power 11%	4 W
Lamp Voltage 11%	350 Vpk
Input Voltage	
Minimum Input Voltage	211 VAC
Maximum Input Voltage	265 VAC
Frequency	
PFC Frequency	50 KHz
Bus Voltage	
Preheat DC Bus Voltage	300 VDC
Ignition DC Bus Voltage	300 VDC
MAX% DC Bus Voltage	300 VDC
MIN% DC Bus Voltage	300 VDC
Ballast Frequency	
Ballast Run Frequency	50 KHz

A partir desses dados, o *software* sugere os limites de operação de frequência e ângulo de fase. Esses dados são inseridos em uma nova aba, podendo serem alterados pelo projetista. Com isso pode-se solicitar a validação do projeto. Caso o *software* não consiga finalizar o projeto, é necessário que se ajuste alguns limites, de acordo com as equações das seções 5.2 e 5.3. Na Figura 61 são exibidos os limites de operação do inversor que foram validados pelo *Ballast Designer*.

Figura 61 – Dados de projeto inseridos no *software Ballast Designer V. 4.2.26*.

Operating Points		IC Parameters	
Start Frequency	100 KHz	Deadtime	1.8 uSec
Preheat Frequency	66.3 KHz	Ignition Ramp Time	10 mSec
Ignition Frequency	57.6 KHz		
100% Frequency	50.5 KHz		
11% Frequency	65.8 KHz		
Ignition Current	1.1 Apk		
Lamp Preheat		Phase Angle	
Preheat Time	1 Sec	PhiMax	-33.2 Deg
Preheat Current	0.28 Arms	PhiMin	-89.2 Deg

O programa também sugere e dimensiona um circuito *PFC*, que para esse trabalho não foi empregado, assim como desconsiderou-se o dimensionamento do elemento magnético.

A tabela 10 exibe os valores dos componentes projetados para o filtro ressonante. As propriedades do indutor L_s são mostradas na tabela 11. Os valores obtidos podem ser dimensionados por qualquer um dos projetos citados.

Tabela 10 – Componentes projetados para o filtro ressonante.

Simbologia	Componente	Modelo	Valor
C_s	Capacitor	Poliéster	150 nF - 400 V
C_p	Capacitor	Polipropileno	3,3 nF - 1600 V
L_s	Indutor	-	2,9 mH

Tabela 11 – Parâmetros dos elementos magnéticos do filtro ressonante LCC.

Indutor	Núcleo	Nº espiras	Bitola do fio	Entreferro	Número de condutores
L_s	E-30/15/7	215	AWG 25	0,09 mm	1

Os parâmetros projetados para os componentes externos são exibidos na Tabela 12. Alguns componentes sofreram alguns ajustes, em relação a lista fornecida pelo *Ballast Designer*, principalmente quanto a valores comerciais. Os resistores que fazem parte do circuito de alimentação foram ajustados para uma tensão de alimentação de 15 V, diferente do sugerido pelo programa, onde utiliza a própria tensão de barramento do estágio *PFC* para alimentar o CI. Nesse caso não é possível utilizar a tensão de barramento pois, no método Dim_{vf} , ela é variável. O resistor de precisão R_{CS} , também necessitou de um ajuste, pois foi necessário também considerar a resistência das trilhas e das conexões na placa de circuito impresso. Outros pequenos ajustes foram realizados no valor e posição de alguns componentes à medida que se verificava as restrições de cada etapa, descritas nas restrições do fluxograma da Figura 62.

Com isso, se obteve o gráfico da Figura 63, onde são mostrados os pontos onde ocorre o preaquecimento, a ignição e a operação da lâmpada durante a variação do fluxo luminoso.

Como pode ser observado na Figura 61, a faixa de frequência de operação de projeto varia de 50,5 a 65,8 kHz, depois de iniciada a ignição da LF. As Figuras 64 e 65 mostram a corrente no indutor e a tensão na lâmpada, respectivamente, fornecidas pelo *software* nos pontos representados pela Figura 63.

Pode-se perceber que a medida que a frequência diminui, a corrente no filtro e a tensão na lâmpada crescem, até o ponto em que ocorre a ignição. No momento após a ignição, são exibidas as formas de onda para a potência máxima da lâmpada, mas esse ponto pode variar de acordo com a fase de referência setada no pino DIM do IR21592.

Figura 62 – Fluxograma do IR21592 com os modos de falha e as restrições de cada etapa de operação.

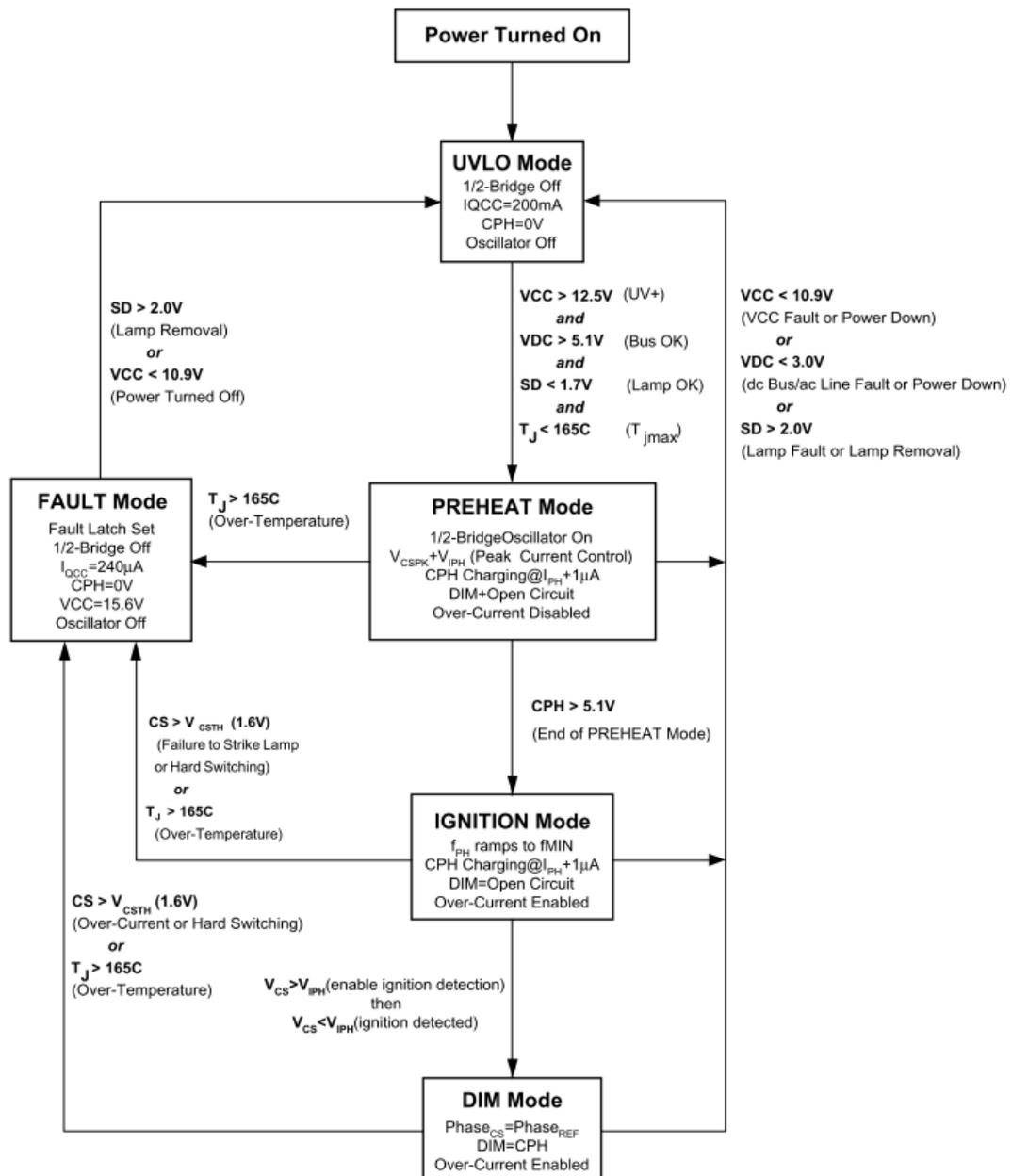


Tabela 12 – Componentes projetados para o comando do IR 21592.

Simbologia	Componente	Modelo	Valor
$R_{PULL-UP}$	Resistor	5% 1/4 W	75 k Ω
R_{VAC}	Resistor	5% 1/4 W	75 k Ω
R_{VDC}	Resistor	5% 1/4 W	27 k Ω
R_{DIM}	Resistor	5% 1/4 W	5,1 k Ω
R_{MAX}	Resistor	1% 1/4 W	62 k Ω
R_{MIN}	Resistor	1% 1/4 W	36 k Ω
R_{FMIN}	Resistor	1% 1/4 W	47 k Ω
R_{IPH}	Resistor	1% 1/4 W	39 k Ω
R_{HO}	Resistor	5% 1/4 W	20 Ω
R_{LIM1}	Resistor	5% 1/4 W	1 k Ω
R_{RLO}	Resistor	5% 1/4 W	20 Ω
R_{CS}	Resistor	1% 1/4 W	1,5 Ω
R_{SD}	Resistor	5% 1/4 W	100 k Ω
R_{PU}	Resistor	5% 1/4 W	1 M Ω
C_{VDC}	Capacitor	Poliester	470 nF - 25 V
C_{VCO}	Capacitor	Poliester	10 nF - 25 V
C_{PH}	Capacitor	Cerâmico	270 nF - 25 V
C_{BOOT}	Capacitor	Cerâmico	100 nF - 25 V
C_{VCC1}	Capacitor	Cerâmico	100 nF - 25 V
C_{VCC2}	Capacitor	Eletrolítico	4,7 μ F - 400 V
C_{SD}	Capacitor	Cerâmico	100 nF - 25 V
C_{SNUB}	Capacitor	Poliester	1,5 nF - 1600 V
D_{BOOT}	Diodo	UF4007	1 A
D_{CP1}	Diodo Zenner	1N5355	18 V
D_{CP2}	Diodo	1N4148	1 A

Figura 63 – Representação dos pontos de operação da lâmpada de acordo com a variação de frequência do inversor.

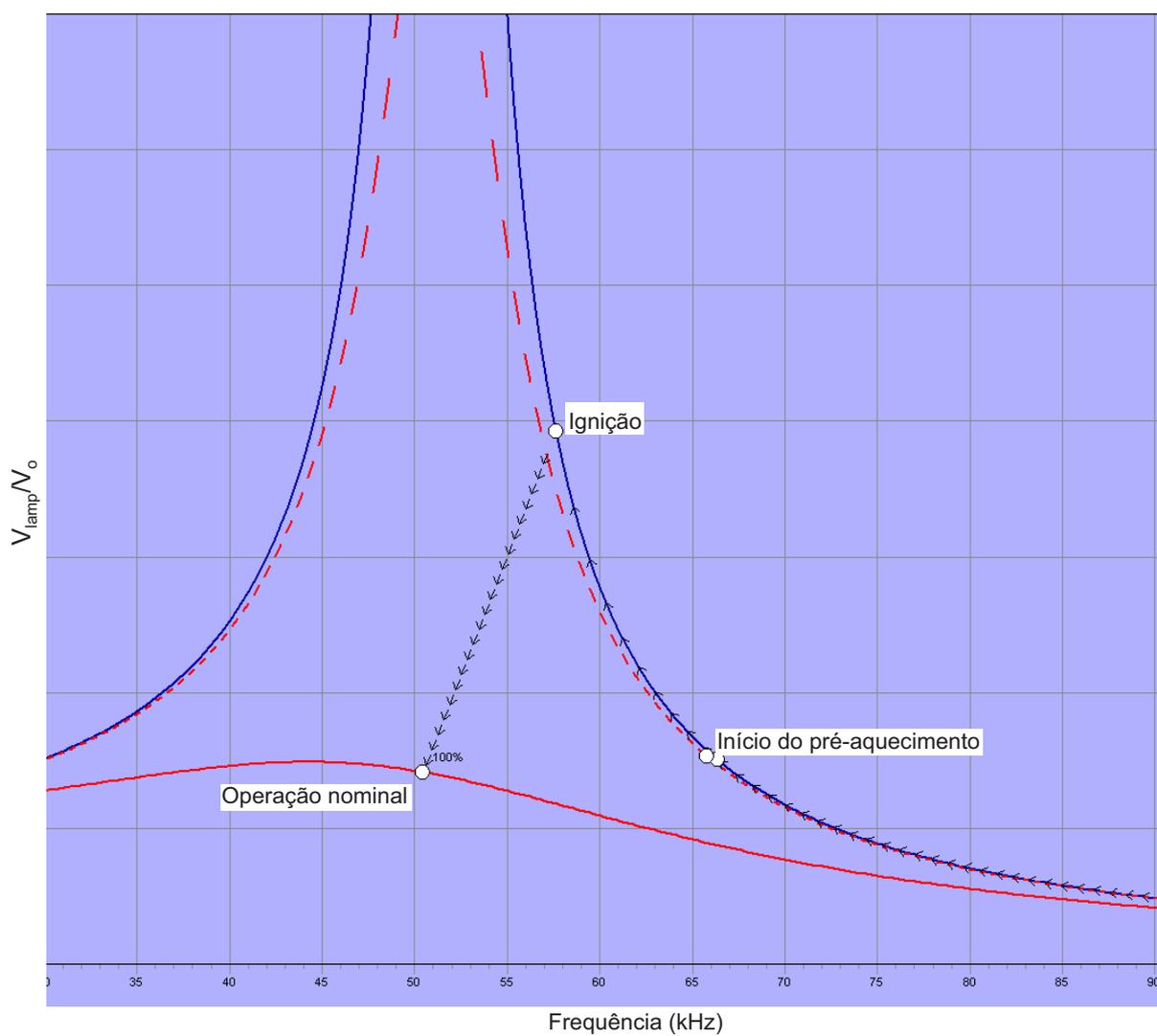


Figura 64 – Corrente no indutor ressonante durante o preaquecimento, ignição e regime permanente.

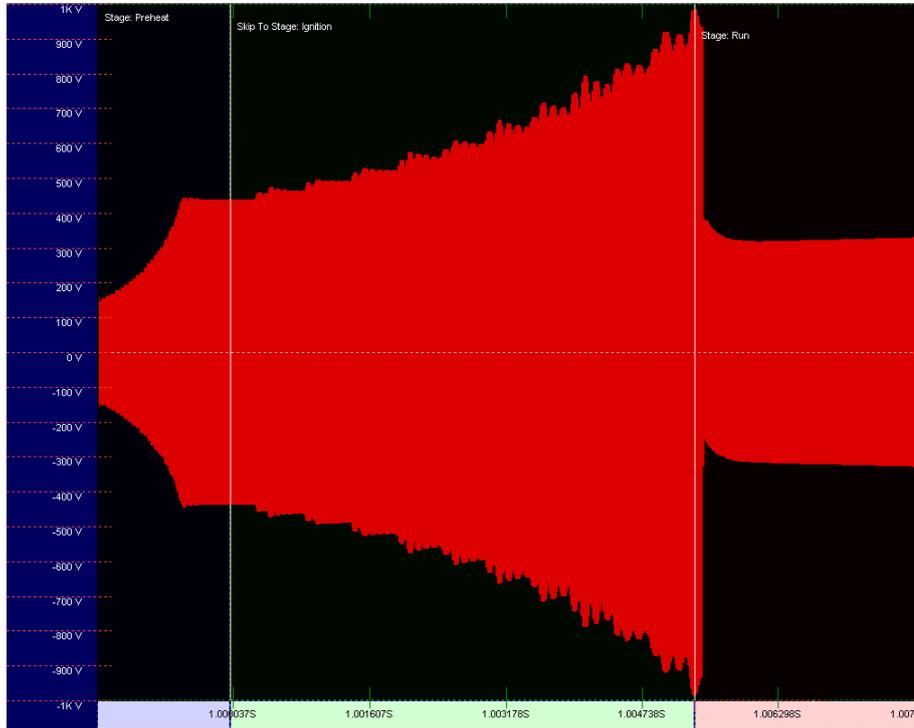
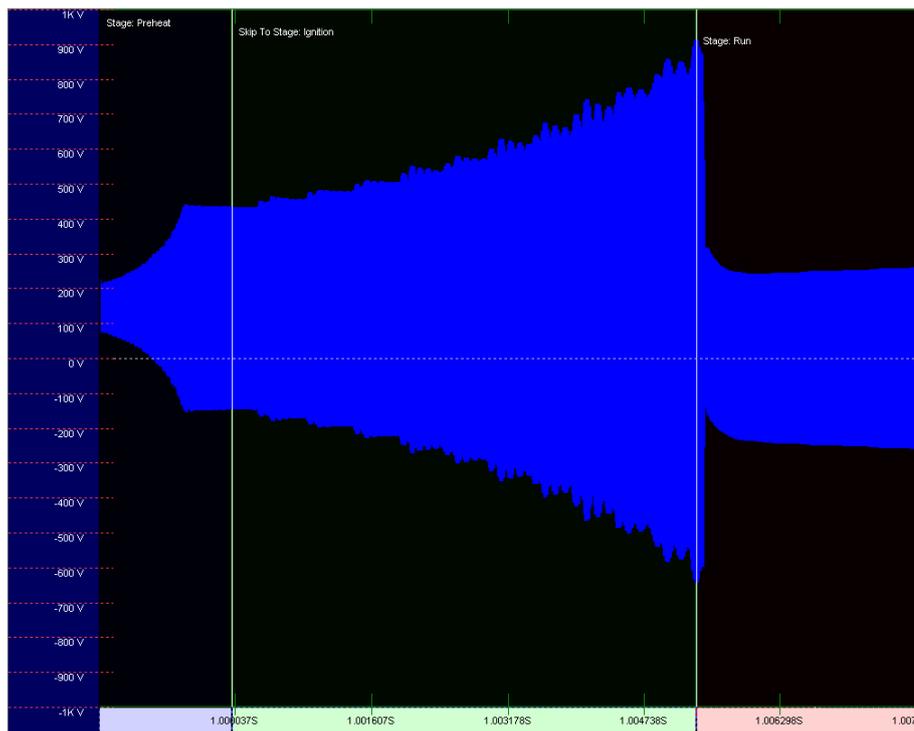


Figura 65 – Tensão na lâmpada no preaquecimento, ignição e regime permanente.



5.5 AQUECIMENTO DOS FILAMENTOS

A partir de testes experimentais, conclui-se que o aquecimento dos filamentos, realizado pelo capacitor C_p , não é adequado, tendo como referência os dados das curvas do método *SoS* fornecidas pelo fabricante.

Nos testes utilizando o método Dim_f para variar o fluxo luminoso da lâmpada, ocorre um aquecimento excessivo dos filamentos, sendo necessário se dividir a capacitância de C_p , de forma que o aquecimento dos filamentos fique dentro das curvas do método *SoS*. Em contrapartida, no método Dim_{vf} , mesmo com a divisão do capacitor, não é possível adequar o aquecimento com as curvas *SoS*, pois a tensão de barramento é variável, sendo necessário deslocar capacitor C_p e adaptar um circuito externo para o aquecimento dos filamentos.

5.5.1 Aquecimento dos Filamentos no método Dim_{vf}

O aquecimento dos filamentos, nos testes realizados no método Dim_{vf} , é realizado a partir de um conversor *Flyback*, projetado para atender as curvas *SoS* da seção 1.7.1., sendo alimentado pela tensão de saída do conversor *SEPIC*.

Dentre os possíveis conversores, o conversor *Flyback* foi escolhido devido ao seu bom desempenho em baixas potências, e pela vantagem de se obter múltiplas saídas, pois a lâmpada possui dois filamentos que devem ser aquecidos. A isolamento galvânica também é uma vantagem, pois impede que a corrente de aquecimento dos filamentos tenha alguma influência no controle da tensão de saída do conversor pré-regulador. O esquemático do conversor utilizado para o aquecimento dos filamentos é mostrado na Figura 66.

Durante o momento em que a chave é fechada, o primário do indutor acumula a energia cedida pelo conversor pré-regulador, que é transferida aos estágios de saída quando o interruptor abre. Essa transferência de energia é regulada pela razão cíclica do interruptor S_{fly} .

No momento em que se interrompe a passagem da corrente pelo primário há uma sobre-tensão entre os terminais *Dreno* e *Source* do interruptor, pois está em série com o enrolamento, sendo necessário um circuito *snubber* para limitar esse valor de tensão. O projeto completo do conversor pode ser visto com mais detalhes no Apêndice C.

Através de testes experimentais, a tensão de saída foi adequada aos níveis necessários da corrente I_{LL} , de forma que o gráfico *SoS* se mantenha dentro da faixa delimitada pelo fabricante

da lâmpada. Para isso foram medidas simultaneamente as correntes I_{LL} , I_{LH} e I_{DL} , de acordo com a Figura 67.

Figura 66 – Topologia FLYback de duas saídas utilizada no aquecimento dos filamentos.

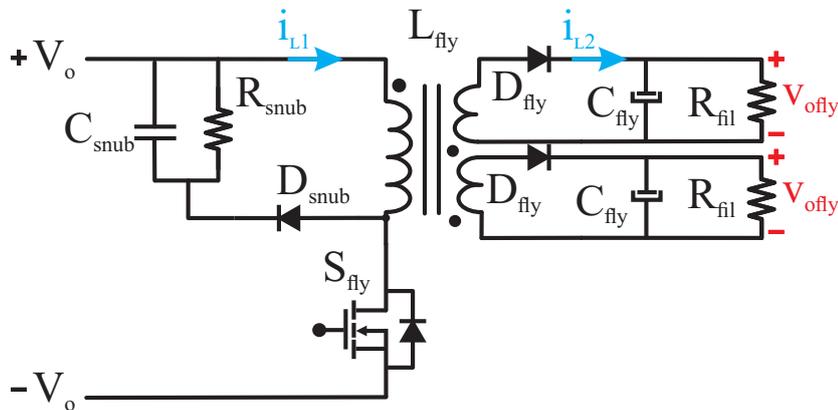
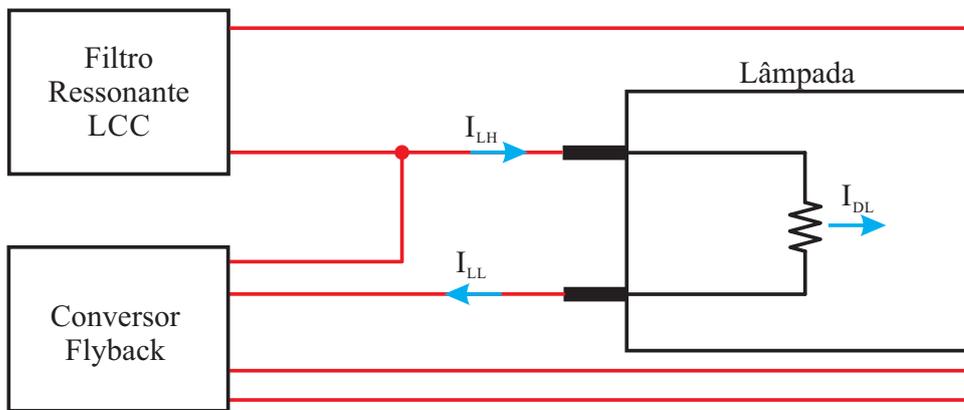


Figura 67 – Conexão do conversor de aquecimento dos filamentos com os sentidos correntes do método SoS.



As formas de onda das correntes medidas são mostradas nas Figuras 68 e 69, para os pontos de menor e maior frequência, respectivamente.

Os valores medidos em cada um dos pontos de operação, para cada uma das correntes, são mostrados na Tabela 13. Também é relacionada a tensão de saída do conversor *Flyback* (V_{ofly}) e a respectiva razão cíclica ($Duty_{fly}$) para cada um dos pontos de operação. Com isso pode-se montar o gráfico *SoS* (Figura 70), expressando $(I_{LH}^2 + I_{LL}^2)$ em função de I_{DL} , e comparando com as curvas das equações 2.5, 2.6 e 2.7.

Pode-se perceber que os pontos obtidos experimentalmente estão bem próximos da curva alvo, indicando que o aquecimento dos filamentos está adequado ao método *SoS*.

Figura 68 – Corrente I_{LL} (Canal 1 - 100 mA/div.), corrente I_{DL} (Canal 2 - 50 mA/div.), tensão de barra-mento (Canal 3 - 100 V/div.) e corrente I_{LH} (Canal 4 - 250 mA/div.) para o ponto de menor potência. Escala Horizontal (1 ms/div).

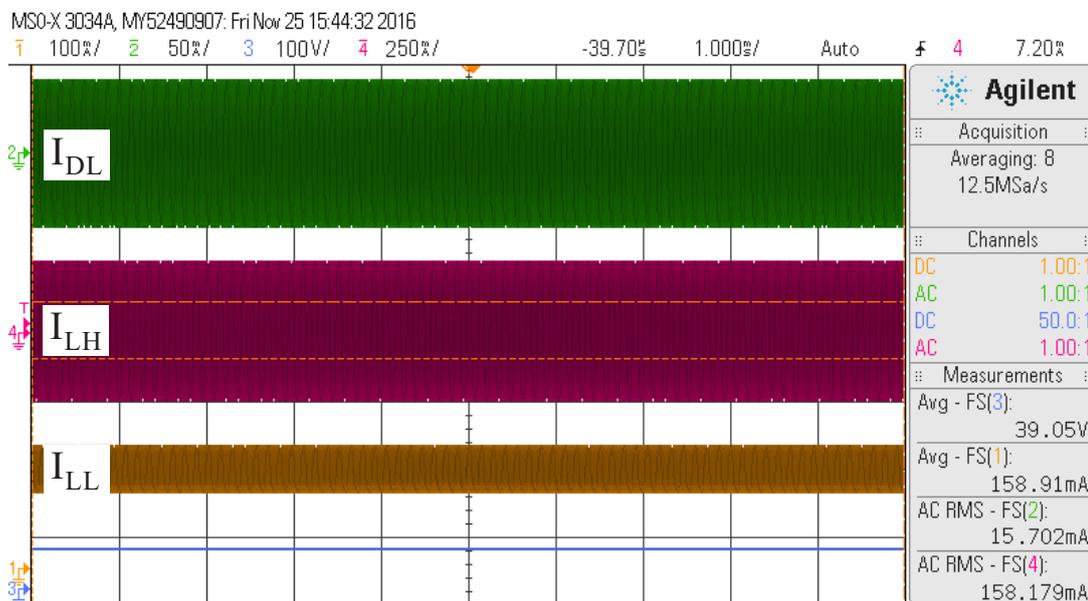


Figura 69 – Corrente I_{LL} (Canal 1 - 200 mA/div.), corrente I_{DL} (Canal 2 - 200 mA/div.), tensão de barra-mento (Canal 3 - 350 V/div.) e corrente I_{LH} (Canal 4 - 100 mA/div.) para o ponto de maior potência. Escala Horizontal (1 ms/div).

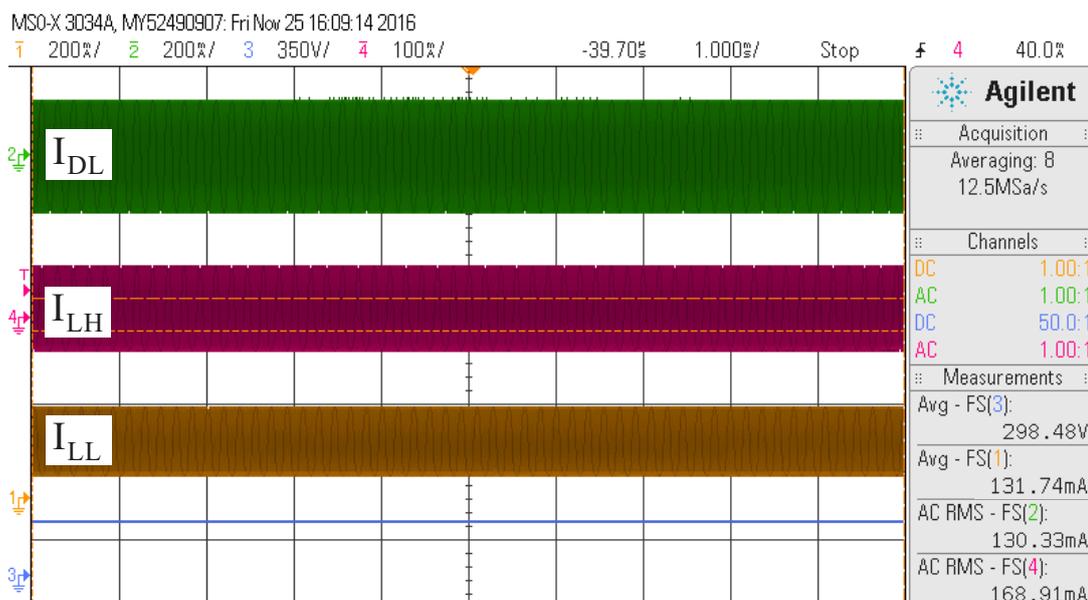


Tabela 13 – Correntes I_{DL} , I_{LL} e I_{LH} para cada um dos pontos de operação.

V_{ofly}	$Duty_{fly}$	$I_{DL}(mA)$	$I_{LL} (mA)$	$I_{LH} (mA)$
6,56	0,42	15,70	158,91	158,18
5,37	0,33	22,12	158,25	156,17
5,09	0,25	34,23	157,74	156,93
5,91	0,20	44,14	156,56	157,27
5,73	0,15	56,32	154,21	157,95
5,52	0,11	69,24	152,44	159,34
5,38	0,09	80,61	149,57	160,67
5,12	0,07	91,15	145,86	160,96
4,87	0,06	103,36	143,33	163,73
4,72	0,05	115,14	138,61	165,77
4,59	0,04	130,33	131,74	168,91

5.5.2 Aquecimento dos Filamentos no método Dim_f

Nos testes realizados utilizando a técnica de variação do ângulo de fase para o controle da potência da lâmpada, foi utilizada a metodologia vista em (PERDIGÃO, 2011), onde a capacitância do capacitor paralelo C_p foi dividida, posicionado uma parcela antes e outra depois da LF, como mostra a Figura 71, onde são representados por C_{p1} e C_{p2} . Nesse caso foi possível a utilização dessa técnica, pois frequência diminui linearmente a medida que se aumenta a potência na lâmpada, e a corrente de aquecimento é regulada pela frequência no capacitor C_{p2} .

Os capacitores utilizados foram divididos da seguinte forma: $C_{p1} = 2 \mu F$ e $C_{p2} = 1,3 \mu F$, totalizando os $3,3 \mu F$ projetados para o filtro. A partir disso, foram medidas as mesmas correntes da seção anterior, e assim, foi montado o gráfico da Figura 72.

Pode-se observar que, apesar da curva obtida experimentalmente se desviar a curva alvo, os resultados obtidos estão dentro da faixa limitada pelo fabricante.

Figura 70 – Gráfico SoS para o aquecimento dos filamentos através do conversor *Flyback* para o método Dim_{vf} .

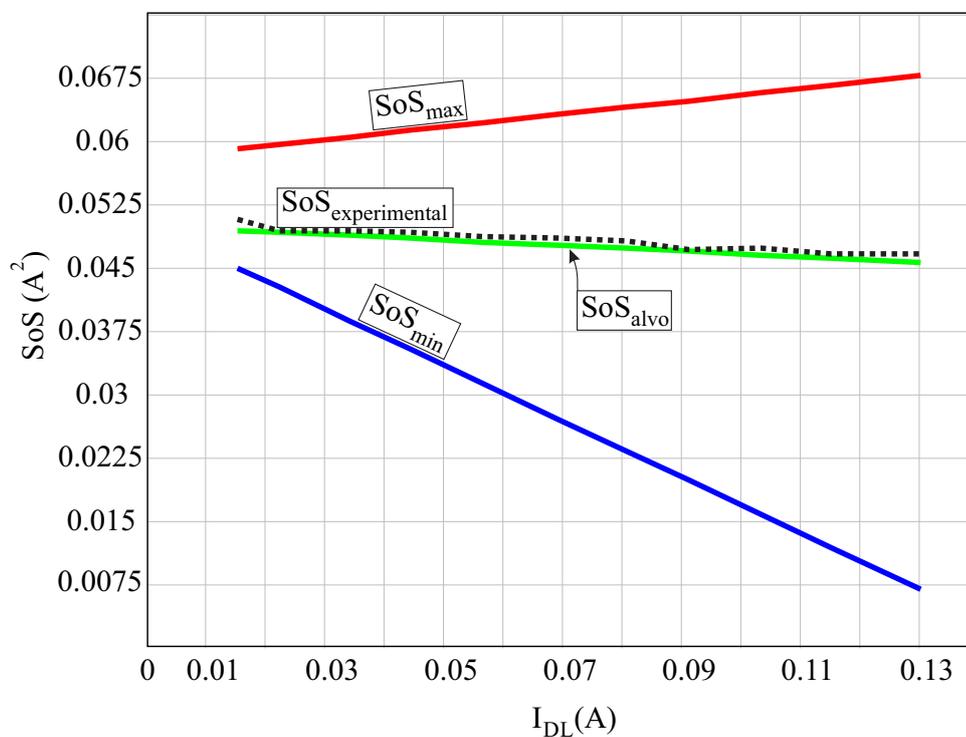


Figura 71 – Topologia utilizada para o aquecimento dos filamentos no método Dim_f .

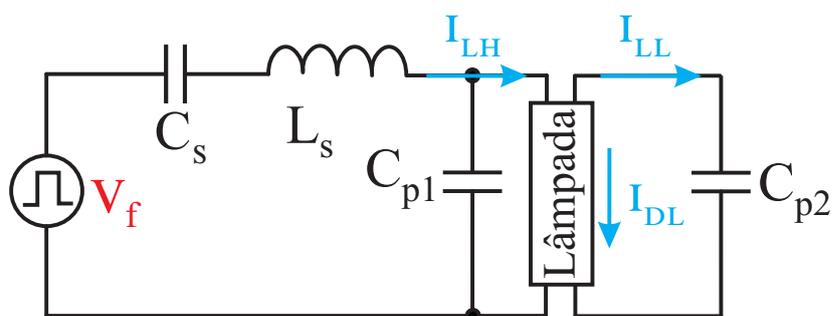
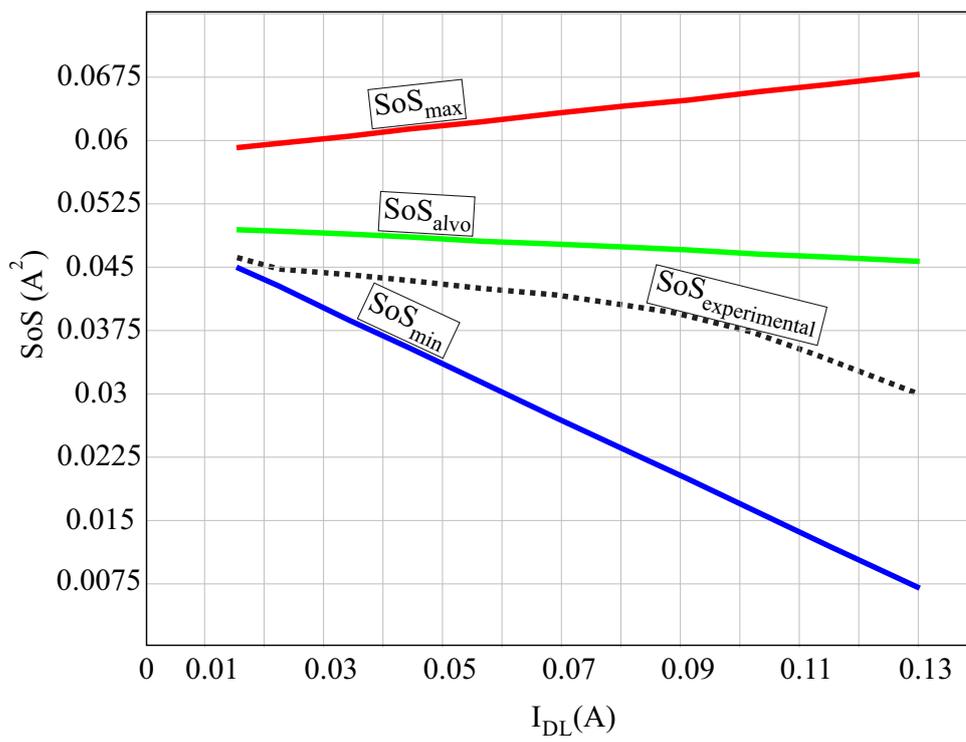


Figura 72 – Gráfico SoS para o aquecimento dos filamentos através da divisão de capacitores para o método Dim_f .



5.6 PRAQUECIMENTO DOS FILAMENTOS

Os testes para se validar o preaquecimento são realizados com referência a normativa NBR 14418 e com base nas informações fornecidas pelo fabricante da lâmpada.

Devido as modificações realizadas nos protótipos em que são feitos os testes experimentais, o preaquecimento não é mais atendido pelo CI IR21592, se fazendo necessária a utilização de um circuito externo para esse fim. Para ambos os casos, é utilizado o mesmo conversor *Flyback* que faz o aquecimento dos filamentos no método *Dim_{vf}*.

A partir das informações fornecidas pelo fabricante, a tensão adequada aos filamentos depende do tempo de preaquecimento determinado. Em ambos os métodos, o tempo escolhido é de 1 s, representando uma tensão entre 7,1 e 11,5 V. O fabricante também fornece o valor dos resistores de substituição, que são utilizados para o projeto do conversor *Flyback*. A Figura 73 mostra a tensão de saída do conversor *Flyback* durante o preaquecimento e a Figura 74 mostra a tensão entre os terminais da LF durante o preaquecimento até a ignição da LF.

Figura 73 – Tensão de saída do conversor *Flyback* utilizado no preaquecimento dos filamentos.

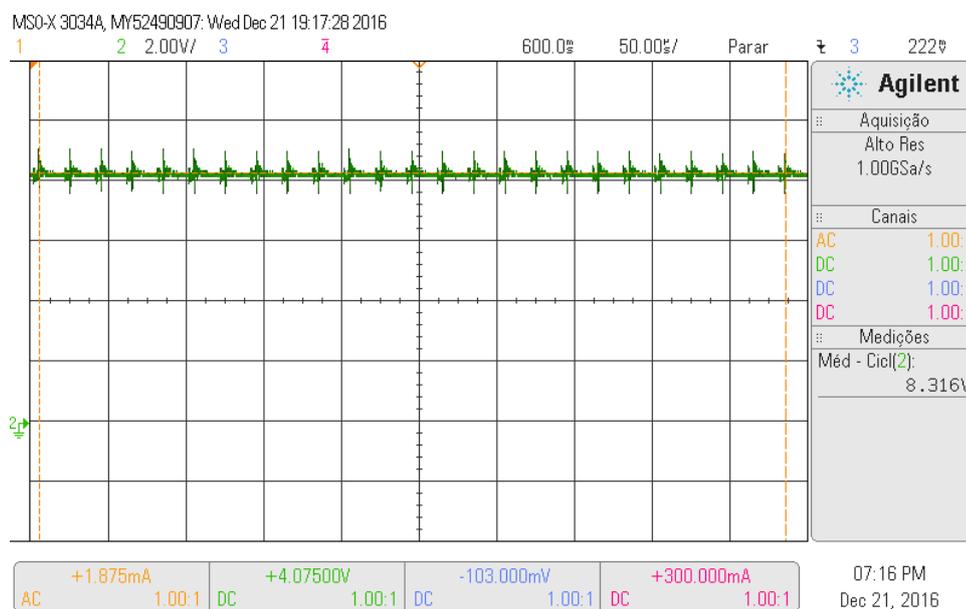
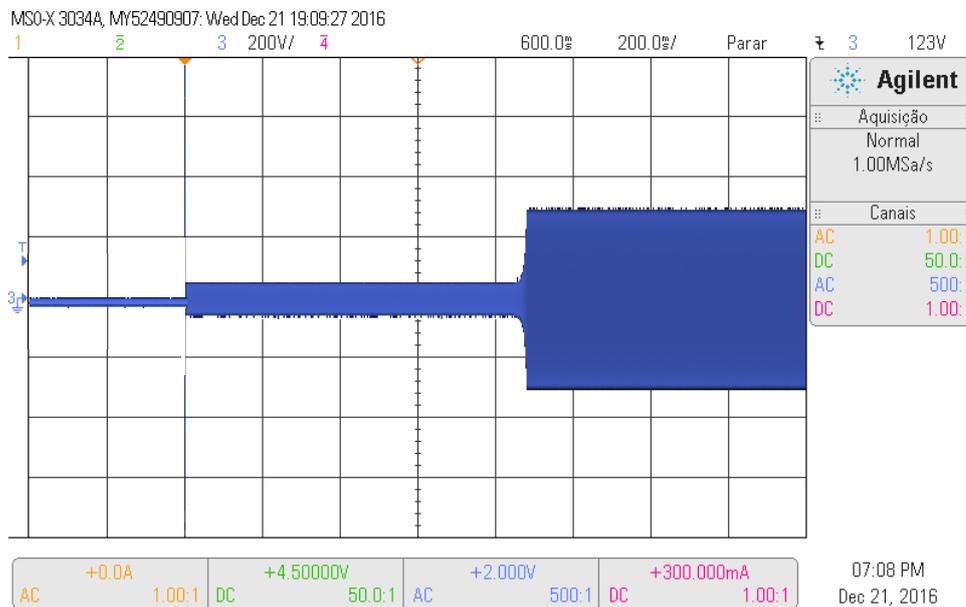


Figura 74 – Tensão entre os terminais da LF durante o preaquecimento e ignição.



5.7 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Neste capítulo, foi apresentado o inversor *half-bridge* e o filtro ressonante LCC. Após uma introdução teórica do funcionamento interno do CI IR21592 e do comportamento do filtro ressonante, foram introduzidas as equações de projeto dos componentes externos do CI IR21592 e dos componentes do filtro ressonante. Também foi descrita a possibilidade de projeto através do *software Ballast Designer*, que foi empregado no dimensionamento dos principais componentes do CI e do filtro ressonante.

Também foi explanado o comportamento do conversor *Flyback*, utilizado no preaquecimento e no aquecimento dos filamentos, e como foi realizado o aquecimento dos protótipos implementados nesse trabalho. Como resultado, foram exibidos os gráficos do método *SoS*, com a curva dos pontos obtidos experimentalmente, validando assim o desempenho dos circuitos de aquecimento dos eletrodos da LF.

6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS E COMPARAÇÃO ENTRE OS MÉTODOS DE VARIAÇÃO DO FLUXO LUMINOSO

Nesse capítulo são apresentados todos os resultados experimentais realizados com os sistemas eletrônicos de iluminação projetados nos capítulos anteriores. No método Dim_{vf} , variou-se a tensão de barramento do estágio PFC e avaliou-se onze pontos de operação, podendo-se assim observar o desempenho do circuito para esse método. Também será avaliado o desempenho do conjunto operando com a tensão de barramento do estágio PFC fixa, em que a variável de controle do fluxo luminoso é a tensão sobre o pino DIM do CI IR21592 (V_{dim}), caracterizando o método Dim_f . Os resultados obtidos são comparados, a fim de se verificar as vantagens e desvantagens de cada método.

Os principais pontos analisados em cada método são:

- Rendimento;
- Tensão e corrente de entrada;
- Tensão, corrente, frequência de comutação e fase da corrente no filtro ressonante;
- Tensão e corrente na lâmpada;
- Fator de crista;

6.1 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO MÉTODO DE VARIAÇÃO DO FLUXO LUMINOSO

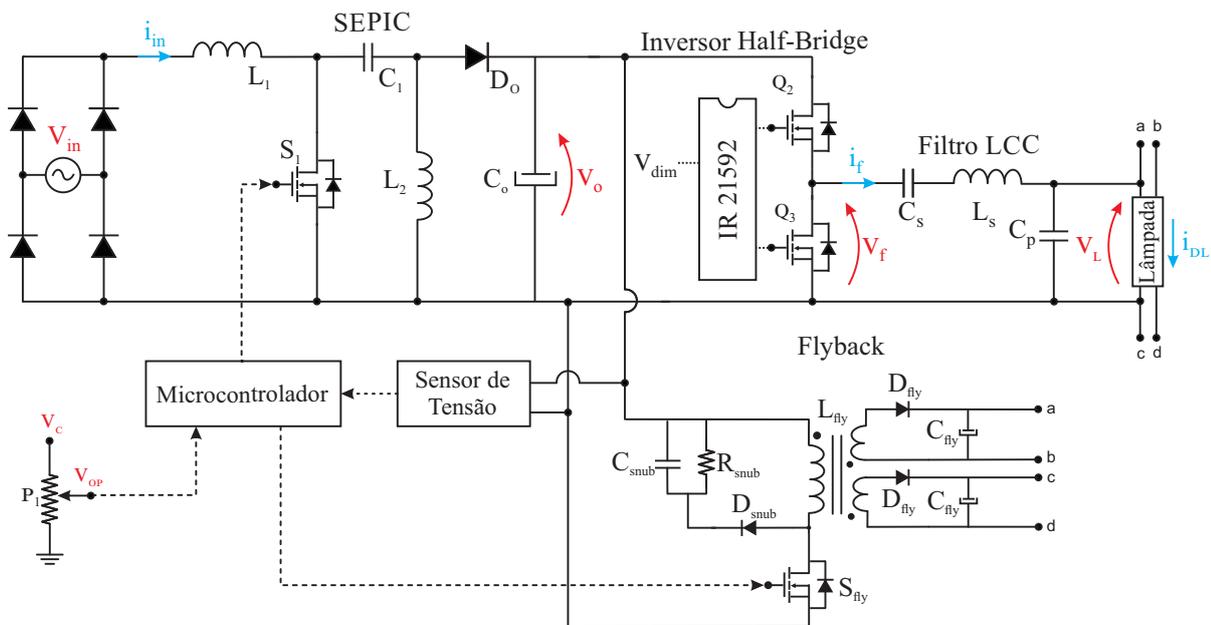
Dim_{vf}

Devido a modificação do modo de operação do CI IR21592, proposto através método Dim_{vf} , são necessárias algumas alterações no circuito. A adição do conversor Flyback ao reator eletrônico, utilizado para o preaquecimento e o aquecimento dos filamentos da LF, acarreta também no deslocamento do capacitor C_p , como pode ser visto na Figura 75. Com isso, deve ser ajustado também a referência do pino SD (9) do CI IR21592, que é utilizado para detectar a falta de lâmpada ou rompimento dos filamentos. A tensão sobre esse pino deve se manter acima de 0 e abaixo de 1,7 V, indicando que a lâmpada está em condições de uso. Para simular a presença da LF é utilizado um regulador de tensão, como visto em (SCHULZ, 2012).

A troca entre os pontos de operação da tensão V_o é feita pelo potenciômetro P_1 , de acordo com a Figura 75. A tensão V_c é mantida fixa em 3,3 V, e, de acordo com a variação da resistência

do potenciômetro, a tensão V_{OP} também é alterada e lida pelo ADC do microcontrolador. A partir desse valor de tensão, são determinadas as tensões de referência e os coeficientes que são aplicados no controlador PI, empregado no controle da tensão de saída do estágio *PFC*.

Figura 75 – Esquemático geral do reator proposto para o método Dim_{vf} .



Para a alimentação do circuito, obtenção das formas de onda de corrente e tensão e medição do rendimento e THD, foram utilizados os mesmos equipamentos descritos na seção 4.8.1.

Nesse método de controle da potência da LF, a tensão no pino DIM do IR21592 foi mantida no seu máximo, obtendo-se a menor defasagem entre corrente e tensão no filtro, e assim a potência máxima da lâmpada quando aplicada a tensão de barramento máxima (V_{Omax}). À medida que se diminui a tensão de barramento, o fluxo luminoso da LF também diminui, mas, como a referência de fase é mantida fixa, o controle PLL faz com que o ângulo de fase permaneça praticamente constante. Com isso, espera-se um nível menor de energia reativa no circuito para os níveis de menor potência da LF.

6.1.1 Tensão e Corrente de Entrada

As Figuras 76 e 77 mostram a corrente e tensão de entrada para os pontos extremos de variação da potência da lâmpada.

O fator de potência medido através do analisador de potência foi de 0,9756, para o ponto

Figura 76 – Tensão de entrada (V_{in}) (Canal 1 - 100 V/div.), corrente de entrada (i_{in}) (Canal 2 - 50 mA/div.) e tensão de barramento (Canal 3 - 6 V/div.) para o ponto de menor potência do método Dim_{vf} . Escala Horizontal (10 ms/div).

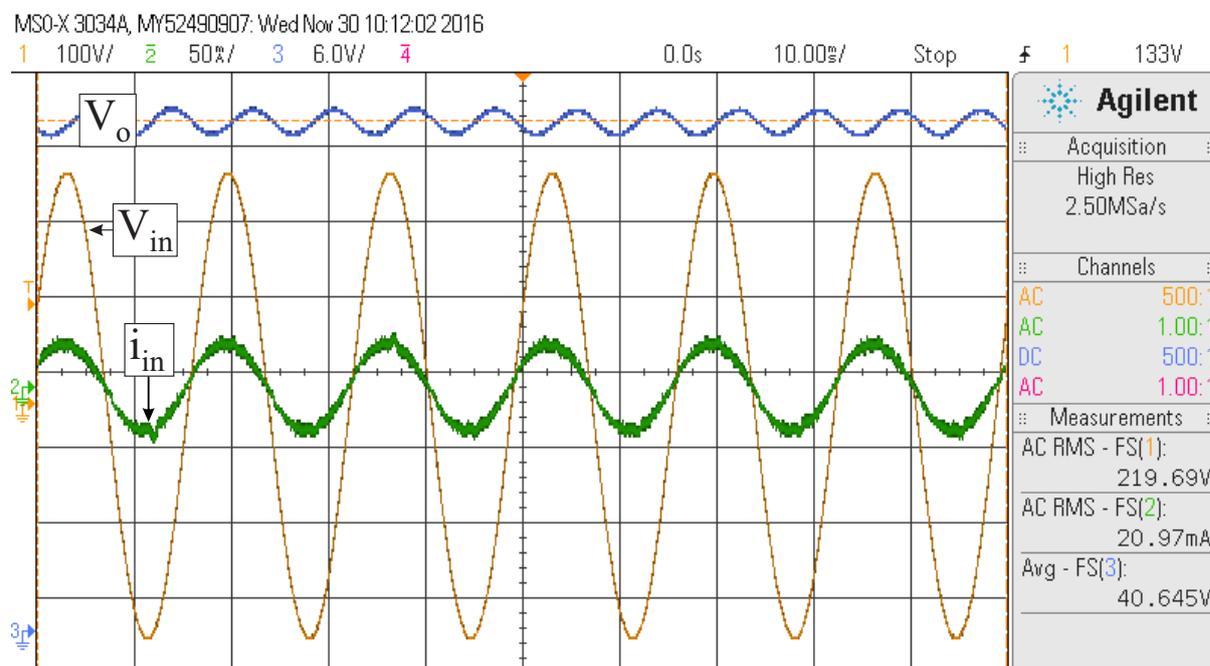
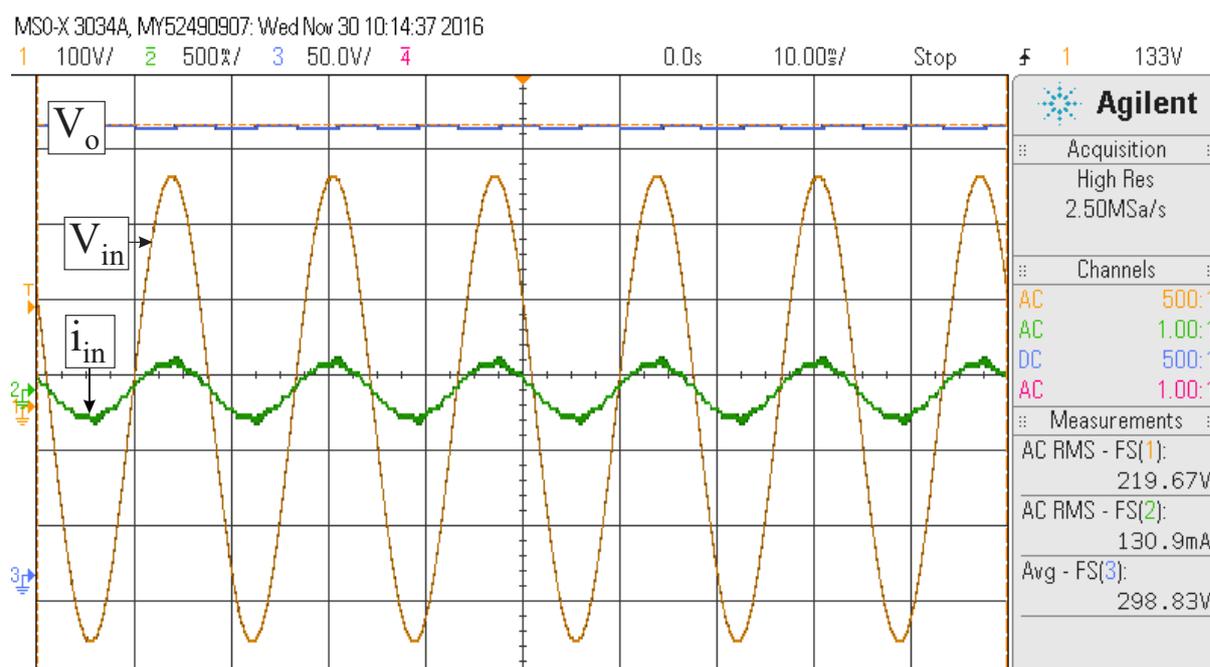


Figura 77 – Tensão de entrada (V_{in}) (Canal 1 - 100 V/div.), corrente de entrada (i_{in}) (Canal 2 - 500 mA/div.) e tensão de barramento (Canal 3 - 50 V/div.) para o ponto de maior potência do método Dim_{vf} . Escala Horizontal (10 ms/div).



de menor potência, e 0,9863 para o ponto de maior potência. O FP para os pontos de operação intermediários ficaram dentro dessa mesma faixa.

As harmônicas da corrente de entrada também são analisadas e comparadas com a norma IEC 61000-3-2 (Classe C), como mostram as Figuras 78 e 79, para os pontos de menor e maior potência, respectivamente.

Figura 78 – Análise harmônica em comparação com a norma IEC 61000-3-2 (Classe C) para o ponto de operação de menor potência

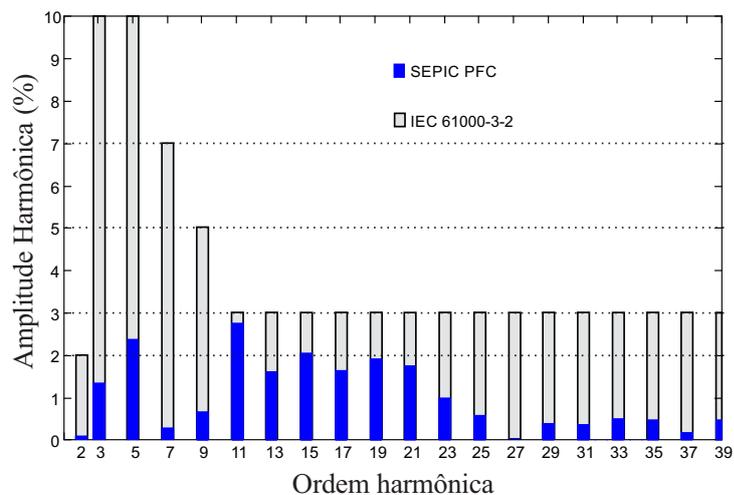
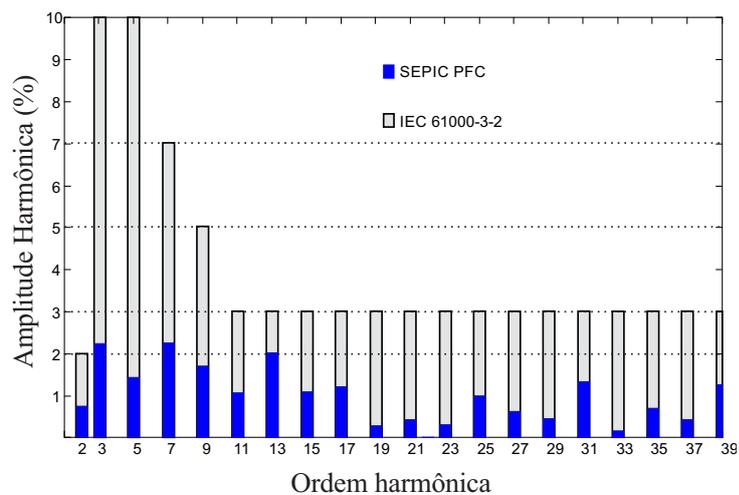


Figura 79 – Análise harmônica em comparação com a norma IEC 61000-3-2 (Classe C) para o ponto de operação de maior potência



Observa-se que a amplitude de cada umas das ordens harmônicas atende a norma, tanto na condição com potência nominal quanto no ponto mínimo da variação do fluxo luminoso. Para os pontos de operação intermediários, as amplitudes das harmônicas também ficaram abaixo dos

limites impostos pela normativa.

6.1.2 Tensão e Corrente no Filtro Ressonante

São realizadas também as medidas de tensão e corrente no filtro ressonante, a fim de se verificar o comportamento da frequência de comutação do inversor ressonante e do ângulo de fase da corrente do filtro ressonante, durante toda a faixa de operação do reator. As Figuras 80 e 81 mostram as formas de onda e as medidas de frequência de comutação e defasagem angular da corrente, realizadas para os pontos de menor e maior potência, respectivamente. Os valores medidos para cada um dos pontos de operação são mostrados na Tabela 14.

Pode-se perceber que o ângulo de fase e a corrente do filtro se mantiveram praticamente constante durante toda faixa de operação. A defasagem apresentou uma diferença de cerca de 3° , o que representa uma variação de aproximadamente 6%, e a corrente, cerca de 2%. À medida que se aumentava a tensão de barramento, também se obteve um aumento de 5 kHz na frequência de comutação dos interruptores do inversor *half-bridge*. Isso ocorre porque à medida que se aumenta a potência da lâmpada, o circuito de controle PLL é forçado a ajustar a frequência de acordo com a necessidade de corrente da lâmpada, pois a referência de fase é mantida fixa.

Figura 80 – Tensão na entrada do filtro ressonante (V_f) (Canal 4 - 9,2 V/div.), corrente do filtro ressonante (i_f) (Canal 2 - 200 mA/div.) para o ponto de menor potência do método Dim_{V_f} . Escala Horizontal ($5 \mu\text{s}/\text{div}$).

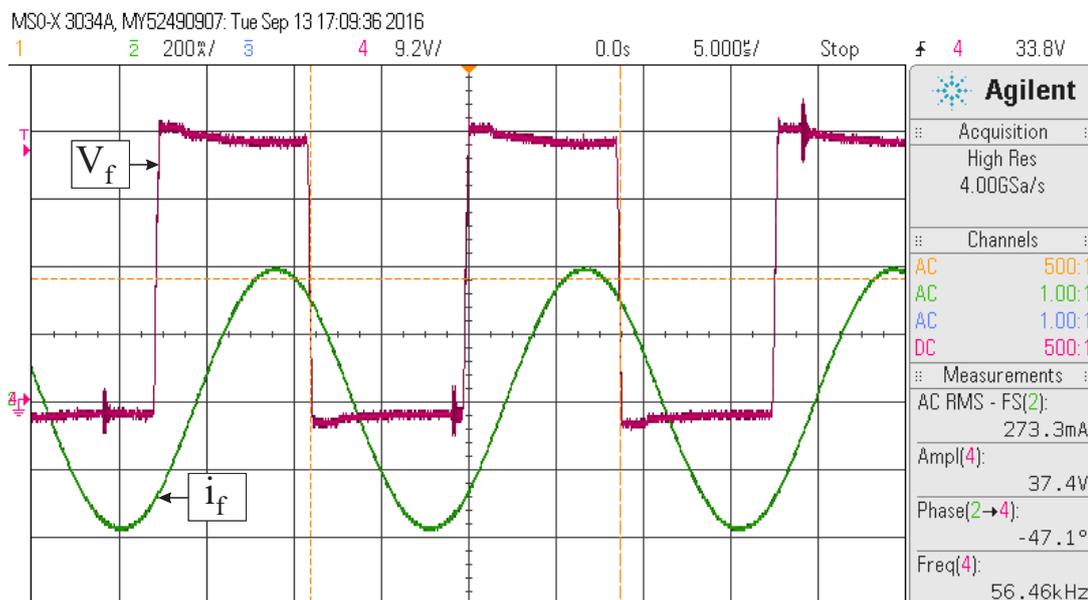
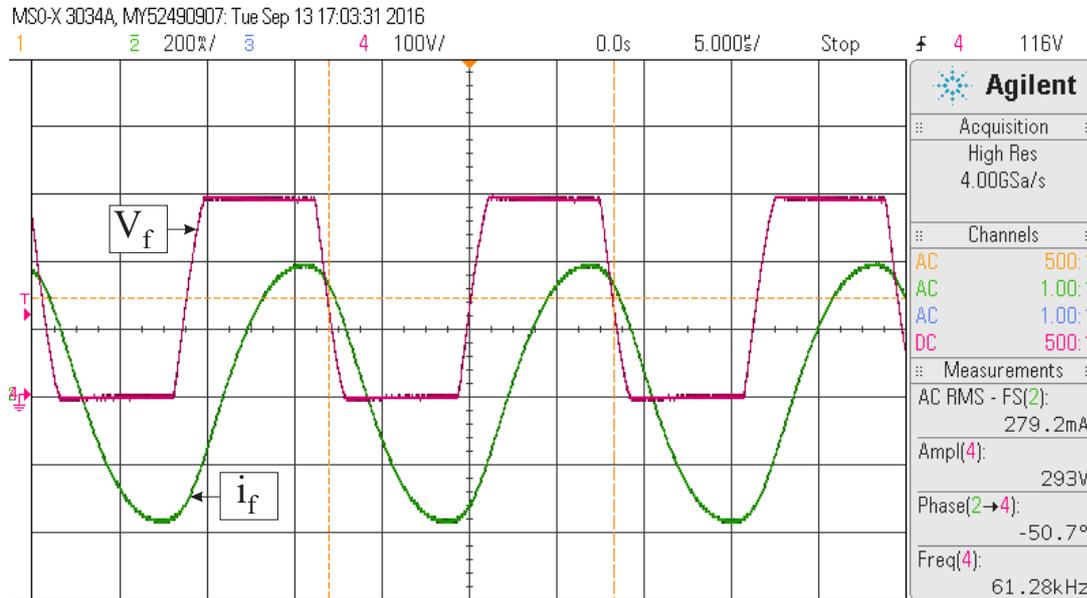


Figura 81 – Tensão de entrada V_{in} (Canal 4 - 100 V/div.), corrente de entrada I_{in} (Canal 2 - 200 mA/div.) para o ponto de maior potência do método Dim_{vf} . Escala Horizontal ($5 \mu\text{s}/\text{div}$).



6.1.3 Tensão e corrente na Lâmpada

Outro ponto observado foi a tensão e a corrente na lâmpada. Os resultados obtidos para os pontos extremos de operação são mostrados nas Figuras 82, 83, 84 e 85. Pode-se observar que a tensão e a corrente assumem formas de onda praticamente senoidais e em fase. Ao se observar os resultados em uma escala de tempo maior, pode-se calcular o fator de crista da corrente da lâmpada, como foi definido na seção 2.4. Para o ponto de menor potência se obteve um fator de crista de 1,45 e para o ponto de maior potência, 1,51. Os pontos de operação intermediários também ficaram nessa faixa, atendendo a norma ANSI C82.11.

6.1.4 Análise de Rendimento do Reator

A potência em cada um dos pontos de conexão entre o conversor *SEPIC*, o inversor *Half-Bridge* com filtro ressonante, o conversor *Flyback* e a lâmpada, são medidas de acordo com a a Figura 86.

Com o valor de potência em cada um desses pontos. O cálculo do rendimento de cada um dos estágios, além do rendimento geral do reator, para cada um dos pontos de operação, são mostrados em (6.1), (6.2), (6.3) e (6.4).

Tabela 14 – Relação entre os valores medidos de tensão de pico na entrada do filtro, corrente no filtro, defasagem angular entre corrente e tensão do filtro e frequência de comutação dos interruptores do inversor.

V_{fmax} (V)	i_f (mA)	Fase de i_f (°)	Frequência (kHz)
40	273,3	-47,1	56,46
66	285,9	-46,2	57,18
92	288,5	-45,3	57,76
118	285,8	-44,3	58,36
144	283,9	-44,0	58,66
170	269,9	-46,2	59,86
196	277,4	-46,3	59,65
222	274,4	47,0	60,32
248	277,4	-48,3	61,07
274	278,0	-48,1	60,94
300	279,2	-50,7	61,28

Figura 82 – Tensão na lâmpada (V_L) (Canal 1 - 200 V/div.), corrente na lâmpada (i_{DL}) (Canal 2 - 50 mA/div.) para o ponto de menor potência do método Dim_{vf} . Escala Horizontal (10 μ s/div.).

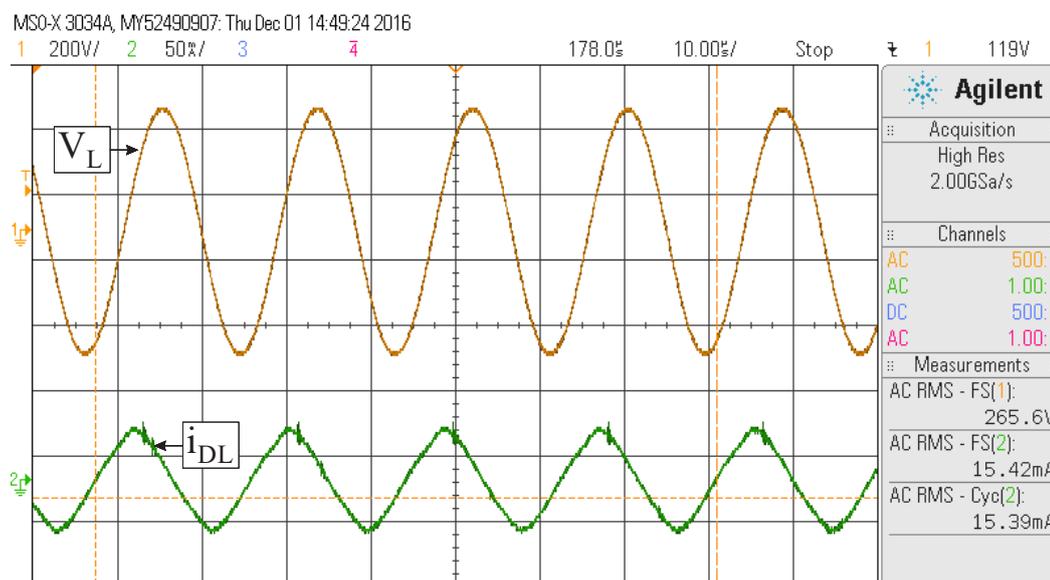


Figura 83 – Tensão na lâmpada (V_L) (Canal 1 - 200 V/div.), corrente na lâmpada (i_{DL}) (Canal 2 - 200 mA/div.) para o ponto de maior potência do método Dim_{vf} . Escala Horizontal (10 μ s/div).

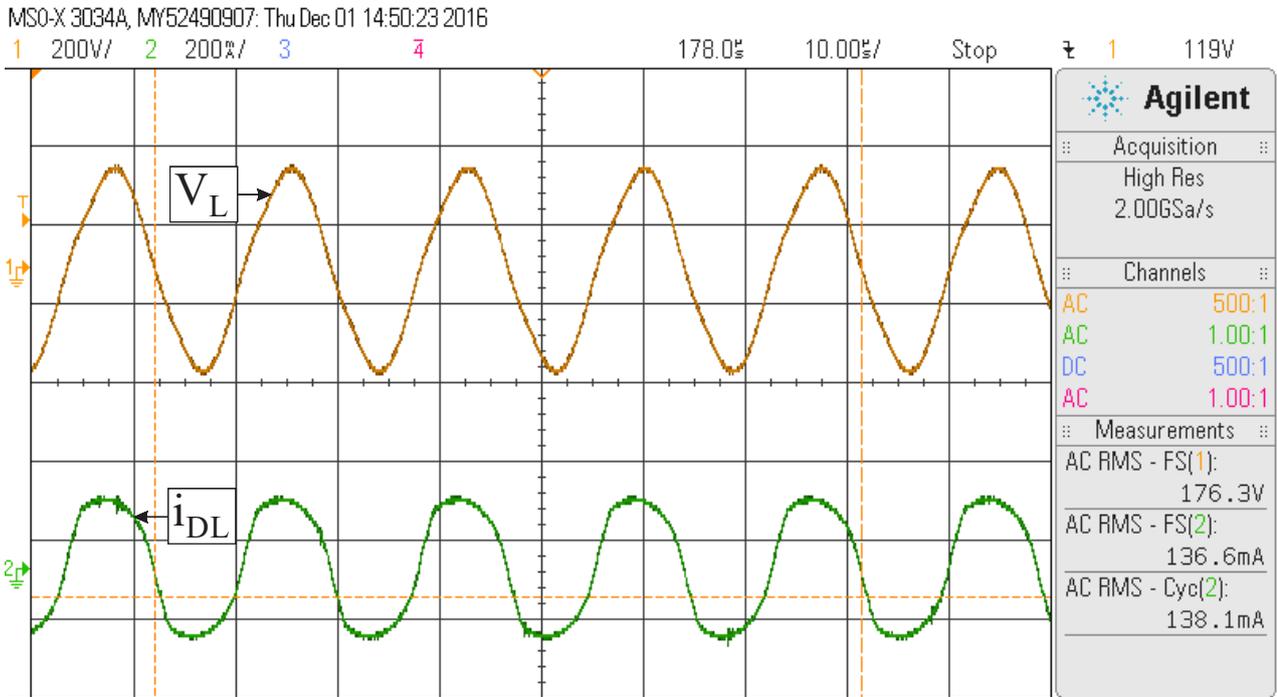


Figura 84 – Tensão na lâmpada (V_L) (Canal 4 - 200 V/div.) e corrente na lâmpada (i_{DL}) (Canal 2 - 50 mA/div.) para o ponto de menor potência do método Dim_{vf} . Escala Horizontal (1 ms/div).

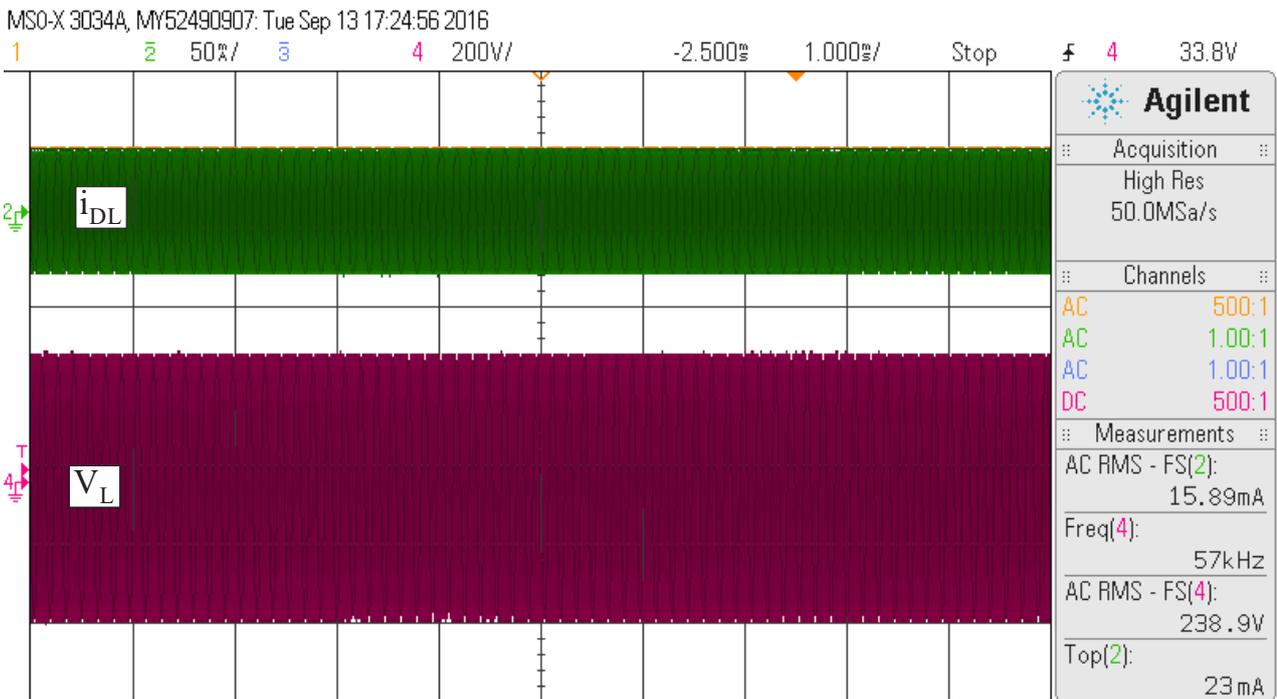


Figura 85 – Tensão na lâmpada (V_L) (Canal 4 - 200 V/div.), corrente na lâmpada (i_{DL}) (Canal 2 - 100 mA/div.) para o ponto de maior potência do método Dim_{vf} . Escala Horizontal (1 ms/div.).

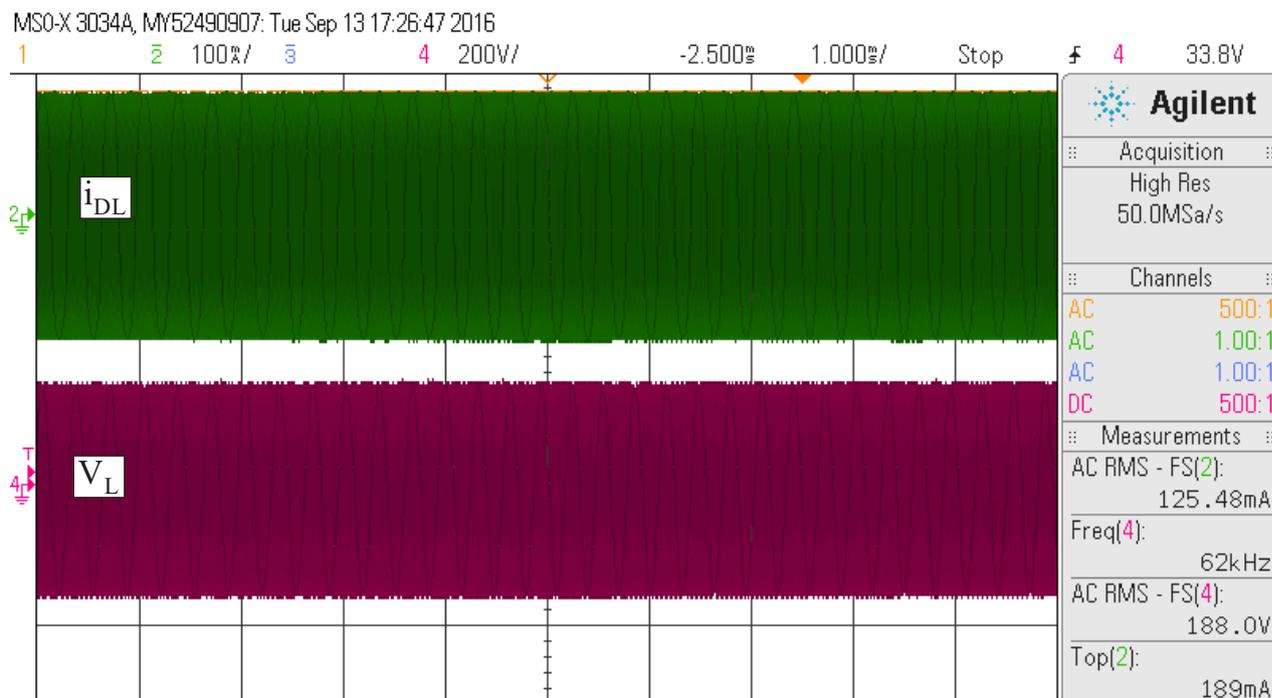
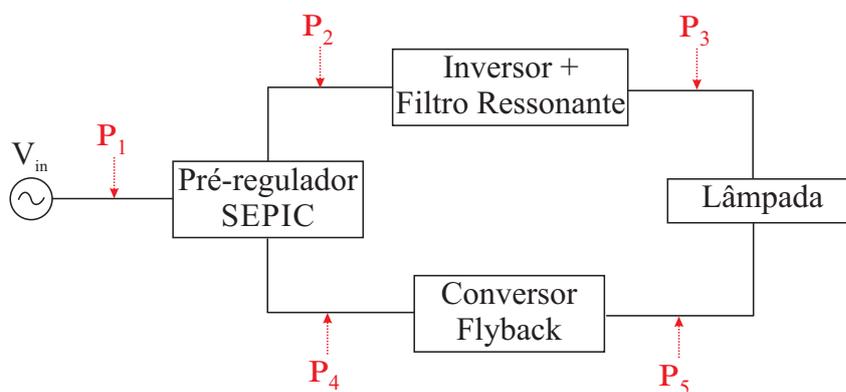


Figura 86 – Esquema das medições de potência do reator.



$$\eta_{SEPIC} = \frac{P_2 + P_4}{P_1} \quad (6.1)$$

$$\eta_{INV} = \frac{P_3}{P_2} \quad (6.2)$$

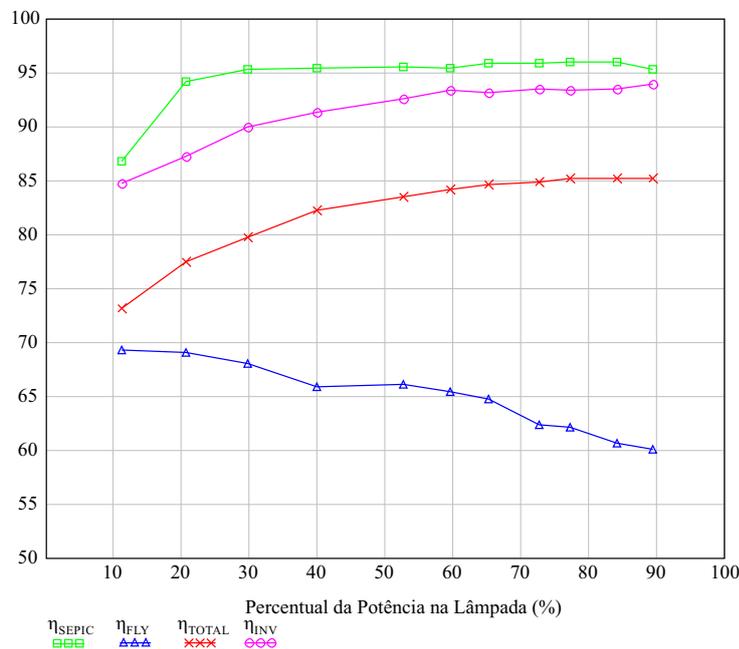
$$\eta_{FLY} = \frac{P_5}{P_4} \quad (6.3)$$

$$\eta_{TOTAL} = \frac{P_3 + P_5}{P_1} \quad (6.4)$$

Em que, η_{SEPIC} é o rendimento do conversor SEPIC, η_{INV} é o rendimento do inversor ressonante, η_{FLY} é o rendimento do conversor Flyback e η_{TOTAL} é o rendimento total do circuito. No cálculo do rendimento também são consideradas as potências dissipadas nos CIs, que são alimentados por fontes externas.

Com isso, pode-se plotar um gráfico ilustrando o desempenho do circuito em função da faixa de variação da potência da lâmpada, como é mostrado na Figura 87.

Figura 87 – Esquema das medições de potência do reator.



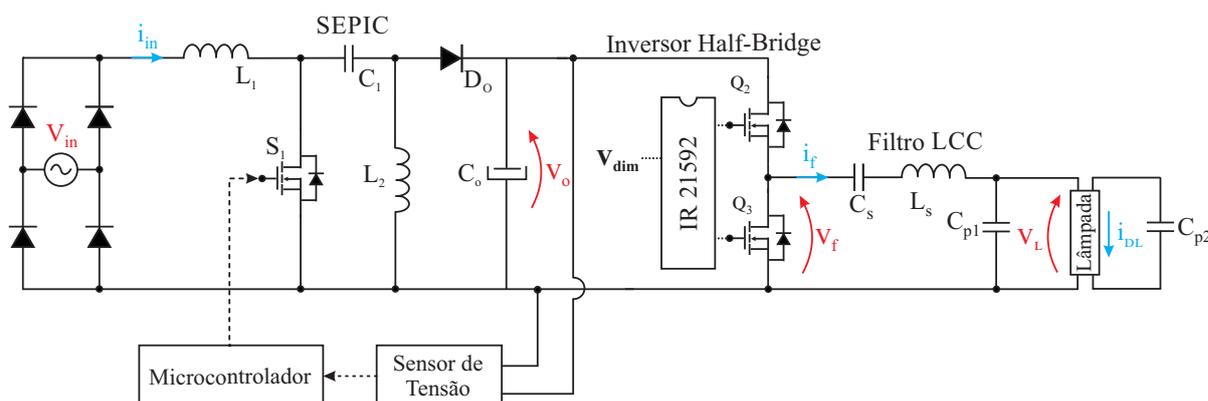
O conversor *SEPIC* atuando como pré-regulador apresentou um bom desempenho quanto ao seu rendimento, ficando na faixa de 96% para os níveis de potência acima de 30% da potência nominal da LF. O inversor ressonante apresentou um rendimento um pouco menor, com um rendimento de 93% praticamente constante para potências acima de 50% da nominal, mas diminuindo para 84% para o ponto de menor potência. O conversor Flyback possui um rendi-

mento relativamente baixo, variando entre 69% a 60%. Isso ocorre porque o nível de potência associado ao conversor é baixo, ainda mais para a potência máxima da lâmpada, onde o nível de aquecimento exigido é mínimo, fazendo com que as perdas tenham mais influência na potência total envolvida. Apesar do baixo desempenho do conversor de aquecimento dos filamentos, o rendimento geral não foi gravemente afetado, justamente porque a potência dissipada nos filamentos é baixa (variação aproximada de 1 a 0,5 W). O rendimento máximo total obtido foi de 85%, no ponto de maior potência, chegando a 74% no menor nível de potência na LF.

6.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO MÉTODO DE VARIAÇÃO DO FLUXO LUMINOSO Dim_f

Para avaliar se os resultados obtidos na variação do fluxo luminoso da lâmpada no método Dim_{vf} são realmente satisfatórios, são realizados os mesmos testes em um protótipo construído com os mesmos dados de projeto, só que para a aplicação clássica do CI IR21592. Nessa técnica, a tensão de barramento do pré-regulador de fator de potência é mantida fixa no seu valor máximo (300 V) e a variação da potência da lâmpada é feita através da tensão no pino DIM do IR21592. De acordo com o projeto e com relação aos limites de corrente de descarga da lâmpada, impostos pelo fabricante, a tensão no pino DIM está compreendida na faixa de 1,23 a 4,24 V, representando os pontos de menor e maior potência na lâmpada, respectivamente. A corrente de descarga medida em cada um dos pontos de operação do método Dim_{vf} é utilizada como referência para a aquisição dos resultados da técnica Dim_f , onde são coletados os mesmos dados para os pontos de potência na LF, a fim de se obter uma comparação mais precisa. Na Figura 88 é mostrado o esquema geral do circuito implementado.

Figura 88 – Esquemático geral do reator proposto.



6.2.1 Tensão e Corrente de Entrada

Durante todas as aquisições do método Dim_{vf} , foi medida a tensão do barramento e a respectiva corrente de descarga. Essa corrente foi empregada como referência para os pontos de operação medidos no método Dim_f . As Figuras 89 e 90 mostram a corrente e a tensão de entrada do circuito, para os pontos de menor e maior potência, respectivamente.

Pode-se perceber que a tensão e corrente de entrada permanecem em fase, demonstrando que o pré-regulador se mantém com funcionamento satisfatório, mesmo com a variação na carga. Também são feitas as medições do fator de potência e das distorções harmônicas compreendidas na norma IEC-61000-3-2. Os resultados são mostrados nas Figuras 91 e 92.

Em comparação com os resultados do método Dim_{vf} , de forma geral, houve um acréscimo no percentual das amplitudes harmônicas, mas se mantiveram dentro da normativa para todos os pontos analisados. O fator de potência medido se manteve na faixa de 0,962 a 0,993. A partir dos valores medidos da corrente de descarga da lâmpada pode-se calcular o fator de crista. O máximo valor obtido foi de 1,55, no ponto de maior potência.

Figura 89 – Tensão de entrada (V_{in}) (Canal 2 - 200 V/div.), corrente de entrada (i_{in}) (Canal 4 - 100 mA/div.) e corrente de descarga i_{DL} (Canal 1 - 200 mA/div.) para o ponto de menor potência do método Dim_f . Escala Horizontal (10 ms/div).

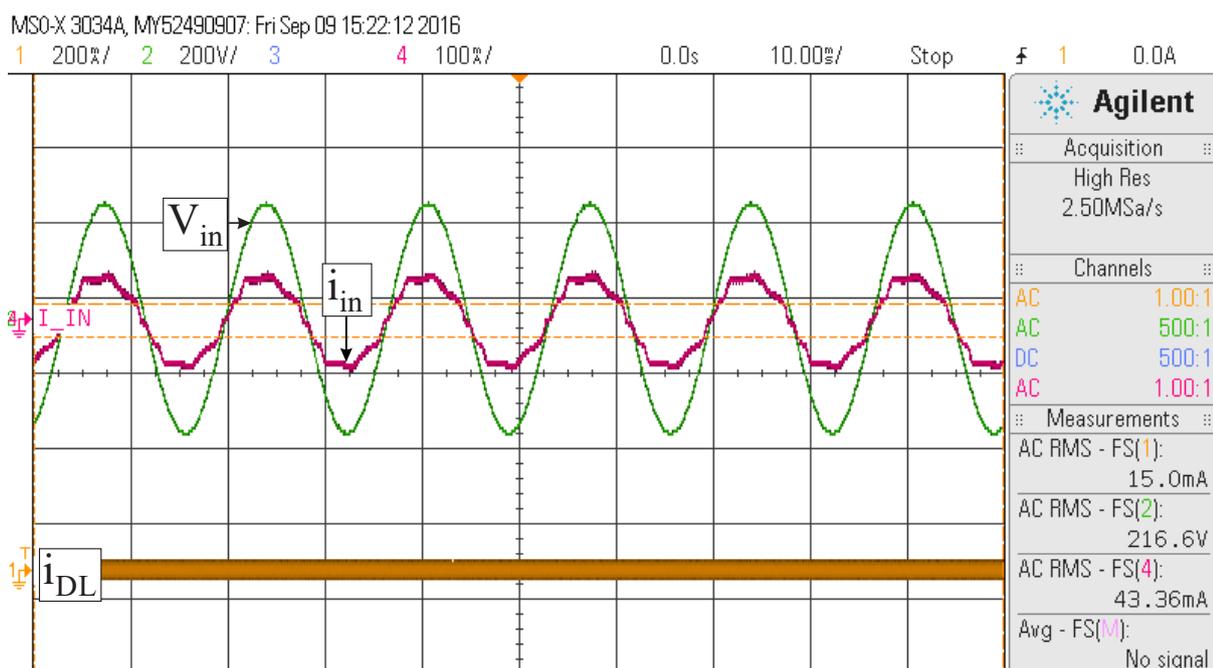


Figura 90 – Tensão de entrada (V_{in}) (Canal 2 - 200 V/div.), corrente de entrada (i_{in}) (Canal 4 - 200 mA/div.) e corrente de descarga i_{DL} (Canal 1 - 200 mA/div.) para o ponto de maior potência do método Dim_f . Escala Horizontal (10 ms/div).

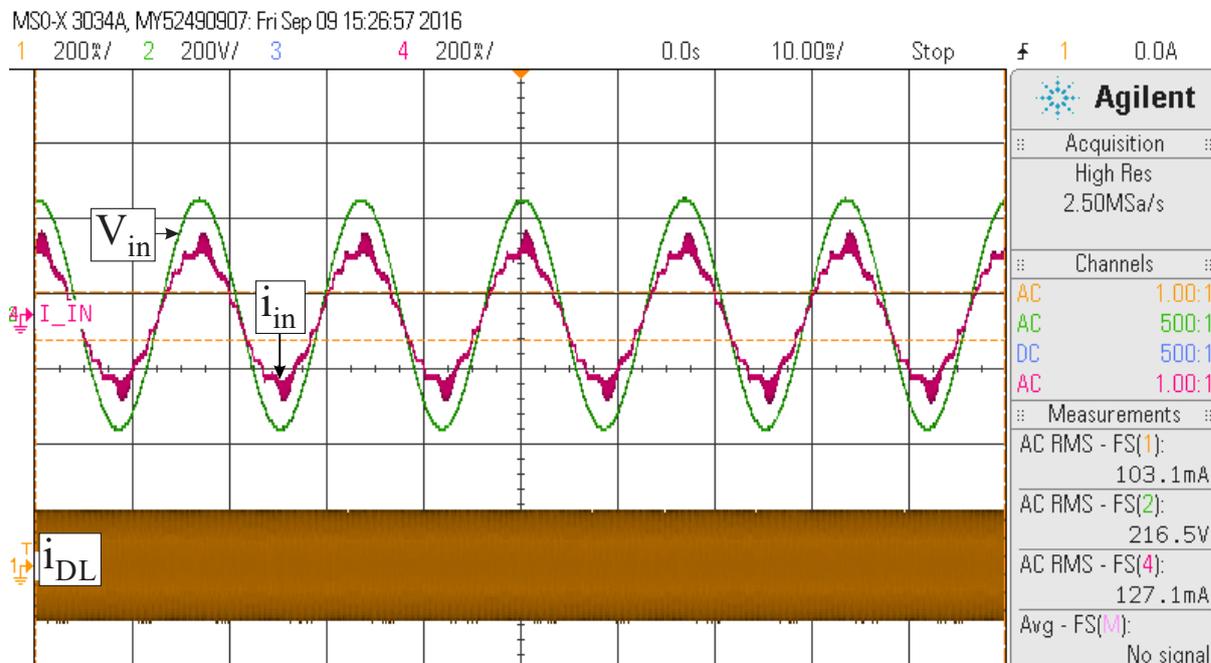


Figura 91 – Análise harmônica em comparação com a norma IEC 61000-3-2 (Classe C) para o ponto de operação de menor potência

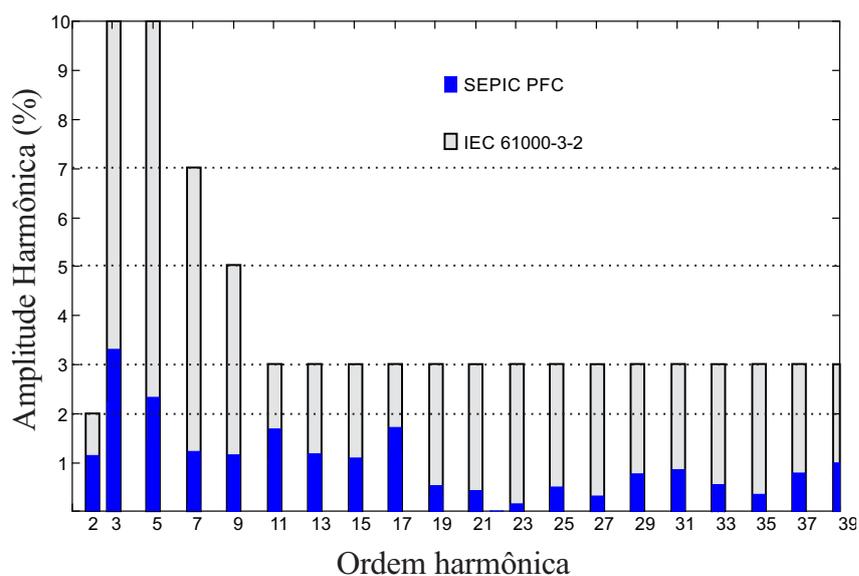
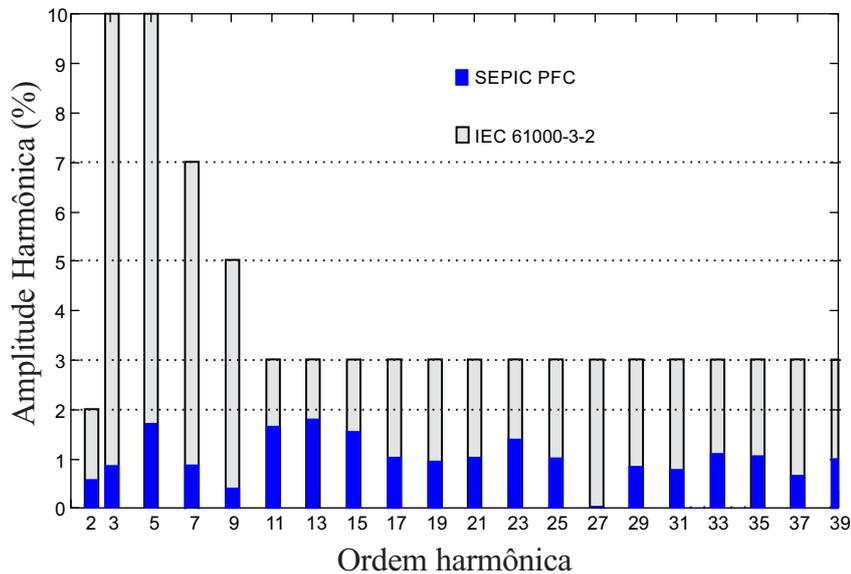


Figura 92 – Análise harmônica em comparação com a norma IEC 61000-3-2 (Classe C) para o ponto de operação de maior potência



6.2.2 Tensão e Corrente no Filtro Ressonante

A maior diferença entre os dois métodos de variação do fluxo luminoso é vista na operação do filtro ressonante. Enquanto nos testes anteriores a corrente e o ângulo de fase não tiveram grandes variações, o método Dim_f é baseado na variação desses parâmetros, pois utiliza a relação linear entre a potência da lâmpada e o ângulo de fase da corrente do filtro ressonante. As formas de onda da tensão e da corrente no filtro ressonante para os pontos extremos de operação são mostrados nas Figuras 93 e 94.

Entre o ponto de operação de potência máxima e mínima da LF, houve uma variação de aproximadamente 38° no ângulo de fase da corrente e de 7,78 kHz na frequência de comutação dos interruptores do inversor HB. A Tabela 15 mostra os valores de corrente, ângulo de fase da corrente do filtro e frequência de comutação para todos os pontos medidos, em função da corrente de descarga da LF.

Conforme o esperado, a variação do ângulo de fase e, conseqüentemente da frequência de comutação, se manteve dentro do projetado. A corrente do filtro também acompanhou a variação do ângulo de fase, aumentando seu valor à medida que se ampliava a defasagem entre a tensão e a corrente no filtro.

Figura 93 – Tensão na entrada do filtro ressonante (V_f) (Canal 2 - 100 V/div.), corrente do filtro ressonante (i_f) (Canal 4 - 500 mA/div.) para o ponto de menor potência do método Dim_f . Escala Horizontal ($5 \mu\text{s/div}$).

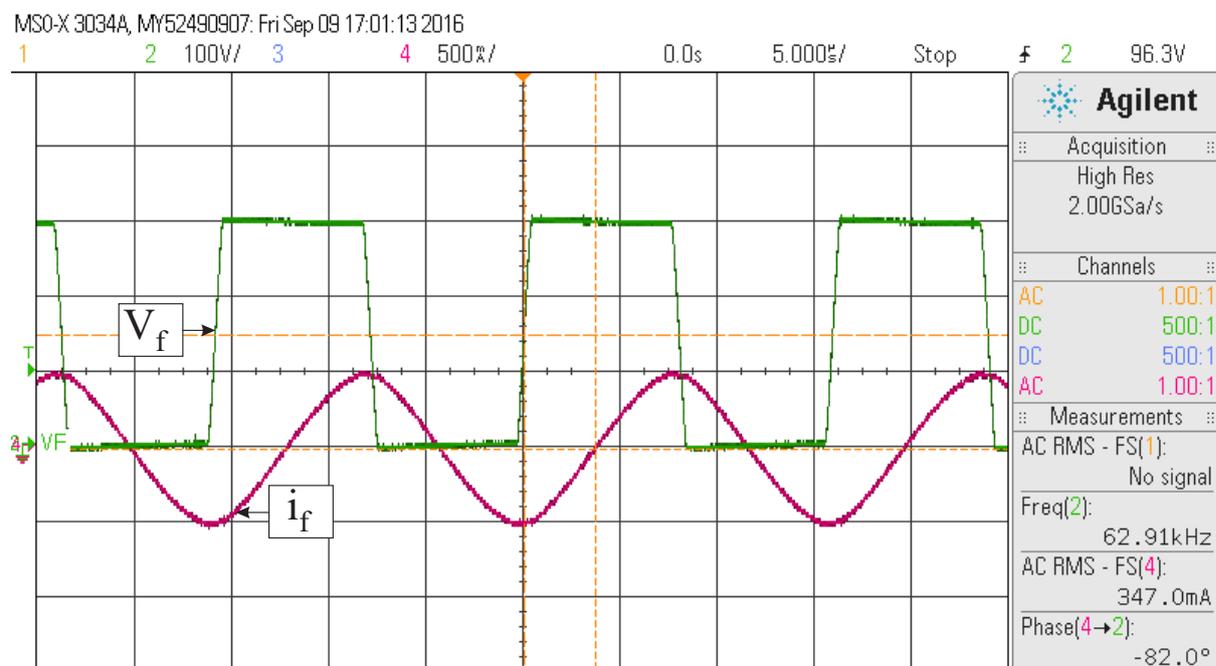


Figura 94 – Tensão de entrada V_{in} (Canal 2 - 100 V/div.), corrente de entrada i_{in} (Canal 4 - 500 mA/div.) para o ponto de maior potência do método Dim_f . Escala Horizontal ($5 \mu\text{s/div}$).

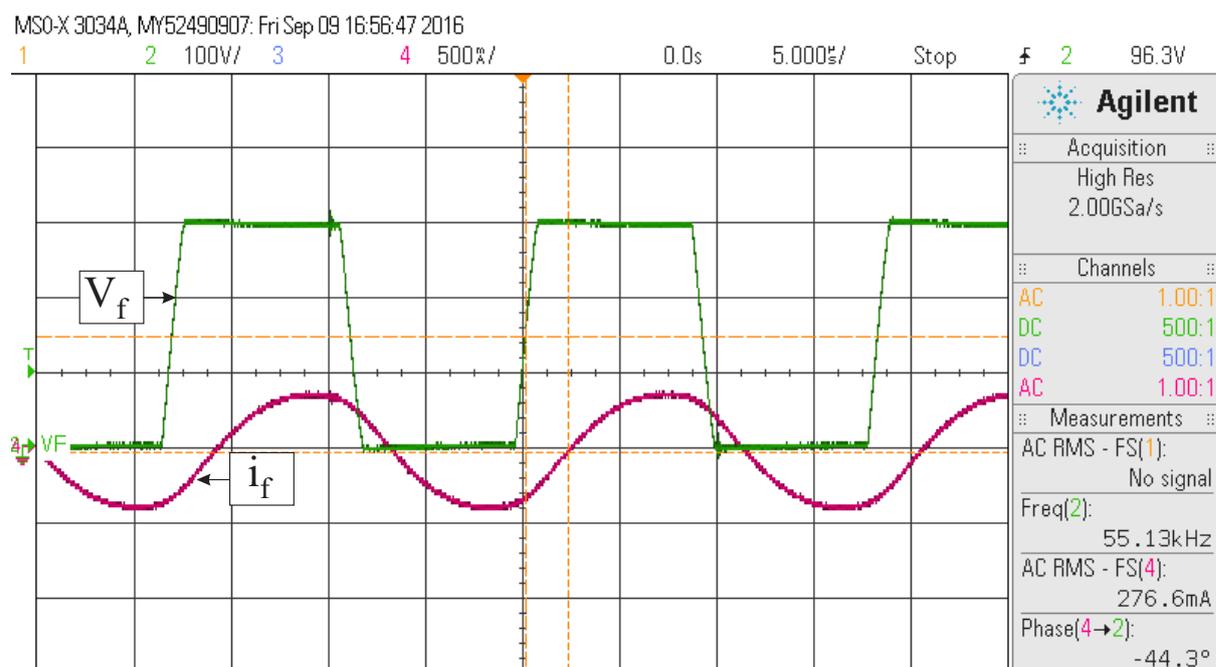


Tabela 15 – Relação entre os valores medidos de corrente de descarga, corrente no filtro, defasagem angular entre corrente e tensão do filtro e frequência de comutação dos interruptores do inversor HB.

i_{DL} (mA)	i_f (mA)	Fase (°)	Frequência (kHz)
15,47	347,0	-82,0	62,91
22,34	366,3	-78,7	62,09
34,51	359,3	-75,3	62,02
44,12	349,1	-72,3	61,93
56,81	337,9	-68,0	61,62
69,21	322,9	-66,4	61,49
80,17	313,3	-62,6	61,08
91,41	303,9	-59,3	60,36
103,21	295,1	-54,1	59,14
115,33	287,1	-51,1	57,86
130,03	276,6	-44,3	55,13

6.2.3 Tensão e corrente na Lâmpada

As formas de onda da tensão e corrente na lâmpada são similares as obtidas no método Dim_{vf} , com os níveis de tensão, corrente e fator de crista adequados. Os resultados obtidos da tensão e da corrente na LF são mostrados nas Figuras 95 e 96.

6.2.4 Análise de Rendimento do Reator

Utilizando a mesma metodologia do método Dim_{vf} , são realizadas, nos pontos de conexão entre os estágios do reator, as medidas de potência. Os resultados obtidos são ilustrados na Figura 97. O rendimento do conversor *SEPIC* se manteve no mesmo patamar dos testes anteriores, mantendo o rendimento de 95%, tendo seu rendimento reduzido apenas para as condições de menor potência. O inversor, manteve o rendimento acima dos 90%, até 60% da potência da

Figura 95 – Tensão na lâmpada (V_L) (Canal 2 - 200 V/div.), corrente na lâmpada (i_{DL}) (Canal 1 - 50 mA/div.) e tensão no barramento (V_o) (Canal 3 - 100 V/div.) para o ponto de menor potência do método Dim_f . Escala Horizontal ($5 \mu\text{s/div}$).

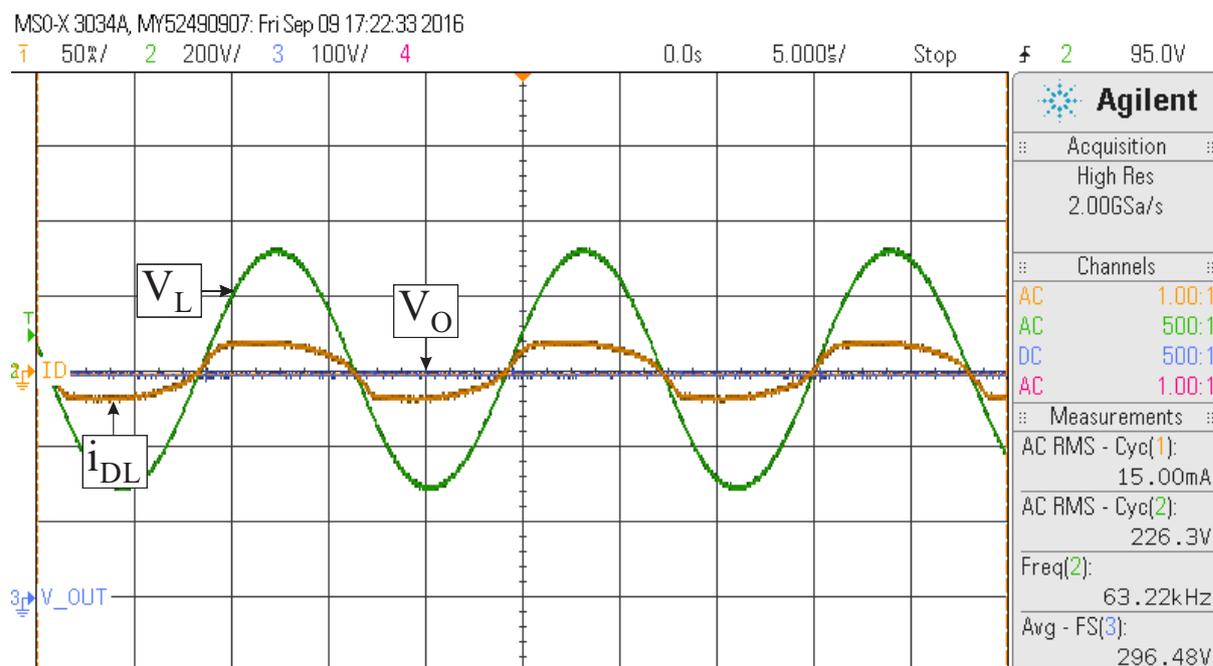
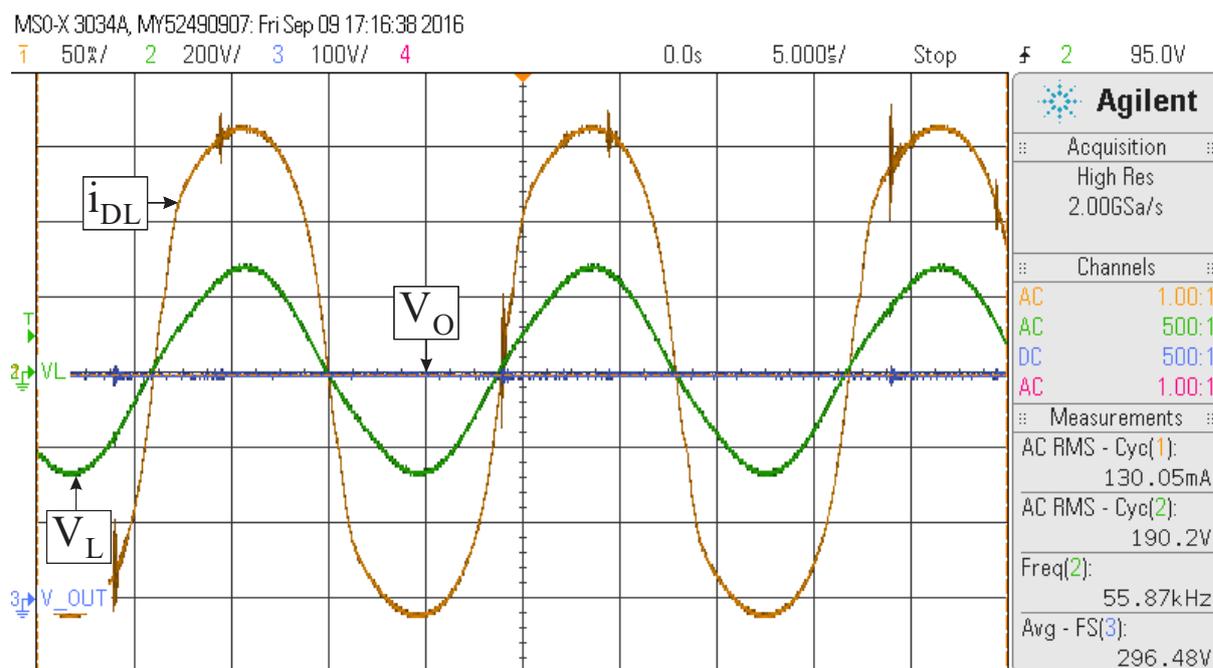
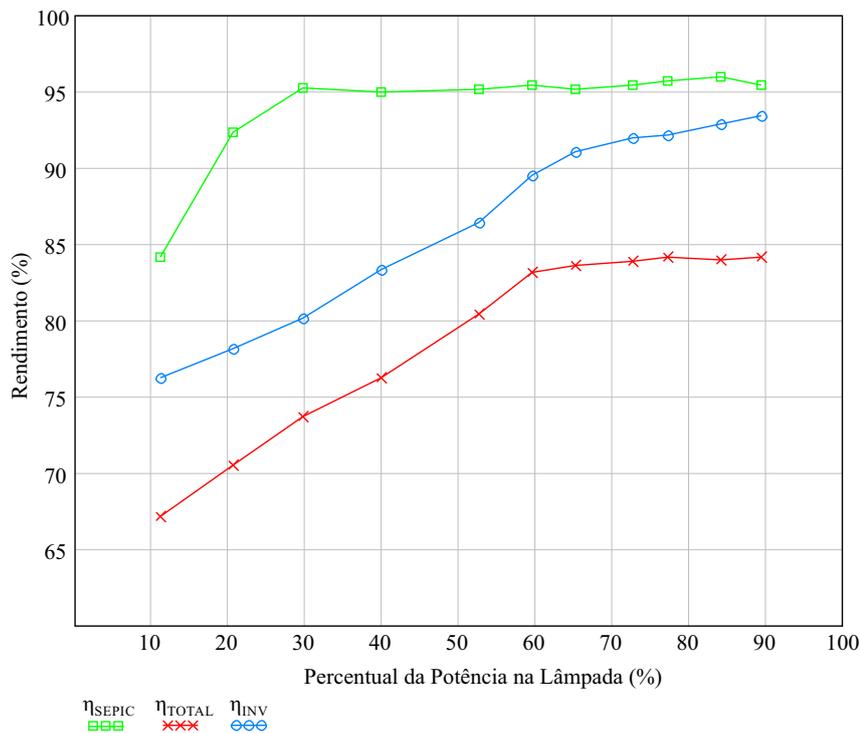


Figura 96 – Tensão na lâmpada (V_L) (Canal 2 - 200 V/div.), corrente na lâmpada (i_{DL}) (Canal 1 - 50 mA/div.) e tensão no barramento (V_o) (Canal 3 - 100 V/div.) para o ponto de maior potência do método Dim_f . Escala Horizontal ($5 \mu\text{s/div}$).



LF, mas obteve um decréscimo significativo para as menores potências. Devido a isso, o rendimento total também foi afetado. O principal fator observado para o decréscimo do rendimento foi o aumento da energia reativa no filtro ressonante.

Figura 97 – Esquema das medições de potência do reator.



6.3 COMPARAÇÃO ENTRE OS RESULTADOS OBTIDOS DOS MÉTODOS DE VARIAÇÃO DO FLUXO LUMINOSO.

Nessa seção os dados coletados são analisados de forma comparativa, a fim de se elucidar melhor as diferenças entre os métodos. A partir das tabelas 14 e 15 pode-se construir os gráficos representativos do ângulo de fase, da frequência e da corrente no filtro para cada um dos métodos.

Na Figura 98 pode-se visualizar o comportamento da fase no filtro ressonante, onde percebe-se que, para método Dim_{vf} , há uma tendência do ângulo permanecer praticamente constante, possuindo algumas variações dentro da faixa de -45° a -50° . No método Dim_f observa-se o comportamento típico da ação de controle PLL do CI, que mantém uma relação linear entre o ângulo de fase e a potência da LF, diminuindo a defasagem à medida que a potência da lâmpada aumenta.

Analisando o comportamento da frequência de comutação dos interruptores do inversor *Half-Bridge* na Figura 99, percebe-se um comportamento contrário entre os dois métodos. Enquanto no método Dim_f a frequência acompanha o decréscimo do ângulo de fase à medida que se aumenta a potência da lâmpada, no método Dim_{vf} a frequência tende a aumentar, para compensar o aumento da tensão de barramento, a fim de se manter a corrente e o ângulo de fase constantes.

Figura 98 – Relação entre o ângulo de fase e a variação da potência na lâmpada para os métodos Dim_{vf} e Dim_f .

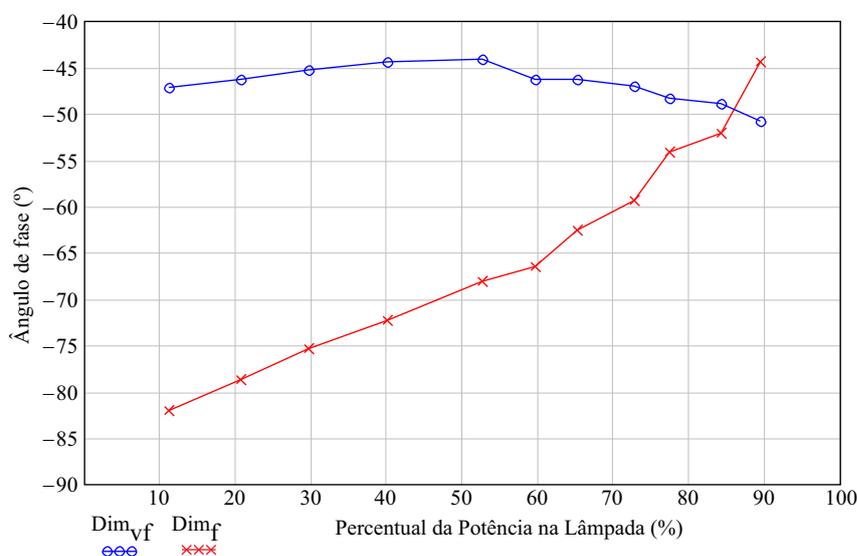
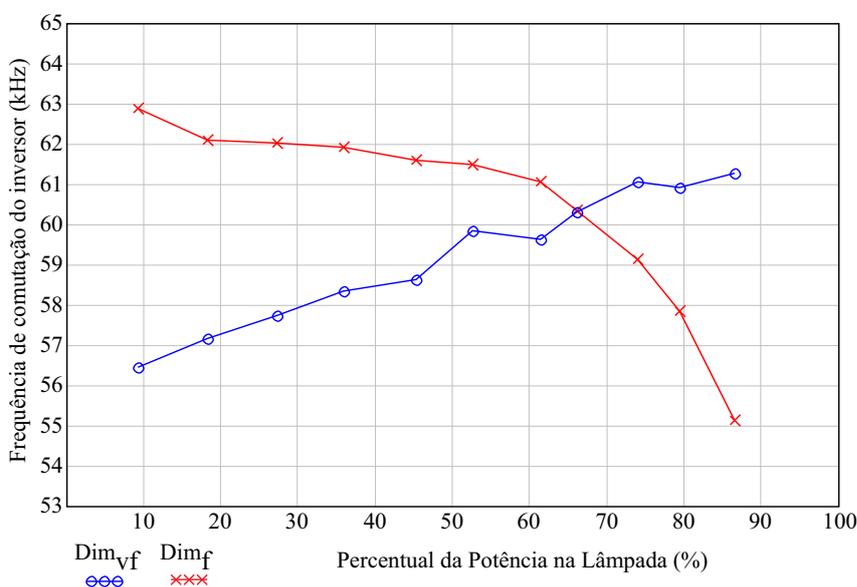
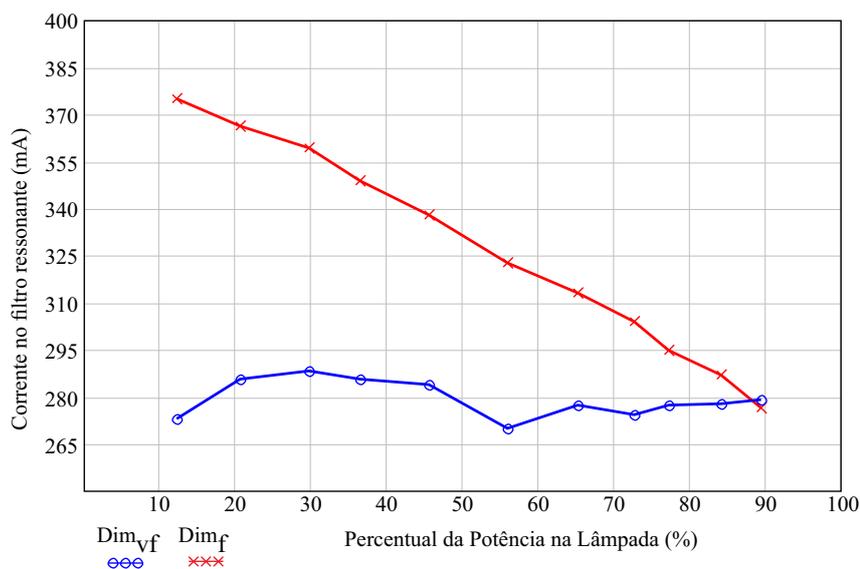


Figura 99 – Relação entre a frequência de comutação do inversor HB e a variação da potência na lâmpada para os métodos Dim_{vf} e Dim_f .



Assim como o ângulo de fase, a corrente do filtro ressonante também tende a permanecer praticamente constante durante a variação de potência, no método Dim_{vf} , como visto na Figura 100. Mesmo com o aumento da tensão de barramento, a corrente do filtro se mantém dentro de uma pequena margem de valores, pois há uma compensação por parte da frequência de comutação. No método Dim_f a corrente possui um comportamento linear em relação a potência da lâmpada, da mesma forma que o ângulo de fase. Quando há pouca potência na LF, há uma grande defasagem entre corrente e tensão no filtro, fazendo com que haja um excesso de energia reativa. À medida que se aumenta a potência na lâmpada, o ângulo de fase diminui, também reduzindo o nível de energia reativa do circuito, visto pelo decréscimo da corrente.

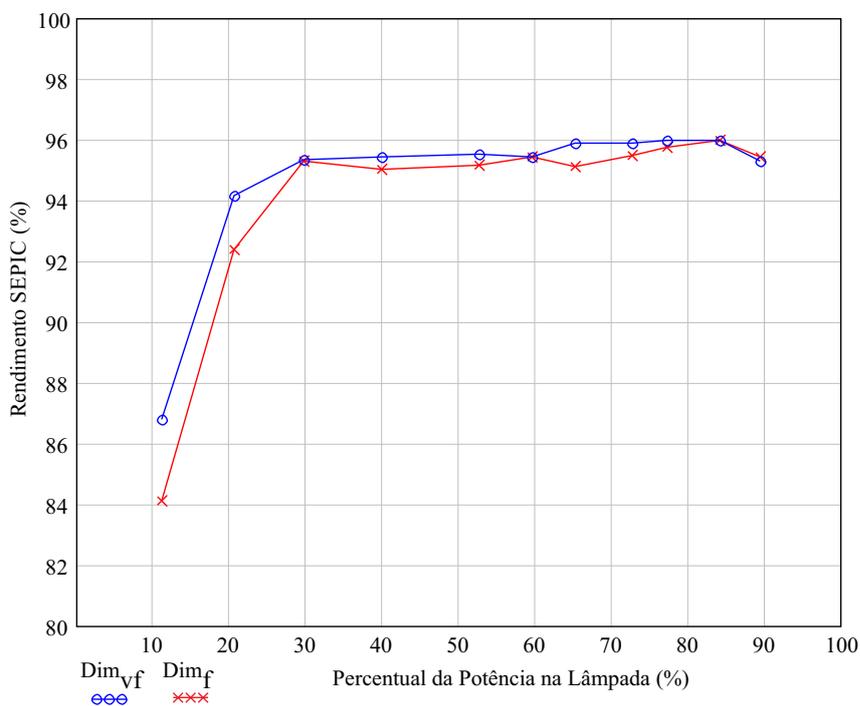
Figura 100 – Relação entre a corrente do filtro e a variação da potência na lâmpada para os métodos Dim_{vf} e Dim_f .



É feita também uma comparação entre os rendimentos individuais de cada estágio, com base nas Figuras 87 e 97. O conversor *SEPIC*, atuando como pré-regulador de potência obteve um comportamento satisfatório para ambos os métodos. Atendendo os requisitos de FP e THD e obtendo um rendimento de acordo com o projeto, o conversor não sofre grandes alterações de comportamento e rendimento em função do método aplicado para se controlar a potência da lâmpada, como pode ser visto na Figura 101.

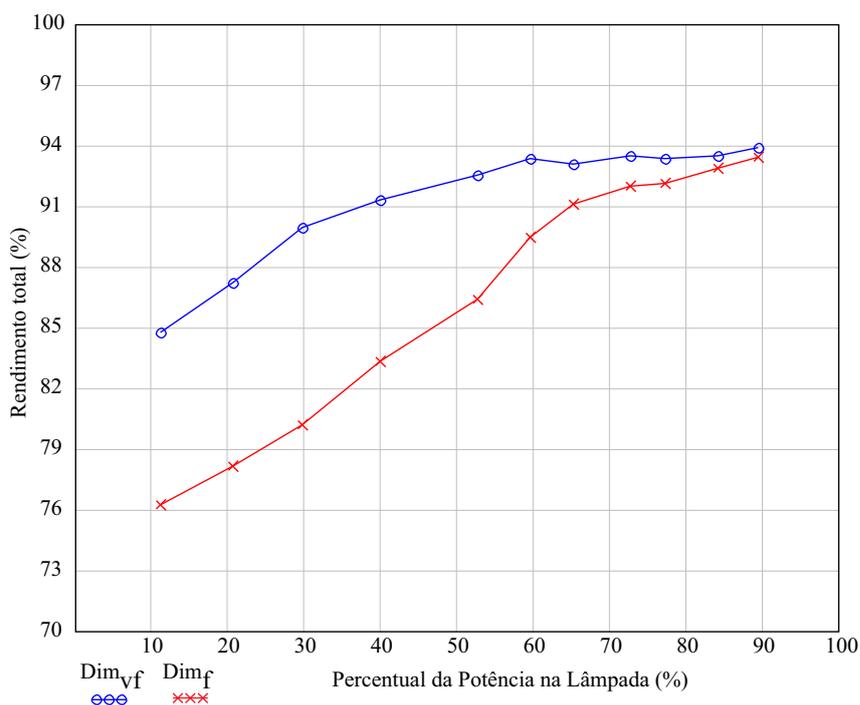
Uma maior diferença de rendimento pode ser vista no gráfico comparativo do rendimento do conjunto inversor *Half-Bridge* e filtro ressonante da Figura 102. Ambos possuem um rendimento menor para os menores níveis de potência na lâmpada, mas no método Dim_f essa queda de rendimento é mais acentuada, devido ao excesso de corrente reativa circulante. Para

Figura 101 – Comparação do rendimento do conversor *SEPIC* entre os métodos *Dim_{vf}* e *Dim_f*.



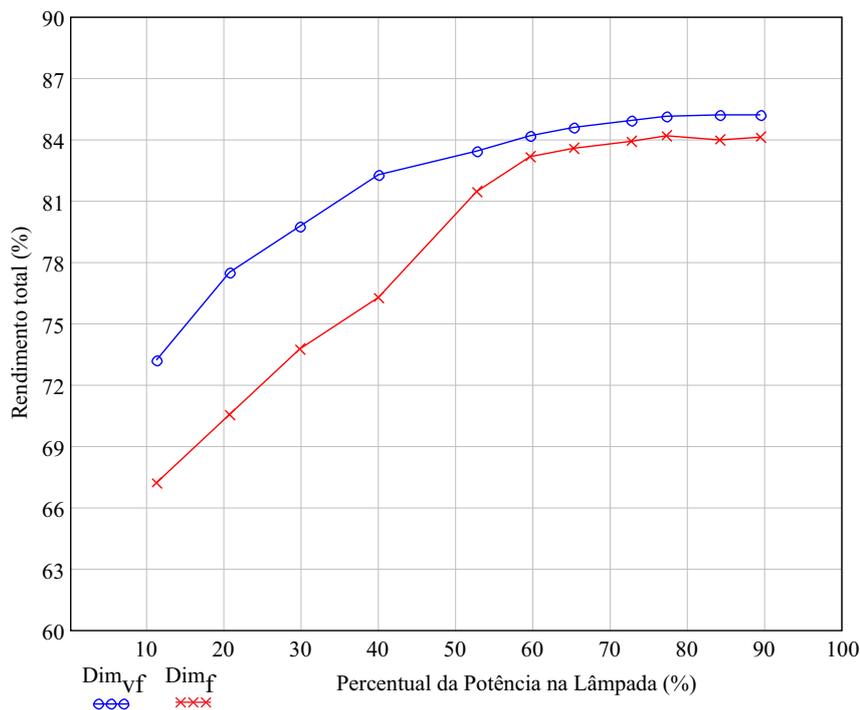
os níveis mais altos de potência, o comportamento desse estágio é semelhante, pois os níveis de tensão e corrente, entre os métodos, são mais próximos.

Figura 102 – Comparação do rendimento do inversor HB com filtro ressonante entre os métodos *Dim_{vf}* e *Dim_f*.



A partir de uma perspectiva que englobe todos os estágios do reator, pode-se comparar o rendimento total do circuito para cada um dos métodos, como mostrado na Figura 103. Percebe-se que para os níveis de potência acima de 50% da potência nominal, o rendimento dos dois testes realizados com cada método é parecido. À medida que se reduz a potência da lâmpada essa diferença aumenta, pois o rendimento geral do método Dim_f é impactado pela operação do inversor e do filtro ressonante. A principal justificativa do decréscimo do rendimento do inversor, como já foi ressaltado, é o aumento da energia reativa para os níveis de menor potência, e, dessa forma, as perdas por condução contribuem mais significativamente, pois não se observou grandes variações de frequência para se ter algum impacto nas perdas por comutação. Mesmo que no método Dim_{vf} exista mais um conversor, com rendimento relativamente baixo, o impacto geral não foi acentuado, pois o nível de potência associado a esse conversor é pequeno em relação a potência total envolvida no circuito.

Figura 103 – Comparação do rendimento geral do reator entre os métodos Dim_{vf} e Dim_f .



6.4 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Nesse capítulo foram apresentados os resultados finais dos testes experimentais realizados com o reator projetado nos capítulos 3, 4 e 5. Foi realizada uma análise de cada um dos estágios do reator, para o método de controle de variação do fluxo luminoso da lâmpada, onde

a variável de controle era a tensão de barramento (Dim_{vf}) e para o método onde se variava o ângulo de fase (Dim_f). A análise foi realizada com base nas formas de onda da tensão e da corrente na entrada, na saída do conversor pré-regulador, no filtro ressonante e na lâmpada. Também foram realizadas as medidas de potência na entrada e na saída de cada um dos estágios do reator, a fim de se calcular o rendimento individual de cada estágio, além do rendimento total do circuito, para ambos os métodos.

Nos dois métodos de controle da potência da lâmpada o conversor *SEPIC* atuando como pré-regulador obteve o desempenho satisfatório, mantendo o fator de potência acima de 0,97 para todos os casos, além de adequar o percentual da amplitude harmônica a um nível abaixo da normativa. O rendimento desse conversor também obteve um alto índice, sendo reduzido apenas para os testes quando a potência da lâmpada assume valores menores que 30% da potência nominal, onde as perdas se tornam mais significativas. Nesse estágio, não se obteve variações significativas de desempenho nos dois métodos analisados (Dim_f e Dim_{vf}).

No estágio composto pelo inversor HB e o filtro ressonante é que se observaram algumas mudanças de comportamento com relação aos métodos utilizados para variar o fluxo luminoso da lâmpada, pois o controle de ambas as técnicas é realizado com base no CI IR21592, que controla a comutação do inversor HB. No método Dim_{vf} , não se observou redução significativa de desempenho do inversor durante a variação da potência, sendo a corrente e a defasagem angular do filtro ressonante praticamente constantes. A frequência de operação do inversor ressonante obteve uma pequena variação (4,5 kHz). Devido a isso, observa-se um rendimento mais constante durante a faixa de operação. Em contrapartida, no método Dim_f o ângulo de fase da corrente do filtro ressonante é variável, o que acaba por introduzir mais energia reativa ao sistema, principalmente para os níveis de menor potência da LF, onde a defasagem angular é bastante acentuada, reduzindo também o seu rendimento, devido as perdas por condução.

Com relação ao rendimento geral, os dois métodos apresentaram um desempenho satisfatório para os níveis de potência acima de 14 W, mas sendo reduzidos significativamente para potências menores, sendo o método Dim_f menos eficiente, devido ao impacto do baixo desempenho do estágio inversor.

7 CONCLUSÃO GERAL

Embora as pesquisas atuais da área de iluminação não tenham grande ênfase em lâmpadas fluorescentes de baixa pressão, as LTFs se mantêm competitivas no mercado atual, principalmente quando se trata de iluminação de interiores. Nesse âmbito, as técnicas de variação de fluxo luminoso se mostram interessantes, pois visam a conservação da energia elétrica. Esse trabalho apresentou, portanto, uma dissertação sobre esse tema, abordando os aspectos teóricos e construtivos um reator eletrônico com variação de fluxo luminoso para lâmpadas fluorescentes T5.

Inicialmente foi realizada uma abordagem geral sobre o tema de iluminação fluorescente, dando enfoque ao funcionamento e comportamento a lâmpada fluorescente. Foram relatados seus aspectos construtivos e detalhes de operação da lâmpada, fatores que são essenciais para o projeto do reator. A fim de se compreender melhor os métodos de variação de fluxo luminoso e justificar a análise realizada, foram discutidos os diversos métodos propostos na literatura, ressaltando as vantagens e desvantagens de cada um.

O sistema eletrônico de variação de fluxo luminoso desenvolvido compreende um conversor *PFC*, um inversor ressonante e um conversor para o aquecimento dos filamentos. O conversor *SEPIC* operando no modo *DCM* foi utilizado como pré-regulador de fator de potência. Com base na necessidade de se obter uma tensão de saída do conversor variável e controlada, foi proposta também uma técnica de retroalimentação, a partir de um controlador digital. O conversor e o compensador foram dimensionados, simulados e testados experimentalmente, mostrando-se eficientes e cumprindo os objetivos pré-estabelecidos no projeto e atendendo as normativas vigentes.

No estágio inversor ressonante foi adotada a mesma metodologia, onde foram apresentadas as principais características do inversor *Half-bridge* e o do filtro ressonante LCC e em seguida o projeto dos componentes. Além disso, a fim de se manter a vida útil da lâmpada, também foram relatados os processos de aquecimento e preaquecimento, sendo os resultados satisfatórios, atendendo os requisitos físicos da lâmpada, fornecidos pelo fabricante.

Com o reator projetado e implementado, é descrito o processo de testes práticos. A fim de se validar e compreender melhor o método de variação do fluxo luminoso proposto (Dim_{vf}), foi testado também o método clássico de operação do CI IR21592 (Dim_f), ressaltando as modificações necessárias em cada protótipo.

Foram obtidos dados experimentais de protótipo a fim de se observar o comportamento dos métodos Dim_{vf} e Dim_f . Também foram realizadas as medidas de potência individuais de cada protótipo, a fim de se verificar o rendimento de cada estágio nos dois métodos de variação do fluxo luminoso.

O conversor pré-regulador teve um comportamento estável para ambos os métodos, não apresentando variações significativas para as técnicas de variação do fluxo luminoso empregados. As perdas desse estágio são pequenas, possuindo um rendimento médio de 95%. Em potências mais baixas, as perdas acabam tendo mais influência, reduzindo o rendimento para 84%. Para ambos os métodos, os requisitos de fator de potência e taxa de distorção harmônica foram atingidos, em toda faixa de operação.

A diferenças observadas entre os métodos se concentraram no desempenho do inversor ressonante. No método clássico, em que se varia a frequência e o ângulo de fase da corrente do filtro ressonante, foi observado um aumento na corrente do filtro, causada pela maior frequência de operação do inversor. Esse acréscimo de corrente resultou na redução do rendimento desse estágio, acentuado pelas perdas em condução. No método Dim_{vf} , como a corrente é praticamente constante por toda faixa de operação, o rendimento foi melhor durante a variação da potência da lâmpada. Dessa forma, o método proposto se mostrou mais eficiente, principalmente para potências abaixo de 50% da nominal.

Pode-se ressaltar que o fluxo luminoso da LF não foi medido, não possuindo assim medidas de eficiência da lâmpada. A interferência eletromagnética também é outro fator que não foi avaliado, bem como a necessidade de utilização de um filtro EMI.

A fim de se dar continuidade a pesquisa desenvolvida, sugere-se a implementação de um algoritmo que realize as mesmas funções do CI IR21592, de forma digital, no microcontrolador, a fim de se utilizar melhor a capacidade do processador e se reduzir a quantidade de componentes. Também pode-se utilizar um método de controle adaptativo para o controle da tensão de barramento do conversor *SEPIC*, de forma que se obtenha uma maior liberdade na variação do fluxo luminoso da lâmpada.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ABILUX – ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DA INDÚSTRIA DE ILUMINAÇÃO. Disponível em: www.abilux.com.br/portal. Acesso em: 20 mai. 2013.

ABNT NBR 14418. Reatores eletrônicos alimentados em corrente alternada para lâmpadas fluorescentes tubulares – Prescrições de desempenho. Norma Brasileira, segunda edição, jan. 2011.

ABNT NBR ISO/CIE 8995-1:2013. Iluminância de interiores, 2013.

ABNT NBR IEC 60901:1997. Lâmpadas fluorescentes de base única-Prescrições de desempenho, 1997.

ABNT NBR 14417:2011. Reatores eletrônicos alimentados em corrente alternada para lâmpadas fluorescentes tubulares — Requisitos gerais e de segurança, 2011.

AMERICAN NATIONAL STANDARD LIGHTING GROUP. ANSI C82.11, 2002.

ALMEIDA, P. S. Conversor integrado SEPIC Buck-Boost aplicado ao acionamento de leds de potencia em iluminação pública. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) Universidade Federal de Juiz de Fora, 2012.

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.

ANELL – Agência Nacional de Energia Elétrica. Resolução ANEEL n. 090, de 27 de março de 2001.

BEDIN, J. Reatores Eletrônicos Dimerizáveis para lâmpadas Fluorescentes, *IEEE Industry Applications Society. IAS 2005*, v. 1, p. 322-328.

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.

BOYLESTAD, R. *Introdução à Análise de Circuitos*. Prentice Hall-BR, 2011.

BUSO, S. *Digital Control in Power Electronics*, 2010.

CERVI, M; SEIDEL, A. R.; BISOGNO, F. E.; DO PRADOR, R. N. Fluorescent lamp model based on the equivalent resistance variation. *Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting*, v.1, out. 2002., p.680-684.

COSBY, M. C.; NELMS, R. M. A resonant inverter for electronic ballast applications. In: *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 41, Issue: 4, p. 418425, 1994.

COSETIN, M. R. Circuitos de acionamento para iluminação semicondutora empregando topologias integradas com capacitores de longa vida útil. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2013.

DALLA COSTA, M. A.; ALONSO, J. M.; ORDIZ, C. Integrated Buck-Flyback converter as a high-power-factor off-line power supply. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 55, n. 3, 2008. p. 1090-1100.

DANDENS, A., BLUMBERGA D., BARISS, U. Smart meters as enablers for feedback information induced energy efficiency and demand response: Case analysis in Latvia. In 2015 IEEE 5th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG), 2015, pp. 69-73.

DIAS, A. Projeto Iterativo - Normas e Regulamentações, 2009.

DEWAN, S. B. Optimum input and output filters for a single-phase rectifier powers supplt. *IEEE Trans. Ind. Appl.* IA-17, 1991, pp. 282-288.

FRAYTAG, J. Sistema eletrônico para lâmpadas fluorescentes de indução baseado na topologia sepic half-bridge bi-integrada com controle de intensidade luminosa por modulação de baixa frequência. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria, 2015.

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.

GEETHALAKSHMI, B. Design of a closed loop control scheme for a DC-DC SEPIC converter using Loop shaping method. *International Conference on Circuit, Power and Computing Technologies*. 2015, pp. 274-281.

GROENESTEIJN, J; ALBERINGH, D. Single-chip mass flow controller with integrated coriolis flow sensor and propotional control valve, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v.9, n. 1, pp. 519-525, 2016.

GVÉN, T., T5: economia de energia com novos materiais e projetos de luminárias, *Eletricidade Moderna Magazine*, Set. 1998.

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 1995*, v. 1, pp. 335-340, Record.

HUANG, A. Q.; XU, X. A novel closed loop interleaving strategy of multiphase critical mode boost *PFC* conerters. in *Processedings IEEE Power Electronics Conference and Exposition*, 2008, pp. 1033-1038.

HUI, R. S. Y.; LEE, L M. Universal electronic ballast. Patente. US 6414449, 2 Jul. 2002.

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.

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, 2004.

IEC – International Standard IEC 61000-3-2, Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 3: Limits – Section 2: Limits for harmonic current emissions (equipment input current 16A per phase). 2009.

IRF – INTERNATIONAL RECTIFIER. IR21592, datasheet No. PD601194_A. Disponível em: <http://www.infineon.com/dgdl/ir21592.pdf?fileId=5546d462533600a4015355c8f82616bb>, Acesso em: 03/07/2014.

JUNLING C., YAOHUA, L. Generalized Fuzzy Proportional Integral Control for Harmonic Current Compensation in Hybrid Active Power Filters. 2010 Second WRI Global Congress on Intelligent Systems, 2010, pp. 217-220.

KANIESKI, J. M. Modelagem e Controle LQR aplicado a um condicionador de energia. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Tecnológica do Paraná, 2010.

KAISER, W. Conversor eletrônico de elevada eficiência para alimentação de lâmpadas fluorescentes tubulares - uma metodologia de projeto. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Escola Politécnica da USP, 1988.

KANG, B.; KIM, C.; BAEK, J. A high power density and power factor cascade buck-boost *PFC* under expanded high line voltage. Transportation Electrification Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific), 2016, pp. 596-601.

KAVITHA A.; MAHESWARI, E. Bifurcation analysis in continuous input output buck boost *PFC* converter. Energy Information and Commuication (ICCPEIC), 2015, pp. 490-498.

KAZIMIERCZUK, M. K.; SZARANIEC, W. Electronic ballast for fluorescent lamps. In: Power Electronics, IEEE Transactions on, v. 8, Issue: 4, p. 386-395, 1993.

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.

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.

LOPES, J. P. Análise e projeto do reator eletrônico auto-oscilante para reconhecimento de lâmpadas fluorescentes. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2014.

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.

MANLING, Q. YIFEI, C. Frequency Reformation of Ground Source Heat Pump System Based on Proportional Control with Grey Prediction. *IEEE Industry Applications Conference Annual Meeting*, v.2. p.473-480, 2012.

MANUSPIYA, S. The self-oscilating power electronic stability analysis and design. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - The Pennsylvania State University, 2005.

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, 2007.

MARCHESAN, T. B., DALLA COSTA, PERDIGÃO, M., M. A., ALONSO, M., PRADO, R. N. Two Flyback-Based Integrated Converters for the Implementation of LFSW Electronic Ballasts. *IEEE Industry Applications Conference Annual Meeting*, v.1. p.463-470, 2007.

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.

McLOONE, S.; MALOCO, J. A Cost-effective Hardware-based Laboratory Solution for Demonstrating PID Control. *UKACC 11th International Conference on Control*, 2015.

MOLLOV, S. V.; FORSYTH, A. J.; NUTTALL, D. R. Performance/Cost Comparison between Single-Stage and Conventional High Power Factor Correction Rectifiers. *Power Electronics and Drives Systems*, 2005, vol. 2, pp. 876-881.

MOO, C. S.; CHENG, H.N.; CHEN, H. N. Modeling of fluorescent lamps for dimmable electronic ballasts. In: *IEEE Industry Applications Society. IAS 1996*, p. 2231-2236, Record.

MOO, C. S.; CHUANG, Y.C.; HUANG, Y. H.; CHEN, H. N. Designing dimable electronic ballast with frequency control. In *IEEE Applied Power Electronics Conf.* vol. 2, mar. 1999. pp. 728-733.

NERONE, L.; WANG, H.; STANKOVIC A. V. A Novel Discrete Dimming Ballast for Linear Fluorescent Lamps. *IEEE Transactions on Power Electronics.* vol 24, jun. 2009. pp. 815-820.

O'DWYER A. Handbook of PI and PID controller tuning rules (Imperial College Press), 3 ed., 2009.

OGATA, K. Engenharia de controle moderno (Pearson-Prentice Hall), 2003.

ON SEMICONDUTOR. Power Factor Correction (*PFC*) Handbook. 2014.

OSRAM. Saving Mercury with compact fluorescent lamps. Disponível em: <http://www.osram.com/osram.com/sustainability/sustainable-products/sustainabilitycriteria/key-performance-indicators/mercury/facts-about-mercury/index.jsp>. Acesso em: 20 dez. 2016.

PADILHA, F. J. Topologias de conversores CC-CC não isolados com saídas simétricas para sistemas fotovoltaicos. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Instituto Alberto Luiz Coimbra de Pós-Graduação e Pesquisa em Engenharia, 2011, Rio de Janeiro, RJ.

PAPPIS, D., MARCHESAN, T. B., PINTO, R. A., COSTA, R. E., CAMPOS, A., PRADO, R. N. Double-flyback half-bridge electronic ballast to supply HPS lamps. IEEE Industry Society Application Annual Meeting, 2005.

PERDIGÃO, M. S.; SEIDEL, Á. R.; MARQUES H. V.; ALONSO, J. M.; SARAIVA E. S. Safe Electrode Operation in universal Electronic Ballasts. Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência - COBEP, 2011, no. 1, pp. 607–614.

PERDIGÃO, M. S. Research and Development on New Control Techniques for Electronic Ballasts based on Magnetic Regulators. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) Universidade de Coimbra e Universidade de Oviedo, 2011.

PHILIPS. T8 Advanteges Fluorescent Lamps. Datasheet, 2013.

PHILIPS. Philips master TL5 lamps. Disponível em: www.lighting.philips.com.br. Acesso em 12 set. 2015.

POMÍLIO, J. A. Pré-reguladores de fator de potência. 2007.

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.

POLONSKI, M.; SEIDEL, Á. R. Reatores eletrônicos para iluminação fluorescente. Ijuí: Unijuí, 2008.

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.

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.

POLONSKII, M.; SCHULZ, V. H.; SEIDEL, Á. R.; ALONSO, J. M.; BISOGNO, F. E. Voltage-frequency control dimming method for T5 fluorescent lamps. Power Electronics Conference (COBEP), oct. 2013, pp. 1189-1194.

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.

RAISER F. Dim the lights: problems with lamp current control using a PWM signal. IEEE Indus. Applicat. Magaz., vol. 8, Nov. 2002. pp. 54-59.

RASHID M. H. Power Electronics Handbook: Devices, Circuits and Applications. Second Edition, Capítulo 22, pp. 565-591. 2010.

RIBARICH, J. J.; RIBARICH T. J.; ADAMS J. A new control IC for dimmable high-frequency electronic ballasts. Applied Power Electronics Conference and Exposition. Aug. 1999. pp 713-719.

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.

SEIDEL, Á. 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.

SEIDEL, Á. R.; BISOGNO, F. E.; PRADO, R. N. A design methodology for a selfoscillating electronic ballast. Industry Applications, IEEE Transactions on, v. 43, Issue: 6, p. 1524-1533, 2007.

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.

SEIDEL, Á. 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.

DA SILVA, M. F. Desenvolvimento de uma família de reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes sem eletrodos empregando a técnica de integração de conversores. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria, 2012.

DOS SANTOS, A. S. Reator eletrônico multifrequência para lâmpada fluorescente T5 com pré-aquecimento por tensão. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul, 2004.

SCHULZ, V. H. Reator eletrônico com variação de intensidade luminosa para lâmpadas fluo-

rescentes T5. Monografia (Graduação em Engenharia Elétrica) - Universidade de Passo Fundo, 2012.

SHRIFIPOUR, B.; HUANG J. S.; LIAO, P., HUBER, L. Manufacturing and cost analysis, of power-factor-correction circuits. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1998. APEC '98. 1998, pp. 490-494.

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.

SLOTINE, J-J E.; LI, W. Applied nonlinear control. Prentice Hall Englewood Cliffs, New Jersey, 1991.

SYLVANIA, Pentron T5 HO Supersaver ecologic. Datasheet, 2013.

TAO, F. Advanced High-Frequency Electronic Ballasting Techniques for Gas Discharge Lamps. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica), Virginia Polytechnic Institute and State University, 2001.

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

VASQUEZ, M.; KATEBI, R. Comparison of PID methods for Networked Control Systems, UKACC 11th International Conference on Control, 2012.

VORPERIAN, V. BEN-YAAKOV. Modeling the switch of PWM converters. IEEE Trans. Aerosp. Electron. 1992, pp. 921-925.

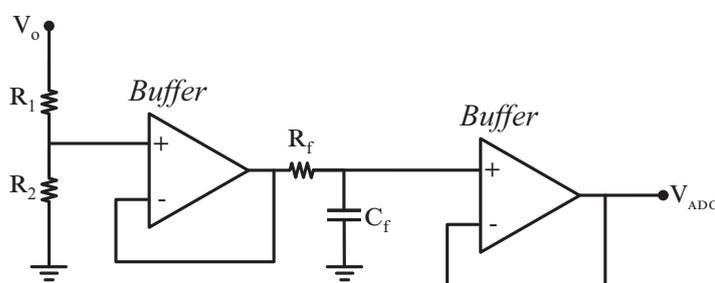
WAKABAYASHI, F. T.; FERREIRA, C. S.; BRITO, M.A.G.; CANESIN, C. A. Model for electrode's filaments of hot cathode fluorescent lamps, during preheating with constant rms current. In: Power Electronics, IEEE Transactions on, v. 22, Issue: 3, p. 719-726, 2007.

WANG, J.; DUNFORD, W. G.; MAUCH, K. A comparison between two proposed boost topologies and conventional topologies for power factor correction. Industry Applications Conference, 1996. Thirty-First IAS Annual Meeting, 1996, vol. 2, pp. 876-881.

APÊNDICE A - CIRCUITO DE CONDICIONAMENTO DE SINAL

Nesse apêndice é apresentado o projeto e calibração do circuito utilizado como sensor de tensão, também chamado de circuito de condicionamento de sinal. A função desse circuito é fazer a leitura do nível da tensão de saída do conversor *SEPIC* e adequar esse valor a um nível que possa ser lido pelo conversor analógico-digital (ADC) do microcontrolador. Para isso, é utilizado um divisor resistivo, um *buffer* para isolação do sinal, e um filtro RC passa baixa, de acordo com a Figura 104.

Figura 104 – Esquemático do circuito sensor de tensão.



O divisor resistivo é projetado para um V_o máximo de 400 V, considerando a tensão limite da entrada do conversor analógico-digital do microcontrolador 3,3 V. A partir da escolha de uma frequência de corte (F_{cf}), pode-se dimensionar o capacitor e o resistor do filtro RC passa baixa, de acordo com a equação (7.1).

$$F_{cf} = \frac{1}{2\pi R_f C_f} \quad (7.1)$$

A Tabela 16 mostra os valores dos componentes utilizados, considerando uma frequência de corte de 1,4 kHz.

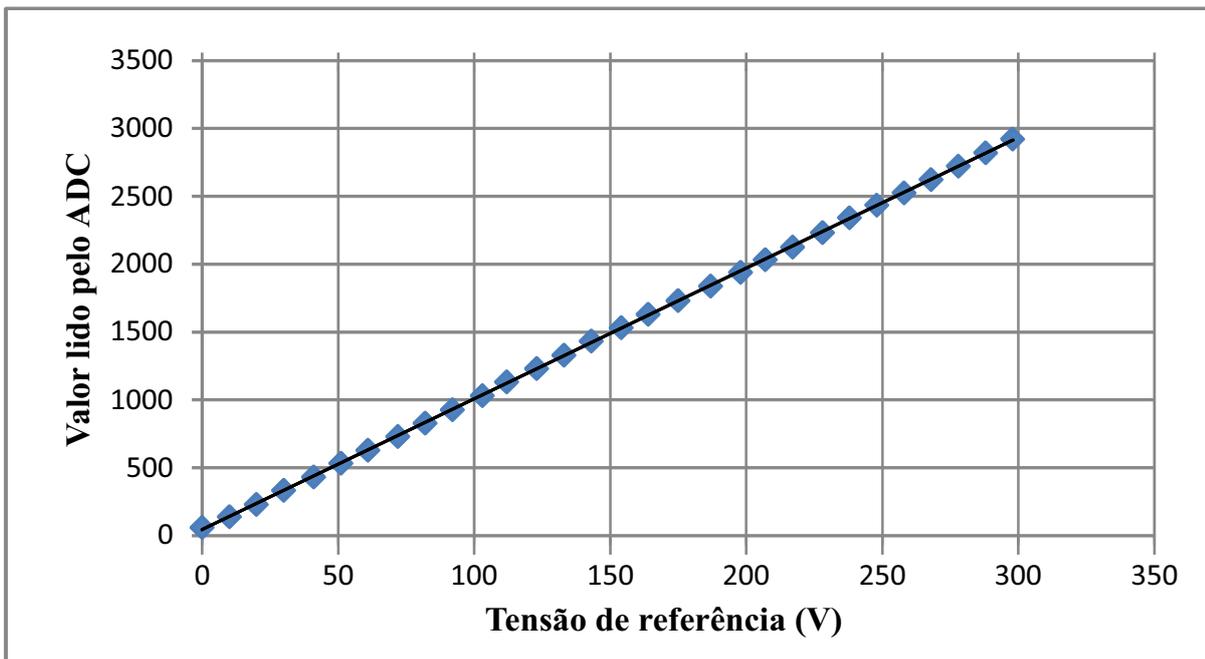
Com o circuito de condicionamento de sinal finalizado é necessário se realizar uma calibração do sensor em conjunto com o microcontrolador, a fim de se testar a proporcionalidade do valor da tensão de saída do conversor em relação ao valor digital lido pelo conversor AD. Como o microcontrolador utilizado é de 12 *bits*, o valor de tensão de entrada (0 a 3,3 V) pode ser convertido digitalmente para 4096 pontos diferentes. Com isso, é realizado um teste onde se varia a tensão de entrada do sensor de 0 a 300 V, fazendo a leitura do valor real através de um osciloscópio, e o valor digital fornecido pelo microcontrolador, a cada 10 Volts. A partir dos

Tabela 16 – Componentes projetados para o sensor de tensão.

Simbologia	Componente	Modelo	Valor
R_1	Resistor	1/4 W	10 M Ω
R_2	Resistor	1/4 W	82 k Ω
R_f	Resistor	1/4 W	1 M Ω
<i>Buffer</i>	CI	LM358	15 V_{cc}
C_f	Capacitor	Cerâmico	10 nF - 25 V

valores coletados, pode-se montar o gráfico da Figura 105.

Figura 105 – Relação entre a tensão inserida na entrada do sensor e o valor digital lido pelo ADC.



Aplicando o método dos mínimos quadrados nos pontos da Figura 105, pode-se obter a reta de calibração do conjunto "Sensor + ADC" onde se tem a relação da tensão V_o com o valor lido pelo microcontrolador (D_{ADC}). A equação obtida é expressa por (7.2).

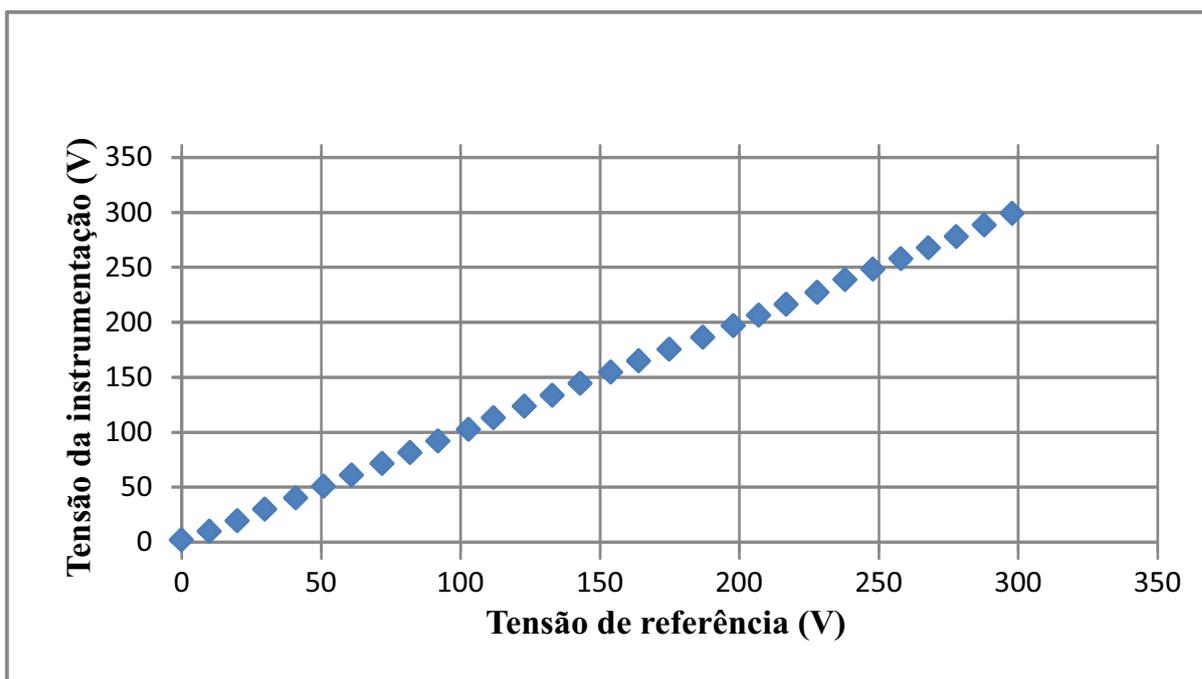
$$D_{ADC} = 9,6295V_o + 42,653 \quad (7.2)$$

Com isso, pode-se dizer que o valor digital lido pelo microcontrolador possui um ganho de 0,1038 em relação a tensão de saída V_o , com um *offset* de -4.4294. Utilizando os valores digitais coletados, pode-se converter o sinal digital para o valor de tensão real da instrumentação (V_{ADC}), utilizando a mesma equação de calibração, como mostra (7.3).

$$V_{ADC} = \frac{D_{ADC} - 42,653}{9,6295} \quad (7.3)$$

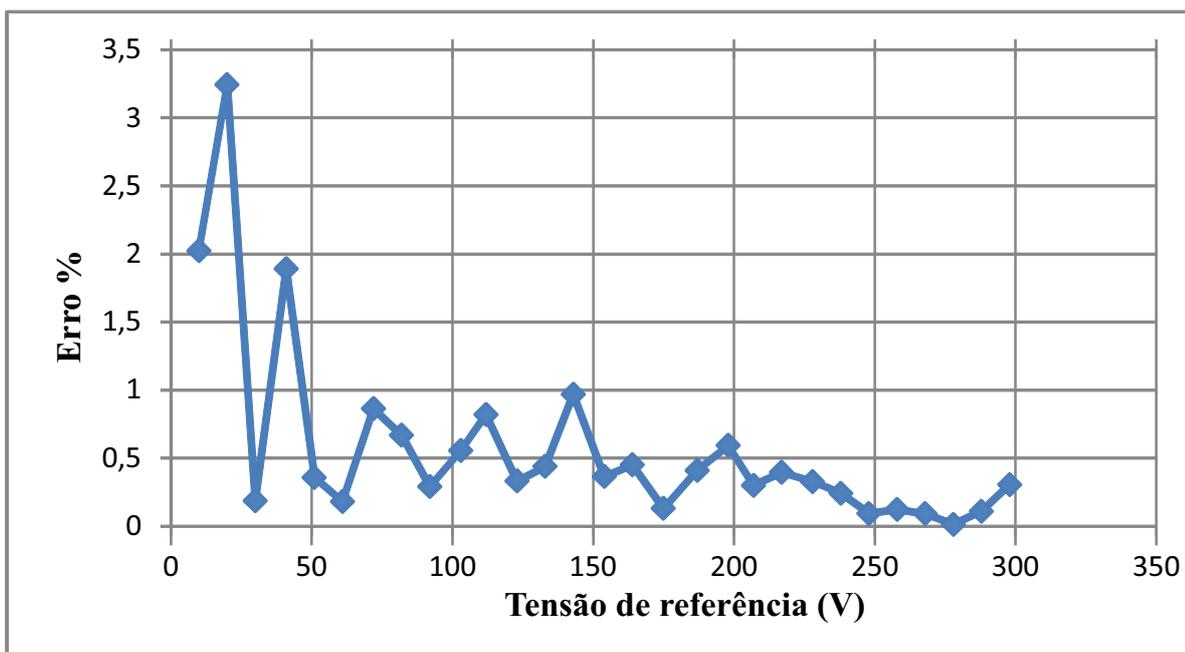
Assim pode-se traçar um novo gráfico, relacionando a tensão medida na entrada do sensor com a tensão medida pelo microcontrolador, já calibrado, na saída do sensor, como mostra a Figura 106.

Figura 106 – Relação entre a tensão medida na entrada do sensor pelo osciloscópio e o valor de tensão na saída do sensor lido pelo microcontrolador.



Pode-se observar a boa relação entre as medidas, tendo um comportamento praticamente linear. O erro de cada medida é mostrado na Figura 107. Pode-se observar o erro de medida é maior para as baixas tensões, possuindo um valor máximo de 3,2%. O erro médio calculado foi de 0,36%.

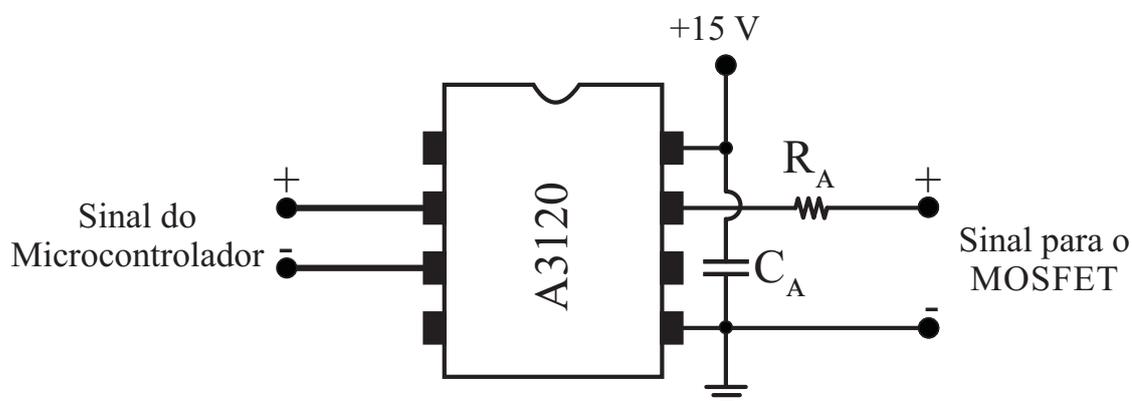
Figura 107 – Percentual do erro de tensão medido pelo microcontrolador em relação a tensão medida na entrada do sensor de tensão.



APÊNDICE B - Driver

Ao todo, são utilizados dois circuitos de comando no trabalho: um para o conversor *SEPIC* e outro para o conversor *Flyback*. Como o sinal de acionamento dos interruptores dos dois conversores vem do microcontrolador, esse circuito se faz necessário, de forma que receba o sinal de baixa tensão, e eleve até um valor propício ao acionamento dos MOSFET. Para ambos foi utilizado o CI A3120. O esquemático do circuito utilizado é mostrado na Figura 108.

Figura 108 – Esquemático do circuito utilizado como *driver* nos conversores.

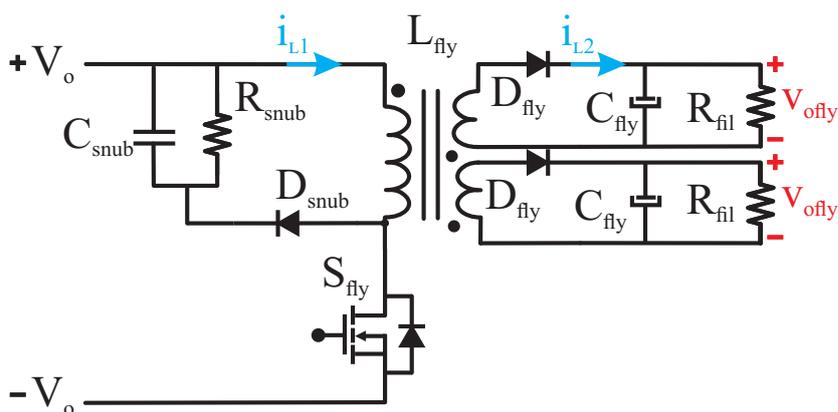


É utilizado um resistor de saída (R_A), de 10Ω , para se minimizar as perdas por comutação do MOSFET. Também é necessário o uso de um capacitor *bypass* (C_A), colocado entre a alimentação e o terra, de $1 \mu\text{F}$.

APÊNDICE C - PROJETO CONVERSOR *Flyback*

Este apêndice trata do dimensionamento dos componentes do conversor *Flyback*. O esquemático com a representação de cada um dos elementos que serão projetados é mostrado na Figura 109.

Figura 109 – Topologia *Flyback*.



O conversor será projetado para o modo descontínuo de comutação. Como se trata de um conversor com a tensão de entrada e saída variável, o projeto será realizado para o pior caso, ou seja, no ponto de maior potência. Alguns componentes, como o interruptor e o circuito *snubber*, serão projetados para o caso onde se tem a maior tensão de entrada. As condições iniciais de projeto são mostradas na Tabela 12.

A metodologia de dimensionamento dos componentes é vastamente divulgada na literatura, e pode ser vista em detalhes em (ERICKSON et al, 1990) e em (KAMATH, 2016).

Como resultado, os componentes dimensionados são mostrados na Tabela 18.

Os aspectos construtivos do indutor acoplado do conversor é detalhado na Tabela 19.

O conversor foi projetado para operar em *DCM* em todos os pontos de operação. O sinal PWM foi gerado no microcontrolador, onde foi setada uma razão cíclica para cada um dos pontos, de acordo com a necessidade de aquecimento dos filamentos durante a variação da potência da lâmpada. A relação entre a razão cíclica do conversor com a tensão e corrente de saída é vista na Tabela 13.

Com o objetivo de se verificar o comportamento do conversor durante a variação da potência da lâmpada, foram medidas as correntes de entrada e saída em conjunto com a tensão de barramento e a tensão de saída do conversor *Flyback*. Os resultados para os pontos de

Tabela 17 – Dados de projeto do conversor *Flyback*.

Parâmetro	Simbologia	Valor
Tensão de entrada mínima	$V_{in_{min_{fly}}}$	40 V
Tensão de entrada máxima	$V_{in_{max_{fly}}}$	300 V
Corrente máxima de saída	$I_{o_{fil}}$	170 mA
Razão Cíclica máxima	$D_{max_{fly}}$	0,4
Frequência de comutação	$f_{s_{fly}}$	50 kHz
Rendimento estimado	η_{fly}	0,70
Tensão de saída máxima	$V_{o_{mx_{fly}}}$	6,5 V
Tensão de saída mínima	$V_{o_{min_{fly}}}$	4,5 V
Ondulação da tensão de saída	$\Delta V_{o_{fly}}$	0,2
Potência Máxima	P_{fly}	3,5 W
Resistência do Filamento	R_{fil}	35 Ω

operação extremos e um intermediário são mostrados nas Figuras 110, 111 e 112. As formas de onda obtidas ficaram dentro do esperado, mostrando o nível de ondulação projetado e o modo *DCM* durante toda a faixa de operação.

Tabela 18 – Componentes projetados para o conversor *Flyback*.

Simbologia	Componente	Modelo	Valor
C_{snub}	Capacitor	Filme metalizado	1 nF - 1600 V
C_{fly}	Capacitor	Eletrolítico	100 uF - 25 V
S_{fly}	MOSFET	IRFBE30	4,1A - 800V
D_{snub}, D_{fly}	Diodo	UF4007	1A - 700V
R_{snub}	Resistor	1/4 W	22k Ω

Tabela 19 – Parâmetros dos elementos magnéticos do conversor *Flyback*.

Indutor	Núcleo	Nº espiras	Bitola do fio	Entreferro	Número de Condutores
LP_{fly}	E-25/10/7	26	AWG 27	0,14 mm	1
LS_{fly}	E-25/10/7	7	AWG 25	0,14 mm	1

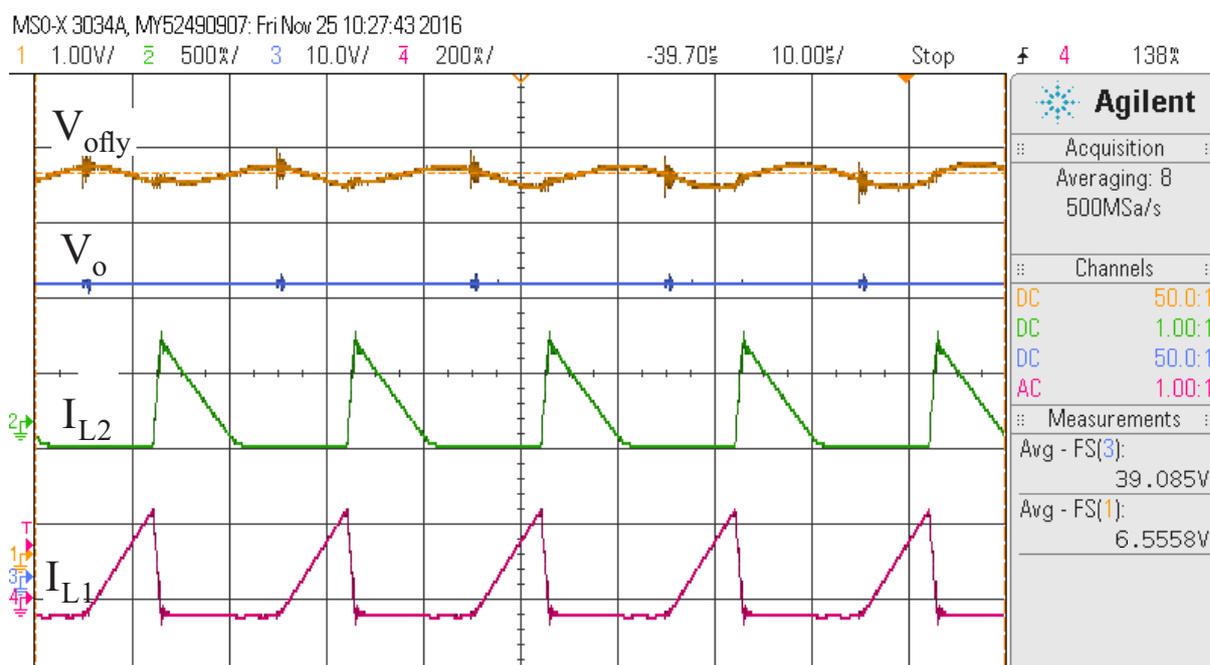
Figura 110 – Tensão de saída (Canal 1 - 1 V/div.), corrente do enrolamento primário (Canal 2 - 500 mA/div.), tensão de barramento (Canal 3 - 10 V/div.) e corrente do enrolamento secundário (Canal 4 - 200 mA/div.) do conversor *Flyback* para o ponto de operação de menor potência. Escala Horizontal (10 μ s/div).

Figura 111 – Tensão de saída (Canal 1 - 1 V/div.), corrente do enrolamento primário (Canal 2 - 500 mA/div.), tensão de barramento (Canal 3 - 50 V/div.) e corrente do enrolamento secundário (Canal 4 - 200 mA/div.) do conversor *Flyback* para o ponto de operação de potência intermediária. Escala Horizontal (10 μ s/div).

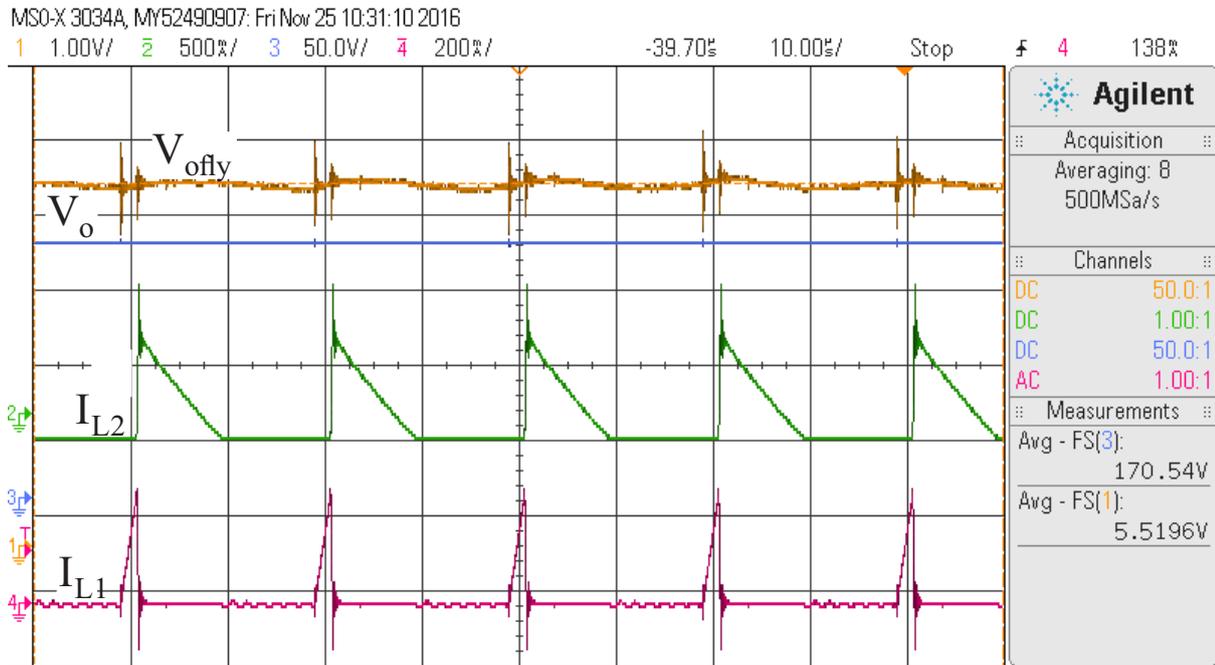
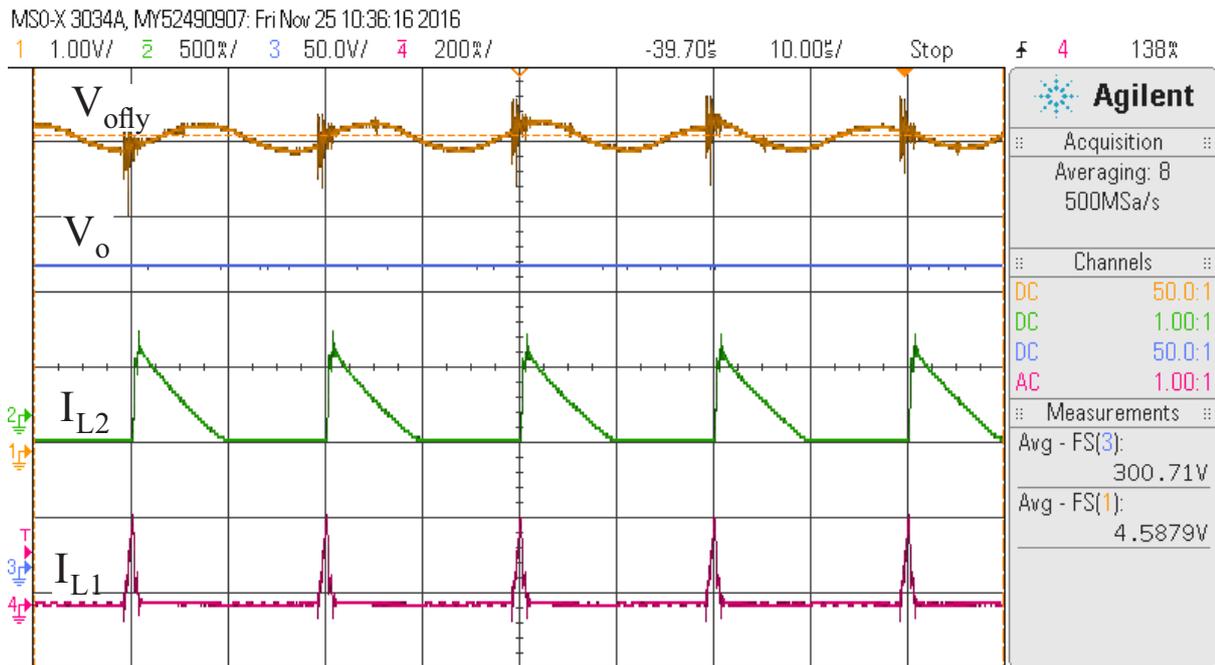


Figura 112 – Tensão de saída (Canal 1 - 1 V/div.), corrente do enrolamento primário (Canal 2 - 500 mA/div.), tensão de barramento (Canal 3 - 50 V/div.) e corrente do enrolamento secundário (Canal 4 - 200 mA/div.) do conversor *Flyback* para o ponto de operação de maior potência. Escala Horizontal (10 μ s/div).



APÊNDICE D - CÓDIGO FONTE DO MICROCONTROLADOR

Na implementação do controle digital foi utilizado o kit *Tiva C Series TM4C1294 Connected LaunchPad*, para a leitura dos sinais ADC, processamento da malha de controle do conversor *SEPIC*, e geração dos sinais PWM do conversor *SEPIC* e *Flyback*. Nesse Apêndice é exibido o código utilizado no experimento.

```

1
2 //  SEPIC PFC DCM, 40 a 300 V - Flyback 4.5 a 6.5 V
3
4 //  TIVA C Conected Launchpad - TM4C1294XL
5
6 #include <stdint.h>
7 #include <stdbool.h>
8 #include <math.h>
9 #include "inc/hw_memmap.h"
10 #include "inc/hw_types.h"
11 #include "driverlib/sysctl.h"
12 #include "driverlib/fpu.h"
13 #include "driverlib/gpio.h"
14 #include "driverlib/debug.h"
15 #include "driverlib/pwm.h"
16 #include "driverlib/pin_map.h"
17 #include "inc/hw_gpio.h"
18 #include "driverlib/timer.h"
19 #include "driverlib/adc.h"
20 #include "driverlib/interrupt.h"
21 #include "inc/tm4c1294ncpdt.h"
22 #include "driverlib/rom.h"
23
24 #define  PWM_PFC_FREQUENCY          50000  //frequencia de chaveamento em Hertz
25
26 //loop de controle da tensao de saida
27
28 #define  ADC_VBUS_SAMPLE_FREQ  2500          // frequencia de amostragem
29 uint32_t  ADC_values[2];
30 float     ref =                          0;          // tensao de referencia
31 float     PFC_DUTY_CYCLE_MIN =          0;          // razao-ciclica minima
32 float     PFC_DUTY_CYCLE_MAX =          0;          // razao-ciclica maxima

```

```

33 float      PFC_DUTY_CYCLE_NOM =      0;           // razao-ciclica nominal
34 float      FLY_DUTY_CYCLE_NOM =      0;           // razao-ciclica nominal do
    Flyback
35 float      beta1 =                   0;           // Coeficiente 1 do controlador PI
36 float      beta2 =                   0;           // Coeficiente 2 do controlador PI
37 float      contador =                 0;           // Controle da atuacao da lei de
    controle
38 float      start =                   0;           // Inicio do controle
39 float      overshoot_max =            0;           // Protecao contra sobretensao
40 float      ADC_VBUS_GAIN =            0.1038;     // Ganho do sensor de tensao
41 float      ADC_VBUS_OFFSET=          -4.4294;     // Offset do sensor de tensao
42
43 unsigned int  ADC_VBUS_VALUE          = 0;         // Tensao de saida do ADC
44 unsigned int  OP                      = 0;         // Definicao do ponto de operacao
45 float        erro                     = 0;         // Erro
46 float        ADC_VBUS_REAL            = 0;         // Valor real de tensao de saida
47 float        erro_ant                 = 0;         // Erro anterior
48 float        Vu                       = 0;         // Acao de controle do conversor
49 float        Vu_ant                   = 0;         // Acao de controle do conversor
50
51 unsigned long PWM_PFC_DUTY_CYCLE      = 0;
52 unsigned long PWM_PFC_DUTY_CYCLE_NOM = 0;
53 unsigned long PWM_PFC_PERIOD          = 2399;
54 unsigned long PWM_FLY_PERIOD          = 2399;
55 unsigned long PWM_FLY_DUTY_CYCLE      = 0;
56
57 void main (void) {
58
59
60 //Definicao das variaveis
61
62 volatile uint32_t PWM_PFC_PERIOD = 0; // Periodo
63 unsigned long SYS_CLOCK          = 0;
64
65 volatile uint32_t PWM_PFC_DUTY_CYCLE = 0; // Razao-ciclica do SEPIC
66 volatile uint32_t PWM_FLY_DUTY_CYCLE = 0; // Razao-ciclica do Flyback
67 volatile uint32_t ui32Pwmclock;
68
69 FPUEnable();

```

```
70  FPULazyStackingEnable();
71
72  // Definicao do clock em 120 MHz
73  SYS_CLOCK = SysCtlClockFreqSet((SYSCTL_XTAL_25MHZ|SYSCTL_OSC_MAIN|SYSCTL_USE_PLL|
74  SYSCTL_CFG_VCO_480),120000000);
75
76  // Calculo do periodo (O periodo dos dois conversores e o mesmo)
77  PWM_PFC_PERIOD = (SYS_CLOCK/PWM_PFC_FREQUENCY)-1;
78
79  // Calculo da razao-ciclica do SEPIC
80  PWM_PFC_DUTY_CYCLE = PWM_PFC_PERIOD * PFC_DUTY_CYCLE_NOM;
81
82  // Calculo da razao-ciclica do Flyback
83  PWM_FLY_DUTY_CYCLE = PWM_FLY_PERIOD * FLY_DUTY_CYCLE_NOM;
84
85  //Configuracao do GPIO - PWM
86
87  // PWM0 na porta PORTF pino 1 e 2 - PF1 e PF2
88  // Ativacao da porta F
89  SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_GPIOF);
90
91  // Ativacao do PWM
92  SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_PWM0);
93  SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_PWM1);
94
95  // Clock do PWM
96  PWMClockSet(PWM0_BASE, PWM_SYSCLK_DIV_1); // 120 MHz
97
98  // Configuracao dos pinos PF1 e PF2 para PWM
99  GPIOPinConfigure(GPIO_PF1_MOPWM1);
100 GPIOPinConfigure(GPIO_PF2_MOPWM2);
101
102 GPIOPinTypePWM(GPIO_PORTF_BASE, GPIO_PIN_1);
103 GPIOPinTypePWM(GPIO_PORTF_BASE, GPIO_PIN_2);
104
105 // Configuracao do gerador PWM
106 PWMGenConfigure(PWM0_BASE, PWM_GEN_0, PWM_GEN_MODE_DOWN|PWM_GEN_MODE_DBG_RUN);
107 PWMGenConfigure(PWM0_BASE, PWM_GEN_1, PWM_GEN_MODE_DOWN|PWM_GEN_MODE_DBG_RUN);
108
```

```
109 // Definicao do periodo do PWM
110 PWMGenPeriodSet(PWMO_BASE, PWM_GEN_0, PWM_PFC_PERIOD);
111
112 // Definicao do PWM de cada pino
113 PWMpulseWidthSet(PWMO_BASE, PWM_OUT_1, PWM_PFC_DUTY_CYCLE);
114 PWMpulseWidthSet(PWMO_BASE, PWM_OUT_2, PWM_FLY_DUTY_CYCLE);
115
116 PWMOutputState(PWMO_BASE, PWM_OUT_1_BIT, true);
117 PWMOutputState(PWMO_BASE, PWM_OUT_2_BIT, true);
118
119 // Habilitacao do contador PWM
120 PWMGenEnable(PWMO_BASE, PWM_GEN_0);
121 PWMGenEnable(PWMO_BASE, PWM_GEN_1);
122
123 //Configuracao do ADC GPIO
124
125 // Habitacao do ADC0 e GPIO porta E
126 SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_ADC0);
127 SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_GPIOE);
128 ADCHardwareOversampleConfigure(ADC0_BASE, 16);
129
130 // Configuracao dos pinos PE0 e PE3 para entrada analogica
131 GPIOPinTypeADC(GPIO_PORTE_BASE, GPIO_PIN_0 | GPIO_PIN_3);
132
133 // Configuracao da sequencia de leitura do ADC
134 ADCSequenceConfigure(ADC0_BASE, 1, ADC_TRIGGER_PROCESSOR, 0);
135
136 ADCSequenceStepConfigure(ADC0_BASE, 1, 0, ADC_CTL_CH3);
137 ADCSequenceStepConfigure(ADC0_BASE, 1, 1, ADC_CTL_CH0 | ADC_CTL_IE | ADC_CTL_END);
138
139 // Habilitacao da sequencia
140 ADCSequenceEnable(ADC0_BASE, 1);
141
142 ADCIntClear(ADC0_BASE, 1);
143
144 //Configuracao do timer e interrupcoes
145
146 // Habilitacao do timer
147 SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_GPION);
```

```
148
149 //Configuracao do timer
150 //Habilitacao do timer 0
151 SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_TIMER0);
152
153 // Configuracao dos pinos
154 GPIOPinTypeGPIOOutput(GPIO_PORTN_BASE, GPIO_PIN_0|GPIO_PIN_1|GPIO_PIN_2);
155 TimerConfigure(TIMER0_BASE, TIMER_CFG_PERIODIC);
156
157 // Configuracao do timer 0
158 TimerLoadSet(TIMER0_BASE, TIMER_A, 120000-1);
159
160 // Habilitacao da interrupcao especifica do vetor associado ao Timer0A
161 IntEnable(INT_TIMER0A);
162
163 // Habilitacao das fontes individuais do timer
164 TimerIntEnable(TIMER0_BASE, TIMER_TIMA_TIMEOUT);
165 IntMasterEnable();
166
167 // Definicao do trigger da conversao ADC
168 TimerControlTrigger(TIMER0_BASE, TIMER_A, 1);
169
170 // Habilitacao do timer A
171 TimerEnable(TIMER0_BASE, TIMER_A);
172
173 //Loop Infinito
174 while(1)
175 {
176 }
177
178 }
179
180 // Loop de controle da tensao de saida
181
182 void Timer0IntHandler (void)
183 {
184
185 TimerIntClear(TIMER0_BASE, TIMER_TIMA_TIMEOUT);
186
```

```
187
188 //Conversao ADC
189
190 // inicio da conversao
191 ADCProcessorTrigger (ADC0_BASE, 1);
192
193 // Epera o fim da conversao
194 while (!ADCIntStatus(ADC0_BASE,1,false))
195 {
196 }
197
198 // Limpa o valor do bit a cada loop completo
199 ADCIntClear(ADC0_BASE, 1);
200
201 //Copia da memoria para o buffer a sequencia
202 ADCSequenceDataGet(ADC0_BASE, 1, ADC_values);
203 OP          = ADC_values[0];
204 ADC_VBUS_VALUE = ADC_values[1];
205
206 //Escolha do Ponto de Operacao
207 //Valores definidos para cada PO
208
209 //Ponto de çãoperao 40 V
210
211 if ( OP <= 360)
212 {
213     ref          = 40;
214     PFC_DUTY_CYCLE_MIN    = 0.08; //protecao wind-up minimo
215     PFC_DUTY_CYCLE_MAX    = 0.13; //protecao wind-up maximo
216     PFC_DUTY_CYCLE_NOM    = 0.104;
217     beta1          = 0.62 ;
218     beta2          = -0.0.6179;
219     start          = 30; // tensao minima para o inicio do controle
220     overshoot_max    = 80; // protecao contra overshoot muito elevado
221     FLY_DUTY_CYCLE_NOM    = 0.42;
222 }
223
224 //Ponto de çãoperao 66 V
225
```

```
226 if (360 < OP && OP <= 720)
227 {
228     ref                = 66;
229     PFC_DUTY_CYCLE_MIN = 0.12;
230     PFC_DUTY_CYCLE_MAX = 0.17;
231     PFC_DUTY_CYCLE_NOM = 0.138;
232     beta1              = 0.8;
233     beta2              = -0.7983;
234     start              = 38;
235     overshoot_max      = 100;
236     FLY_DUTY_CYCLE_NOM = 0.30;
237 }
238
239 //Ponto de çãoperao 92 V
240
241 if (720 < OP && OP <= 1080)
242 {
243     ref                = 92;
244     PFC_DUTY_CYCLE_MIN = 0.13;
245     PFC_DUTY_CYCLE_MAX = 0.19;
246     PFC_DUTY_CYCLE_NOM = 0.163;
247     beta1              = 0.93;
248     beta2              = -0.9154;
249     start              = 64;
250     overshoot_max      = 150;
251     FLY_DUTY_CYCLE_NOM = 0.25;
252 }
253
254
255 //Ponto de çãoperao 118 V
256
257 if (1080 < OP && OP <= 1440)
258 {
259     ref                = 118;
260     PFC_DUTY_CYCLE_MIN = 0.15;
261     PFC_DUTY_CYCLE_MAX = 0.22;
262     PFC_DUTY_CYCLE_NOM = 0.182;
263     beta1              = 1.1;
264     beta2              = -1,0864;
```

```
265     start                = 90;
266     overshoot_max        = 170;
267     FLY_DUTY_CYCLE_NOM   = 0.20;
268 }
269
270 //Ponto de çãoperao 144 V
271
272 if (1440 < OP && OP <= 1800)
273 {
274     ref                    = 144;
275     PFC_DUTY_CYCLE_MIN    = 0.16;
276     PFC_DUTY_CYCLE_MAX    = 0.26;
277     PFC_DUTY_CYCLE_NOM    = 0.204;
278     beta1                  = 1.2 ;
279     beta2                  = -1.1878;
280     start                  = 115;
281     overshoot_max          = 190;
282     FLY_DUTY_CYCLE_NOM    = 0.15;
283 }
284
285 //Ponto de çãoperao 170 V
286
287 if (1800 < OP && OP <= 2160)
288 {
289     ref                    = 170;
290     PFC_DUTY_CYCLE_MIN    = 0.15;
291     PFC_DUTY_CYCLE_MAX    = 0.25;
292     PFC_DUTY_CYCLE_NOM    = 0.222;
293     beta1                  = 1.3;
294     beta2                  = -1.2888;
295     start                  = 140;
296     overshoot_max          = 230;
297     FLY_DUTY_CYCLE_NOM    = 0.13;
298 }
299
300 //Ponto de çãoperao 196 V
301
302 if (2160 < OP && OP <= 2520)
303 {
```

```
304     ref                = 196;
305     PFC_DUTY_CYCLE_MIN  = 0.17;
306     PFC_DUTY_CYCLE_MAX  = 0.27;
307     PFC_DUTY_CYCLE_NOM  = 0.24;
308     beta1               = 1.4;
309     beta2               = -1.3896;
310     start               = 168;
311     overshoot_max       = 250;
312     FLY_DUTY_CYCLE_NOM  = 0.11;
313 }
314
315 //Ponto de çãoperao 222 V
316
317 if (2520 < OP && OP <= 2880)
318 {
319     ref                = 222;
320     PFC_DUTY_CYCLE_MIN  = 0.17;
321     PFC_DUTY_CYCLE_MAX  = 0.29;
322     PFC_DUTY_CYCLE_NOM  = 0.24;
323     beta1               = 1.5;
324     beta2               = 1.4902;
325     start               = 196;
326     overshoot_max       = 270;
327     FLY_DUTY_CYCLE_NOM  = 0.10;
328 }
329
330 //Ponto de çãoperao 248 V
331
332 if (2880 < OP && OP <= 3240)
333 {
334     ref                = 248;
335     PFC_DUTY_CYCLE_MIN  = 0.18;
336     PFC_DUTY_CYCLE_MAX  = 0.30;
337     PFC_DUTY_CYCLE_NOM  = 0.25;
338     beta1               = 1.6;
339     beta2               = -1.5907;
340     start               = 220;
341     overshoot_max       = 290;
342     FLY_DUTY_CYCLE_NOM  = 0.09;
```

```
343 }
344
345 //Ponto de çãoperao 274 V
346
347 if (3240 < OP && OP <= 3600)
348 {
349     ref                = 274;
350     PFC_DUTY_CYCLE_MIN  = 0.20;
351     PFC_DUTY_CYCLE_MAX  = 0.30;
352     PFC_DUTY_CYCLE_NOM  = 0.26;
353     beta1               = 1.7;
354     beta2               = -1.6911;
355     start               = 240;
356     overshoot_max       = 320;
357     FLY_DUTY_CYCLE_NOM  = 0.08;
358 }
359
360 //Ponto de çãoperao 300 V
361
362 if (3640 < OP )
363 {
364     ref                = 300;
365     PFC_DUTY_CYCLE_MIN  = 0.21;
366     PFC_DUTY_CYCLE_MAX  = 0.31;
367     PFC_DUTY_CYCLE_NOM  = 0.27;
368     beta1               = 1.8;
369     beta2               = -1.7914;
370     start               = 260;
371     overshoot_max       = 350;
372     FLY_DUTY_CYCLE_NOM  = 0.07;
373 }
374
375 // Calculo do valor real do ADC
376 ADC_VBUS_REAL = ADC_VBUS_VALUE * ADC_VBUS_GAIN;
377 ADC_VBUS_REAL += ADC_VBUS_OFFSET;
378
379 // Calculo do erro atual
380 erro = ref - ADC_VBUS_REAL;
381
```

```
382 //Atualizacao do razao-ciclica
383
384 if (ADC_VBUS_REAL > start)
385 {
386     contador = 1;
387     PWMPulseWidthSet(PWM0_BASE, PWM_OUT_1, PWM_PFC_DUTY_CYCLE);
388 }
389 else
390 {
391     PWMPulseWidthSet(PWM0_BASE, PWM_OUT_1, PWM_PFC_DUTY_CYCLE_NOM);
392 }
393
394 PWMPulseWidthSet(PWM0_BASE, PWM_OUT_2, PWM_FLY_DUTY_CYCLE);
395
396
397 //Lei de controle
398 if (contador == 1)
399 {
400     Vu = Vu_ant + (beta1*erro) + (beta2*erro_ant);
401     Vu_norm = (Vu/300) + PFC_DUTY_CYCLE_NOM;
402     contador=0;
403 }
404
405 // Protecao Anti-Windup
406 if (Vu_norm > PFC_DUTY_CYCLE_MAX)
407 {
408     Vu_norm = PFC_DUTY_CYCLE_MAX;
409 }
410 else if (Vu_norm < PFC_DUTY_CYCLE_MIN)
411 {
412     Vu_norm = PFC_DUTY_CYCLE_MIN;
413 }
414
415 // Protecao contra overshoot
416 if (ADC_VBUS_REAL > overshoot_max)
417 {
418     PWM_PFC_DUTY_CYCLE = PWM_PFC_PERIOD * PFC_DUTY_CYCLE_MIN;
419     while (1);
420 }
```

```
421 |  
422 | // Calculo da razao-ciclica seguinte  
423 | PWM_PFC_DUTY_CYCLE = PWM_PFC_PERIOD * Vu_norm;  
424 | PWM_FLY_DUTY_CYCLE = PWM_FLY_PERIOD * FLY_DUTY_CYCLE_NOM;  
425 |  
426 | //Atualizacao para o proximo periodo de amostragem  
427 | erro_ant=erro;  
428 | Vu_ant=Vu;  
429 | }
```

APÊNDICE E - PROTÓTIPOS CONSTRUÍDOS

Nesse apêndice são exibidas as figuras referentes aos protótipos testados nesse trabalho. Na Figura 113 é exibida a imagem do conversor *SEPIC*, na Figura 114 o inversor ressonante e na Figura 115 o conversor *Flyback* utilizado no aquecimento dos filamentos.

Figura 113 – Conversor *SEPIC*.

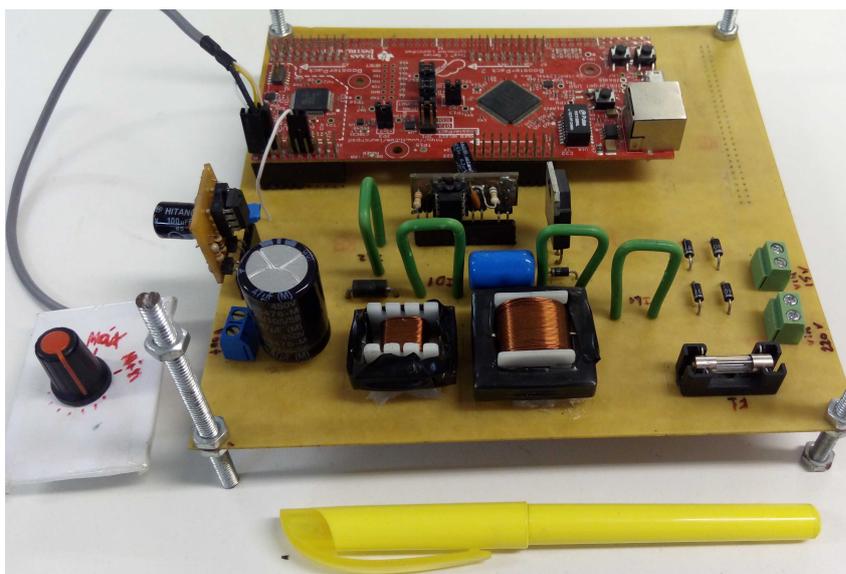


Figura 114 – Inversor Ressonante.

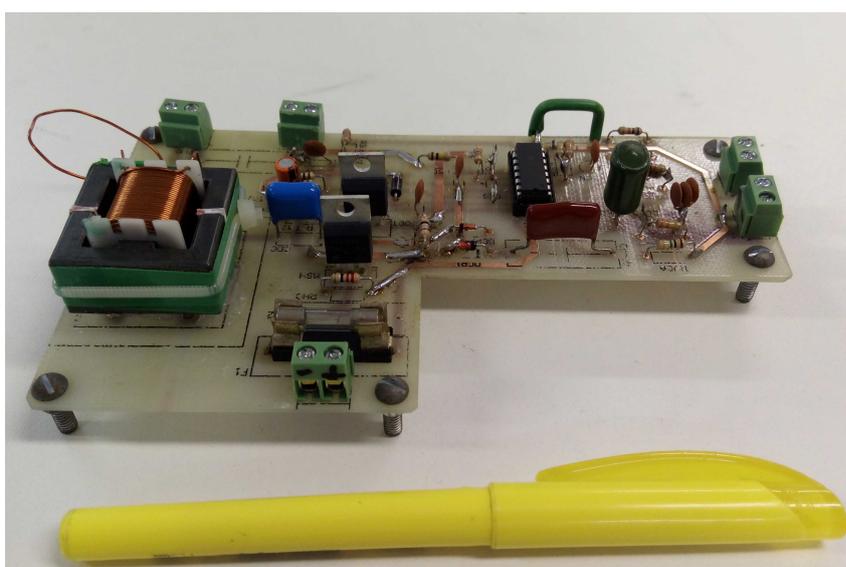


Figura 115 – Conversor *Flyback*.

