



**UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E DA
COMPUTAÇÃO**

ANDRESSA DA SILVA FERNANDES

**PROJETO DE UM CAPACITOR DE FILTRO DE SAÍDA PARA REDUÇÃO DO
FLICKER E ANÁLISE ESTIMATIVA DE VIDA ÚTIL DE E-CAPS PARA
APLICAÇÃO EM *DRIVERS* PARA LED**

SOBRAL

2020

ANDRESSA DA SILVA FERNANDES

**PROJETO DE UM CAPACITOR DE FILTRO DE SAÍDA PARA REDUÇÃO DO
FLICKER E ANÁLISE ESTIMATIVA DE VIDA ÚTIL DE E-CAPS PARA
APLICAÇÃO EM *DRIVERS* PARA LED**

Dissertação apresentada ao Programa de PósGraduação em Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica e de Computação. Área de concentração: Sistemas de Energia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Edilson Mineiro Sá Jr.

SOBRAL

2020

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Biblioteca Universitária

Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

F398p

Fernandes, Andressa da Silva.

Projeto de um capacitor de filtro de saída para redução do flicker e análise estimativa de vida útil de E-Caps para aplicação em drivers para LED / Andressa da Silva Fernandes. – 2020.

161 f. : il. color.

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Campus de Sobral, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação, Sobral, 2020.

Orientação: Prof. Dr. Edilson Mineiro Sá Jr..

1. Capacitor eletrolítico. 2. Driver para LEDs. 3. Flicker. I. Título.

CDD 621.3

ANDRESSA DA SILVA FERNANDES

**PROJETO DE UM CAPACITOR DE FILTRO DE SAÍDA PARA REDUÇÃO DO
FLICKER E ANÁLISE ESTIMATIVA DE VIDA ÚTIL DE E-CAPS PARA
APLICAÇÃO EM *DRIVERS* PARA LED**

Dissertação apresentada ao Programa de PósGraduação em Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica e de Computação. Área de concentração: Sistemas de Energia Elétrica.

Aprovada em: 31/01/2020.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Edilson Mineiro Sá Jr. (Orientador)
Instituto Federal do Ceará (IFCE)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Fernando Luiz Marcelo Antunes
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Kléber César Alves de Sousa
Instituto Federal do Ceará (IFCE)
Universidade Estadual do Ceará (UFC)

A Deus.

Aos meus pais, Edson e Gecinelda, e ao meu
irmão, Anderson.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente agradeço a Deus, pela vida, sabedoria, força e determinação para prosseguir sem desistir ao longo desses anos.

Ao professor Edilon Mineiro Sá Jr., pela paciência e disponibilidade ao me ajudar a concluir este trabalho.

Aos professores participantes da banca examinadora Fernando Luiz Marcelo Antunes e ao Kléber Cesar Alves de Sousa por terem aceitado integrar a banca examinadora.

À CAPES que concedeu-me apoio financeiro com a manutenção da bolsa de estudo, o que possibilitou dedicação exclusiva a pesquisa.

À UFC e ao IFCE *campus* Sobral, pelo suporte no laboratório de eletrônica.

A todos os professores do programa de pós-graduação em engenharia elétrica e de computação pelo excelente trabalho realizado.

Aos amigos e colegas do Grupo de Pesquisa em Mecatrônica (GPEM), Antônia, Pedro Henrique, Maxwell, Diogo, Jonas, Fábio, Pedro, Maurício, Felipe, Matheus, Rodrigo, Wesley, Karol, Iranilson e Hugo por toda a contribuição que cada um deu a este trabalho e por toda alegria que me proporcionam. MUITÍSSIMO obrigado por todo o suporte.

E por fim agradeço a minha Mãe Gecinelda, ao meu Pai Edson e ao meu irmão Anderson pelo amor, incentivo e apoio incondicional.

“A nossa maior glória não reside no fato de nunca cairmos, mas sim em levantarmo-nos sempre depois de cada queda.”

Oliver Goldsmith

RESUMO

Este trabalho tem como objetivo específico a análise e projeto do capacitor de filtro de saída em drivers ca-cc para LEDs, com o intuito de obter a relação da ondulação de corrente de saída e da resistência intrínseca dos LEDs no dimensionamento do capacitor de filtro de saída. Assim, é possível realizar uma estimativa de vida útil do E-Caps possibilitando obter os parâmetros necessários para permitir que a vida útil dos E-Caps será aumentada, viabilizando a sua aplicação em sistemas que requerem uma maior vida útil. A partir de todas as análises realizadas, um conversor ca-cc ressonante de estágio único, baseado na topologia de capacitores comutados, foi proposto. Para uma potência de aproximadamente 90 W, o conversor obteve uma ondulação de corrente de saída de 49 mA e um rendimento final de 94,639%. Entretanto, devido a capacitância intrínseca do MOSFET interferir na descarga do capacitor de filtro de entrada e entrar em ressonância com a indutância L_1 , o circuito apresentado foi modificado. Com a modificação do circuito proposto, foi possível eliminar a ressonância entre a capacitância de filtro de entrada e do indutor L_1 . Deste modo, uma ondulação de corrente de saída de 40 mA e um rendimento final de 94,1% foram obtidos. Protótipos foram desenvolvidos para avaliar e validar as propostas, enquanto os resultados são adequadamente apresentados e discutidos.

Palavras-chave: Capacitor eletrolítico. *Driver* para LEDs. *Flicker*.

ABSTRACT

This work aims to analyze and design the output filter capacitor in ca-cc drivers for LEDs, in order to obtain the proportion of the output current ripple and the intrinsic resistance of the LEDs in the design of the output filter capacitor. Thus, it is possible to estimate the useful life of the E-Caps, making it possible to obtain the necessary parameters to allow the useful life of the E-Caps to be increased, enabling its application in systems that require a longer useful life. From all analyzes, a resonant AC-DC converter single-stage based topology of switched capacitors, has been proposed. For a power of approximately 90 W, the converter obtained an output current ripple of 49 mA and a final efficiency of 94.639%. However, due to the MOSFET's intrinsic capacitance interfering with the discharge of the input filter capacitor and resonating with the inductance, the presented circuit has been modified. With the modification of the proposed circuit, it was possible to eliminate the resonance between the input filter and the inductor capacitance. In this way, an output current ripple of 40 mA and a final efficiency of 94.1% were obtained. Prototypes were developed to evaluate and validate the proposals, while the results are properly presented and discussed.

Keywords: E-Cap. Flicker. LED driver.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 - Gráfico da modulação em função da frequência do <i>flicker</i>	19
Figura 1.2 - Área de operação recomendada.	20
Figura 1.3 - Relação entre a corrente direta no LED e o fluxo luminoso resultante.	21
Figura 1.4 - <i>Drivers</i> tradicionais para LEDs.	23
Figura 2.1 - Classificação dos <i>driver</i> ca-cc monofásicos para LEDs.....	25
Figura 2.2 - Conversor de duplo estágio convencional.	26
Figura 2.3 - <i>Driver</i> LED com correção do fator de potência (PFC) e baixa distorção harmônica de corrente proposto por (DOS SANTOS <i>et al.</i> , 2015).....	27
Figura 2.4 - <i>Driver</i> de estágio quase único. a) Conversor bidirecional cc-cc. b) Cancelamento da ondulação de saída.	27
Figura 2.5 <i>Driver</i> ca-cc de estágio quase único proposto por (HE; RUAN; ZHANG, 2017). a) <i>Driver</i> com CFP e conversor <i>buck-boost</i> bidirecional. b) Esquema de controle adaptativo para o conversor <i>buck-boost</i> bidirecional.....	28
Figura 2.6 - <i>Driver</i> de LED com armazenamento de energia ciclo a ciclo proposto por (FANG; SHENG; <i>et al.</i> , 2019).	29
Figura 2.7 - Conversor <i>forward-flyback</i> de um “estágio e meio” para LEDs proposto por (DONG <i>et al.</i> , 2018).....	30
Figura 2.8 - Topologia básica conversor de estágio integrado.	31
Figura 2.9 – Conversor ca-cc baseado na topologia SEPIC e no conversor cc-cc ressonante de classe E proposto por (WANG; HUANG; SHI; <i>et al.</i> , 2016).....	32
Figura 2.10 - <i>Driver</i> de estágio integrado proposto por (POORALI; ADIB; FARZANEHFARD, 2017).....	32
Figura 2.11 – <i>Driver</i> de estágio integrado proposto por (WANG; HUANG; WANG; <i>et al.</i> , 2016).....	33
Figura 2.12 - Conversor proposto por (MA <i>et al.</i> , 2018).....	34
Figura 2.13 - Estrutura básica do conversor de estágio único.	35
Figura 2.14 - Conversor proposto por (WANG <i>et al.</i> , 2015).....	35
Figura 2.15 - Conversor de estágio único proposto por (SICHIROLLO; ALONSO; SPIAZZI, 2015).....	36
Figura 2.16 - <i>Driver</i> de estágio único baseado na topologia do conversor <i>buck</i> invertido proposto por (BAEK, JONG-BOK; CHAE, 2017).	37
Figura 3.1 - <i>Driver</i> ca-cc de estágio único genérico para LEDs.	39

Figura 3.2 – Corrente de saída do conversor de estágio único com capacitor de filtro e o LED.	41
Figura 3.3 – Análise da corrente de saída considerando a resistência série equivalendo do capacitor de saída; a) Corrente alternada + contínua; b) Considerando apenas a corrente alternanda.....	41
Figura 3.4 – Análise da componente alternada da corrente de saída do conversor.	42
Figura 3.5 - Forma de onda da corrente de saída do conversor ca-cc de estágio único.	43
Figura 3.6 - a) Modelo elétrico simplificado do LED; b) Simplificação para o diodo sempre conduzindo.....	45
Figura 3.7 – Relação entre o fator de dissipação pelo aumento da frequência em algumas tecnologias de capacitores.	49
Figura 3.8 - Conexão em série dos vetores de LED.	52
Figura 3.9 - Conexão em paralelo dos vetores de LED.....	54
Figura 4.1 - Lâmpada Tubular Essencial LEDtube 18W da Philips.	57
Figura 4.2 - Esquemático lâmpada tubular LEDTube da Philips.	58
Figura 4.3 - Circuito completo do driver BP233XJ.....	58
Figura 4.4 - Forma de onda da corrente no LED da lâmpada tubular comercial.	59
Figura 4.5 - Forma de onda do <i>flicker</i> obtida em experimento com a lâmpada tubular comercial.	59
Figura 4.6 - Circuito de medição.	61
Figura 4.7 - Curva V-I de um vetor de LEDs obtida em experimento.	61
Figura 4.8 - Regressão linear aplicada na curva I-V.	62
Figura 4.9 - Driver de acionamento dos LEDs conectado a lâmpada tubular LEDTube.	63
Figura 4.10 - Imagem térmica da lâmpada tubular.....	64
Figura 4.11 - Imagens térmicas da lâmpada tubular; a) Extremidade do <i>driver</i> ; b) Extremidade do E-Cap.....	64
Figura 4.12 - Capacitor do filtro de saída integrado a fita de LEDs da lâmpada tubular.	65
Figura 4.13 - Esquemático da lâmpada tubular com reposicionamento do capacitor de filtro de saída.	65
Figura 4.14 - Forma de onda da corrente no LED com adição do capacitor do filtro de saída.	66
Figura 4.15 - Forma de onda do <i>flicker</i> no LED com adição do capacitor do filtro de saída. .	66

Figura 4.16 - Área operacional recomendada em termos de porcentagem de oscilação [modulação (%)] em função da frequência de ondulação (IEEE POWER ELECTRONICS SOCIETY, 2015).....	67
Figura 5.1 - Conversor ca-cc ressonantes de estágio único proposto.....	72
Figura 5.2 - Conversor proposto considerando tensão de entrada contínua.....	73
Figura 5.3 - Etapas de operação do conversor.....	74
Figura 5.4 - Principais formas de onda do conversor.....	76
Figura 5.5 - Circuito equivalente a primeira e segunda etapa de operação; a) Circuito completo; b) Circuito simplificado.....	79
Figura 5.6 - Circuito equivalente da terceira etapa de operação; a) Circuito completo; b) Circuito simplificado.....	81
Figura 5.7 - Circuito equivalente da quarta etapa de operação; a) Circuito completo; b) Circuito simplificado.....	83
Figura 5.8 - Circuito equivalente simplificado da terceira etapa de operação.....	86
Figura 5.9 - Filtro EMI na entrada do conversor ca-cc genérico.....	88
Figura 6.1 - Arranjo dos módulos de LEDs utilizados neste trabalho.....	90
Figura 6.2 - Curva V-I de um vetor de LEDs obtida em experimento.....	91
Figura 6.3 - Regressão linear aplicada na curva I-V.....	91
Figura 6.4 - Esquema do circuito elétrico utilizado na simulação no PSIM.....	92
Figura 6.5 - Tensão de saída e corrente no LED.....	94
Figura 6.6 - Tensão e corrente no capacitor C_1	95
Figura 6.7 - Tensão e corrente no interruptor S_1	95
Figura 6.8 - Tensão e corrente no interruptor S_1 e corrente intrínseca do interruptor S_1 ; a) Cruzamento ao ligar; b) Cruzamento ao desligar;.....	95
Figura 6.9 - Tensão e corrente no indutor L_1	96
Figura 6.10 - Corrente nos diodos D_5 e D_6	96
Figura 6.11 - Tensão no capacitor de filtro de entrada C_f e a corrente no indutor de filtro de entrada L_f	97
Figura 6.12 - Transiente da comutação em um MOSFET de potência.....	98
Figura 6.13 - Distribuição das perdas nos componentes do conversor.....	105
Figura 6.14 - Quantificação da potência processada no conversor.....	106
Figura 6.15 - Circuito completo do conversor proposto.....	106
Figura 6.16 - Tensão de entrada (v_o) e corrente de entrada (i_i); Tensão de saída (v_o) e a corrente através dos LEDs (i_{LED}) em condição de carga nominal.....	108

Figura 6.17 - Tensão e corrente no interruptor S_1	108
Figura 6.18 - Tensão e corrente no capacitor C_2	109
Figura 6.19 - Corrente no indutor L_1	109
Figura 6.20 - Espectro harmônico da corrente de entrada.	110
Figura 6.21 - Variação da potência de saída em função da frequência de comutação.	110
Figura 6.22 - Protótipo do conversor proposto montado.....	111
Figura 6.23 - Módulo de LEDs utilizados para os testes.....	111
Figura 7.1 - Esquema do circuito elétrico utilizado na simulação no PSIM.	113
Figura 7.2 - Tensão e corrente no LED.	114
Figura 7.3 - Tensão e corrente no capacitor C_1	114
Figura 7.4 - Tensão e corrente no interruptor S_1	115
Figura 7.5 - Tensão e corrente no indutor L_1	115
Figura 7.6 - Corrente nos diodos D_5 e D_6	115
Figura 7.7 - Tensão no capacitor de filtro de entrada C_f e a corrente no indutor de filtro de entrada L_f	116
Figura 7.8 - Distribuição das perdas nos componentes do conversor.	122
Figura 7.9 - Quantificação da potência processada no conversor.	123
Figura 7.10 - Circuito completo do conversor proposto.....	123
Figura 7.11 - Tensão de entrada (v_i) e corrente de entrada (i_i); Tensão de saída (v_o) e a corrente através dos LEDs (i_{LED}) em condição de carga nominal.	124
Figura 7.12 - Tensão e corrente no interruptor S_1	124
Figura 7.13 - Tensão e corrente no capacitor C_2	125
Figura 7.14 - Corrente no indutor L_1 ; a) corrente na alta frequência; b) Corrente na baixa frequência.	125
Figura 7.15 - Espectro harmônico da corrente de entrada.	126
Figura 7.16 - Variação da potência de saída em função da frequência de comutação.	126
Figura 7.17 - Protótipo do conversor proposto montado.....	127
Figura 7.18 - Análise tamanho do conversor montado; a) Utilizando capacitor eletrolítico; b) Utilizando capacitor de filme.	127

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 - Parâmetros do vetor de LEDs composto por cinco LEDs conectados em série..	52
Tabela 3.2 - Parâmetros do módulo de LEDs com configuração em série.	52
Tabela 3.3 - Parâmetros do capacitor de 47 μ F da série UCA obtidos em (NICHICON, [S.d.]).	53
Tabela 3.4 - Parâmetros do módulo de LEDs com configuração em paralelo.	54
Tabela 4.1 - Parâmetros do capacitor de 150 μ F da série ULD obtidos em (NICHICON, [S.d.]).	55
Tabela 4.2 - Dados lâmpada <i>Essential</i> LEDtube de 18W da Philips.	62
Tabela 4.3 - Dados do fabricante capacitor série KYB 2200 μ F.....	67
Tabela 4.4 - Fator de diferença de temperatura entre o núcleo e superfície e fator do calor erradiado de acordo com o diâmetro do capacitor.....	68
Tabela 6.1 - Parâmetros utilizados no equacionamento para validação das equações.	92
Tabela 6.2 - Dimensionamento dos componentes.	94
Tabela 6.3 - Dados de projeto e do MOSFET TK12A50D.	97
Tabela 6.4 - Dados da ponte KBP206G.	100
Tabela 6.5 - Dados do diodo SF26G.	101
Tabela 6.6 - Dados diodo NUR 460.	103
Tabela 6.7 - Lista de componentes utilizados no circuito.	107
Tabela 7.1 - Corrente e tensão no MOSFET.	116
Tabela 7.2 - Corrente na ponte retificadora.	118
Tabela 7.3 - Corrente nos diodos D_5 e D_6	118
Tabela 7.4 - Correntes nos diodos D_7 e D_8	120

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	18
1.1	Estrutura do trabalho.....	24
2	DRIVERS PARA LEDS.....	25
2.1	<i>Drivers ca-cc ativos.....</i>	<i>25</i>
2.1.1	<i>Driver de múltiplos estágios: Duplo estágio e estágio quase único.....</i>	<i>26</i>
2.1.2	<i>Drivers de estágio integrado.....</i>	<i>30</i>
2.1.3	<i>Driver de estágio único.....</i>	<i>34</i>
2.2	Conclusão.....	37
3	CAPACITOR DE FILTRO DE SAÍDA	39
3.1	Análise do capacitor de filtro de saída	39
3.1.1	<i>Corrente eficaz no capacitor de filtro de saída.....</i>	<i>42</i>
3.1.2	<i>Corrente eficaz da componente alternanda no LED.....</i>	<i>43</i>
3.2	Análise da energia do capacitor.....	45
3.2.1	<i>Conexão dos LEDs em série</i>	<i>45</i>
3.2.2	<i>Conexão dos LEDs em paralelo.....</i>	<i>46</i>
3.3	Tecnologia de capacitores	48
3.4	Estimativa de vida útil dos capacitores eletrolíticos	49
3.5	Análise do impacto da conexão dos LEDs na estimativa de vida útil dos E-Caps	51
3.5.1	<i>Módulo com conexão dos vetores de LEDs em série</i>	<i>52</i>
3.5.2	<i>Módulo com conexão dos LEDs em paralelo.....</i>	<i>54</i>
3.6	Conclusão.....	56
4	LÂMPADA LED TUBULAR	57
4.1.1	<i>Lâmpada tubular Philips Essential LEDTube 18 W</i>	<i>57</i>
4.1.2	<i>Resultados experimentais da lâmpada comercial</i>	<i>58</i>
4.1.3	<i>Extração de características da fita de LEDs da lâmpada comercial.....</i>	<i>60</i>
4.1.4	<i>Capacitância do filtro de saída para a lâmpada tubular</i>	<i>62</i>
4.1.5	<i>Temperatura na lâmpada tubular.....</i>	<i>63</i>
4.1.6	<i>Resultados experimentais da lâmpada tubular adicionando o capacitor de filtro de saída</i>	<i>65</i>
4.1.7	<i>Estimativa de vida útil o capacitor da série KYB da Nippon Chemi-Con.....</i>	<i>67</i>
4.2	Conclusão.....	70
5	CONVERSOR RESSONANTE DE ESTÁGIO ÚNICO.....	71

5.1	Análise Qualitativa	71
5.1.1	<i>Etapas de operação.....</i>	<i>73</i>
5.2	Análise Quantitativa do conversor	77
5.2.1	<i>Análise por etapas de operação.....</i>	<i>77</i>
5.2.1.1	<i>Cálculo da Potência de Saída.....</i>	<i>77</i>
5.2.1.2	<i>Cálculo dos capacitores comutados</i>	<i>78</i>
5.2.1.3	<i>Carga e descarga linear dos indutores L_1 e L_2 ($t_0 < t < t_2$).....</i>	<i>79</i>
5.2.1.4	<i>Descarga do indutor L_2 ($t_2 < t < t_3$)</i>	<i>81</i>
5.2.1.5	<i>Carga do indutor L_1 ($t_3 < t < t_4$).....</i>	<i>83</i>
5.2.1.6	<i>Intervalo de tempo da terceira etapa ($t_2 < t < t_3$).....</i>	<i>86</i>
5.2.1.7	<i>Determinação do valor de indutância de L_1 e L_2.....</i>	<i>86</i>
5.2.1.8	<i>Filtro de entrada.....</i>	<i>88</i>
5.3	Conclusão.....	89
6	PROJETO DO CONVERSOR RESSONANTE DE ESTÁGIO ÚNICO.....	90
6.1	Arranjo da carga.....	90
6.2	Validação das equações por simulações.....	92
6.3	Cálculo das perdas	97
6.3.1	<i>Perdas nos Interruptores S_1 e S_2.....</i>	<i>97</i>
6.3.1.1	<i>Perdas por condução no MOSFET.....</i>	<i>99</i>
6.3.1.2	<i>Detalhamento das perdas no ligar e desligar do MOSFET</i>	<i>99</i>
6.3.1.3	<i>Perdas decorrentes a capacitância de saída do MOSFET.....</i>	<i>99</i>
6.3.1.4	<i>Perdas totais no MOSFET (sem considerar o acionamento)</i>	<i>100</i>
6.3.2	<i>Perdas nos diodos da ponte retificadora de baixa frequência.....</i>	<i>100</i>
6.3.3	<i>Perdas nos diodos D_5 e D_6.....</i>	<i>101</i>
6.3.3.1	<i>Perdas por condução</i>	<i>101</i>
6.3.3.2	<i>Perdas por comutação</i>	<i>102</i>
6.3.3.3	<i>Perdas totais nos diodos D_5 e D_6.....</i>	<i>102</i>
6.3.4	<i>Perdas no diodo D_7.....</i>	<i>102</i>
6.3.4.1	<i>Perdas por condução</i>	<i>103</i>
6.3.4.2	<i>Perdas por comutação</i>	<i>103</i>
6.3.4.3	<i>Perdas totais no do diodo D_7.....</i>	<i>103</i>
6.3.5	<i>Perdas adicionais.....</i>	<i>104</i>
6.3.6	<i>Perdas total no conversor.....</i>	<i>104</i>
6.3.7	<i>Rendimento teórico.....</i>	<i>105</i>

6.4	Resultados Experimentais.....	106
6.5	Conclusão parcial.....	111
7	CONVERTOR RESSONANTE DE ESTÁGIO ÚNICO MODIFICADO.....	113
7.1	Validação das equações por simulações.....	113
7.2	Cálculo das perdas	116
7.2.1	<i>Perdas nos Interruptores S_1 e S_2</i>	116
7.2.1.1	<i>Perdas por condução no MOSFET</i>	117
7.2.1.2	<i>Detalhamento das perdas no ligar e desligar do MOSFET</i>	117
7.2.1.3	<i>Perdas decorrentes a capacitância de saída do MOSFET</i>	117
7.2.1.4	<i>Perdas totais no MOSFET (sem considerar o acionamento)</i>	117
7.2.2	<i>Perdas nos diodos da ponte retificadora de baixa frequência</i>	118
7.2.3	<i>Perdas nos diodos D_5 e D_6</i>	118
7.2.3.1	<i>Perdas por condução</i>	118
7.2.3.2	<i>Perdas por comutação</i>	119
7.2.3.3	<i>Perdas totais nos diodos D_5 e D_6</i>	119
7.2.4	<i>Perdas nos diodos D_7 e D_8</i>	119
7.2.4.1	<i>Perdas por condução</i>	120
7.2.4.2	<i>Perdas por comutação</i>	120
7.2.4.3	<i>Perdas totais nos diodos D_7 e D_8</i>	120
7.2.5	<i>Perdas adicionais</i>	120
7.2.6	<i>Perdas total no conversor</i>	121
7.2.7	<i>Rendimento teórico</i>	122
7.3	Resultados Experimentais.....	123
7.4	Conclusão parcial.....	127
8	CONCLUSÃO FINAL	129
	PRODUÇÃO CIENTÍFICA RESULTANTE DESTE TRABALHO	131
	REFERÊNCIAS	132
	Apêndice A	140
	Apêndice B	151

1 INTRODUÇÃO

Nos últimos anos os diodos emissores de luz (*Light Emissor Diode* - LED) tornaram-se uma fonte bastante promissora para várias aplicações em iluminação (KIM, JONG-WOO; CHOE; LAI, 2018). Com as vantagens de tamanho reduzido, alta eficiência luminosa, longa vida útil, resposta rápida e excelente reprodução de cores, os LEDs têm sido amplamente utilizados em muitas aplicações, como iluminação pública, faróis de automóveis e motocicletas, e iluminação de fundo (HWU; JIANG, 2018; KHALILIAN *et al.*, 2018; KIM, MARN-GO, 2018; LENK; LENK, 2017). Além disso, os LEDs possibilitam a economia de energia pois 40% da eletricidade é convertida em luz (WANG; ALONSO; RUAN, 2017b).

Atualmente, a eficácia luminosa do LED é superior a 200 lm/W e a sua expectativa de vida útil é superior a 50.000 h (ARIAS *et al.*, 2018; CAMPONOGARA *et al.*, 2015; VALIPOUR; REZAZADEH; ZOLGHADRI, 2016). O fluxo luminoso do LED é praticamente proporcional a sua corrente direta. Assim, um *driver* deve ser implementado para garantir o acionamento dos LEDs com uma corrente constante, mantendo assim um fluxo luminoso constante nos LEDs (KIM, MARN-GO, 2018).

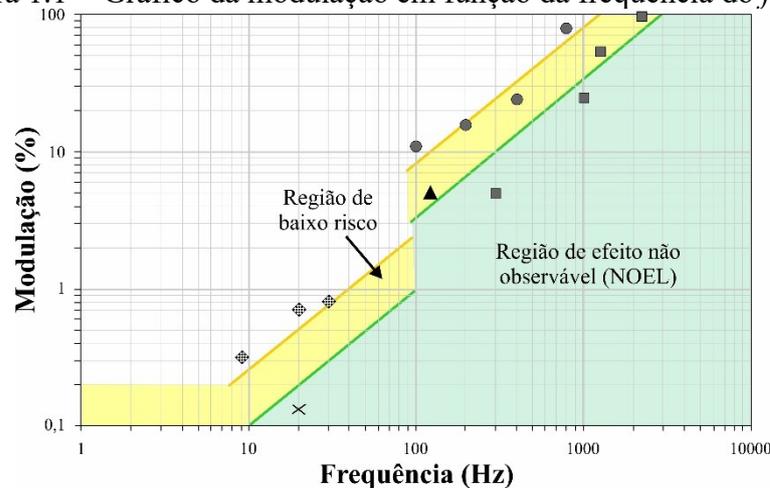
Os *drivers*, conectados a rede elétrica, utilizados para acionamento de LEDs devem apresentar um elevado fator de potência e uma baixa distorção harmônica. Segundo a portaria do INMETRO 389:2014, para lâmpadas LED com potência nominal declarada de 5 W a 25 W, o fator de potência deve ser maior ou igual a 0,70, não exigindo um fator de potência mínimo para lâmpadas com potência declaradas inferiores que 5 W. Já para lâmpadas com potência nominal maior que 25 W o fator de potência deve ser superior a 0,92 (INMETRO, 2014) e as correntes harmônicas não devem exceder os limites relativos dados na Tabela 4 da classe C, de acordo com o IEC 61000-3-2 (THE INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION, 2018).

Em *drivers* alimentados por corrente alternada pode ocorrer uma ondulação de corrente na saída com o dobro da frequência da rede, o que gera uma variação do fluxo luminoso do LED e, conseqüentemente, uma variação de luminância. Sendo está variação de luminância definida como *flicker*, que dependendo do seu valor percentual pode ocasionar riscos de epilepsia, de fadiga visual, de náuseas, de distúrbios visuais, de ataques de pânico e de vertigem (PERETTO *et al.*, 2007; WILKINS; VEITCH; LEHMAN, 2010). Segundo a recomendação da IEEE Std 1789:2015, o *flicker* percentual ou modulação ($Mod\%$) pode ser calculado a partir da equação de contraste de Michelson, apresentado em (1.1). Onde L_{max} e L_{min} representam o fluxo luminoso máximo e mínimo, respectivamente.

$$Mod_{\%} = \frac{L_{\max} - L_{\min}}{L_{\max} + L_{\min}} \times 100\% \quad (1.1)$$

A recomendação da IEEE diz respeito ao nível de *flicker* percentual que pode prejudicar a saúde dos seres humanos. A Figura 1.1, apresentada em IEEE Std 1789:2015, mostra a região de baixo risco (amarelo) e a região de efeito não observável (*No Observable Effect Level* - NOEL) (verde) para o *flicker* em função da frequência e da modulação percentual (IEEE POWER ELECTRONICS SOCIETY, 2015).

Figura 1.1 - Gráfico da modulação em função da frequência do *flicker*.



Fonte: Adaptado de (IEEE POWER ELECTRONICS SOCIETY, 2015).

Os experimentos realizados por (ROBERTS; WILKINS, 2013) e (BULLOUGH *et al.*, 2012), representados por triângulos e quadrados na Figura 1.1, respectivamente, foram linearizados, sendo obtida a reta $0,0333 * f_{flicker}$, válida para frequências acima de 90 Hz. Desta forma, a região de efeito não observável (verde) pode ser definida pela condição apresentada em (1.2).

$$Mod_{\%} < 0,0333 \times f_{flicker}, \text{ para } f_{flicker} > 90 \text{ Hz} \quad (1.2)$$

O limite superior da região de baixo risco (amarela) é obtida através do produto da reta $0,0333 * f_{flicker}$ por um fator 2,5. Portanto, a região de baixo risco pode ser encontrada através de (1.3) (IEEE POWER ELECTRONICS SOCIETY, 2015).

$$Mod_{\%} < 0,08 \times f_{flicker}, \text{ para } f_{flicker} > 90 \text{ Hz} \quad (1.3)$$

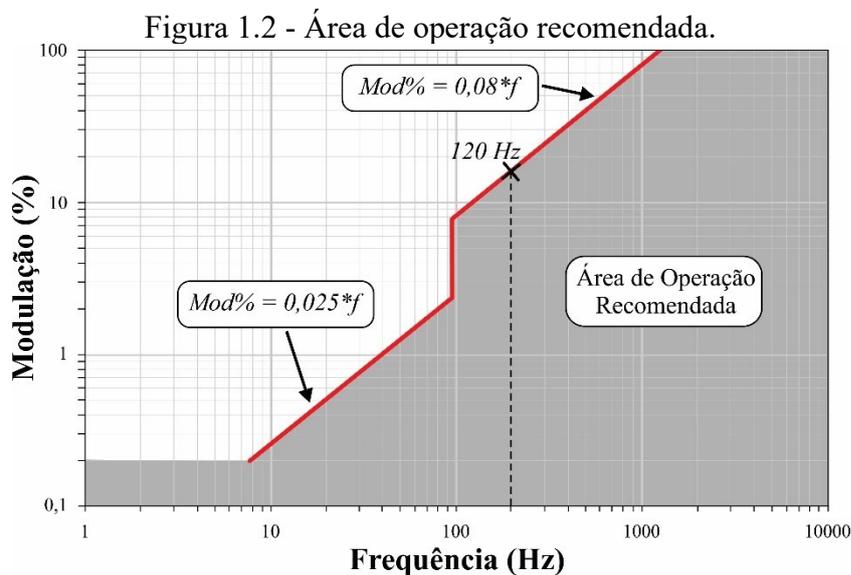
A região de efeito não observável é obtida através do produto da reta $0,025 * f_{flicker}$ por um fator de 2,5, sendo obtida por (1.4).

$$Mod_{\%} < 0,025 \times f_{flicker}, \text{ para } f_{flicker} < 90 \text{ Hz} \quad (1.4)$$

Para frequências menores que 90 Hz, a região de baixo risco é definida por (1.5).

$$Mod_{\%} < 0,01 \times f_{flicker}, \text{ para } f_{flicker} < 90 \text{ Hz} \quad (1.5)$$

Na Figura 1.2, apresentada em IEEE Power Electronics Society (2015), é possível observar área de operação em baixo risco descrita anteriormente. Para frequências menores do que 90 Hz, recomenda-se que o *flicker* percentual seja menor que 0,025 vezes a frequência do *flicker*. Para frequências entre 90 Hz e 1250 Hz, a modulação deve ser menor que 0,08 vezes a frequência do *flicker*. Para frequências acima de 1250 Hz, o *flicker* não é visível ao olho humano, assim não há nenhuma restrição em relação ao seu percentual.



Fonte: Adaptado de (IEEE POWER ELECTRONICS SOCIETY, 2015).

A ondulação de corrente em baixa frequência está diretamente relacionada ao *flicker*, de tal modo que um maior nível de ondulação de corrente irá produzir um maior *flicker* percentual. Desta forma, os *drivers* para LEDs devem limitar a ondulação de corrente a fim de se obter um nível de *flicker* percentual recomendado pela IEEE Power Electronics Society (2015).

A ondulação percentual de corrente no LED, $\Delta i_{LED\%}$, pode ser definida a partir da equação (1.6). Onde I_{max} e I_{min} representam a corrente máxima e mínimas no LED, respectivamente, e I_{med} representa a corrente média no LED.

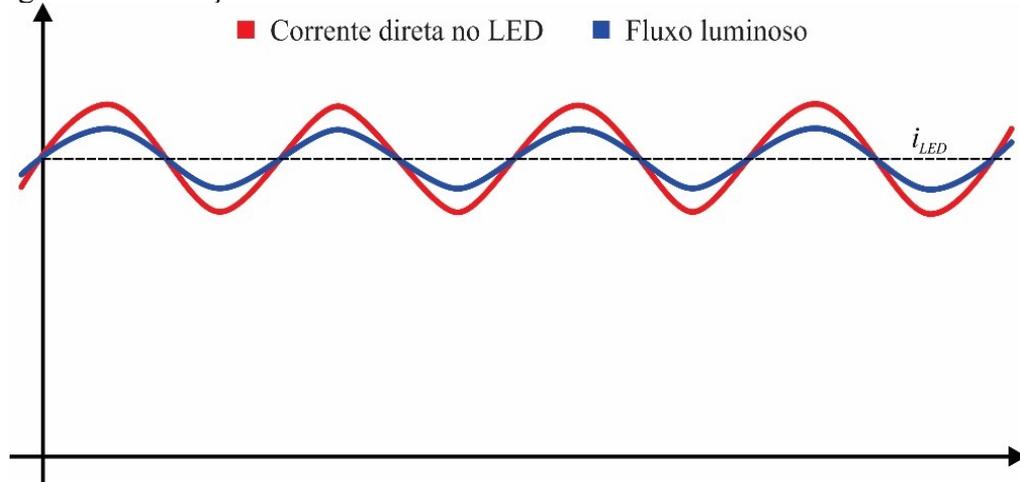
$$\Delta i_{LED\%} = \frac{I_{max} - I_{min}}{I_{med}} \times 100\% \quad (1.6)$$

Considerando que a ondulação da corrente aplicada aos LEDs é puramente senoidal, pode-se calcular o valor médio dessa ondulação através de (1.7).

$$I_{med} = \frac{I_{max} + I_{min}}{2} \quad (1.7)$$

Como o fluxo luminoso e a corrente aplicada no LED possuem uma relação proporcional, uma maior corrente irá resultar em um fluxo luminoso maior. Entretanto, quando considerado a potência, aplicando uma corrente elevada a potência dissipada pelo LED será maior, consequentemente, a temperatura na junção será mais elevada, o que resulta na redução do fluxo luminoso. Assim, essa redução no fluxo luminoso em relação a corrente aplicada pode ser observada na Figura 1.3.

Figura 1.3 - Relação entre a corrente direta no LED e o fluxo luminoso resultante.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 1.3 mostra que os valores máximo e mínimo do fluxo luminoso, L_{max} e L_{min} , podem ser considerados proporcionais aos valores máximo e mínimo da ondulação da corrente direta aplicada no LED, respectivamente. Assim, o *flicker* percentual pode ser determinado por (1.8).

$$Mod_{\%} = \frac{I_{max} - I_{min}}{I_{max} + I_{min}} \times 100\% \quad (1.8)$$

Aplicando (1.7) em (1.8), pode ser obtida (1.9).

$$Mod_{\%} = \frac{I_{max} - I_{min}}{2 \cdot I_{med}} \times 100\% \quad (1.9)$$

Substituindo (1.6) em (1.9), (1.10) é obtida. Através desta equação é possível observar que o *flicker* percentual é teoricamente igual a metade da ondulação de corrente no LED.

$$Mod_{\%} = \frac{\Delta i_{LED\%}}{2} \quad (1.10)$$

Assim, a partir do valor de *flicker* percentual recomendado pela IEEE, é possível determinar o valor da ondulação de corrente permitido, sendo expressa por (1.11).

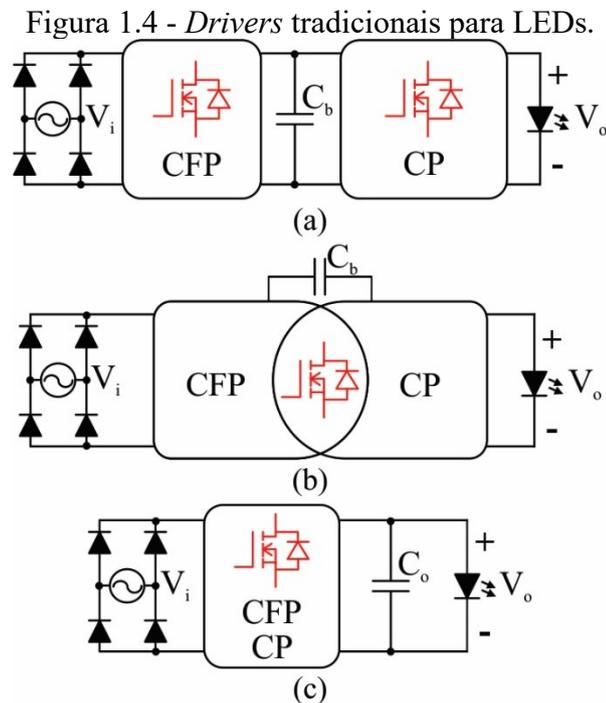
$$\Delta i_{LED\%} = 2 \cdot Mod_{\%} \quad (1.11)$$

Para uma frequência da rede elétrica igual a 60 Hz, a ondulação da corrente de saída de um conversor monofásico é igual a 120 Hz. Assim, utilizando a relação apresentada em (1.3), o *flicker* percentual recomendado pela IEEE, para uma frequência da rede de 60 Hz, é de 9,6%. Desta forma, para obedecer as recomendações da IEEE, é necessário obter uma ondulação de corrente de saída máxima de 19,2%, de acordo com (1.11). Portanto, os circuitos para acionamento de LEDs (*drivers*) devem possibilitar a redução da ondulação de corrente em sua saída e possuir uma vida útil compatível a dos LEDs (KIM, HYUN-CHANG; CHOI; KIM, 2016).

Como os LEDs apresentam uma vida útil superior a 50 000 h, os *drivers* para o seu acionamento também devem apresentar essa característica. Os *driver* para LED precisam obter um elevado fator de potência e baixa taxa de distorção harmônica (*Total Harmonic Distortion* - THD), assim, é necessário um estágio para correção do fator de potência. Para evitar o uso de capacitores eletrolíticos (*Electrolytic Capacitor* - E-Cap) como filtro de saída em *drivers* LEDs, muitos autores propõem métodos para reduzir os níveis de ondulação de corrente, como adição de mais um estágio (ARIAS *et al.*, 2018; CAMPONOOGARA *et al.*, 2015; LEE; DO, 2017; SUN *et al.*, 2017; ZHANG, SHU *et al.*, 2017), o que permite utilizar outras tecnologias de capacitores que possuam uma elevada vida útil.

Os *drivers* tradicionais para LEDs podem ser classificados em *drivers* de duplo estágio, de estágio integrado e de estágio único (WANG; ALONSO; RUAN, 2017a). Na Figura 1.4(a) é mostrada a estrutura do *driver* de duplo estágio, a qual consiste em um estágio para correção do fator de potência (CFP) e em um estágio de controle de potência (CP). O estágio CP permite que os níveis de ondulação de corrente na saída sejam menores, assim, pode-se evitar o uso de E-Cap. Esta estrutura de *drivers* necessita de um maior número de componentes, o que pode resultar em um menor rendimento (ARIAS *et al.*, 2018; CAMPONOOGARA *et al.*, 2015; LEE; DO, 2017; ZHANG, SHU *et al.*, 2017). Na Figura 1.4(b) é mostrada a estrutura do *driver* de estágio integrado, a qual consiste na junção do estágio CFP com o estágio CP por meio do compartilhamento do interruptor controlado. Esta estrutura também possibilita a exclusão dos capacitores eletrolíticos, pois o conversor CP fica responsável por reduzir os níveis

da ondulação de corrente, sendo assim necessário menores valores de capacitância, permitindo o uso de outras tecnologias de capacitores. Entretanto, com a integração do interruptor, os picos de corrente neste componente podem elevar, o que pode reduzir o rendimento do *driver* (ZHANG, SHU *et al.*, 2017). Na Figura 1.4(c) é mostrada a estrutura do *driver* de estágio único, a qual consiste em apenas um estágio para CFP e para limitar o valor médio da corrente no LED. Como utiliza apenas um estágio para processamento da energia, em relação aos *drivers* de duplo estágio e de estágio integrado, essa estrutura de *driver* pode obter um rendimento superior. Entretanto, esta topologia não permite a retirada do E-Cap (ARIAS *et al.*, 2018; WANG; ALONSO; RUAN, 2017a).



Fonte: Elaborado pelo autor.

Comumente, os capacitores eletrolíticos (*Electrolytic Capacitor* – E-Cap) podem ser utilizados como filtro de saída para reduzir a ondulação de corrente em baixa frequência e evitar oscilações de luminosidade nos LEDs. Vários autores afirmam que o uso de E-Cap em *drivers* para LED reduz a expectativa de vida útil dos *drivers*, pois esta tecnologia de capacitor apresenta uma vida útil inferior a vida útil dos LEDs (AHN; HONG; KWON, 2018; ALONSO *et al.*, 2017; BAEK, JONGBOK; CHAE, 2017; DA FONSECA *et al.*, 2017; LAM; EL-TAWHEEL; ABBASI, 2017; LIU *et al.*, 2017; NI *et al.*, 2017; SOARES *et al.*, 2017). Entretanto, novas tecnologias do eletrólito e novas estruturas construtivas estão sendo implementadas nos E-Caps o que possibilita obter uma maior vida útil para essa tecnologia de capacitores

(CORNELL DUBILIER, 2011; ELIASSON, 2012; VIRSHAY, [S.d.]). Assim, este aumento na vida útil dos E-Caps deve ser avaliada para determinar se essa tecnologia de capacitor é agora compatível com a vida útil dos LEDs, permitindo sua aplicação em sistemas que necessitam de uma elevada vida útil.

1.1 Estrutura do trabalho

Este trabalho tem como objetivo analisar e projetar um capacitor de filtro de saída para redução do *flicker* em conversores de estágio único, utilizados em acionamento de LEDs de potência. Além disso, uma análise da estimativa de vida útil dos capacitores eletrolíticos de longa vida útil é realizada, para determinar se a vida útil dessa nova tecnologia de capacitores é compatível com a vida útil dos *drivers* para acionamento de LEDs de potência. Por fim, um conversor de estágio único para acionamento de LEDs de potência, utilizando capacitores eletrolíticos, é estudada, projetada e desenvolvida. Espera-se que o conversor apresente: elevado fator de potência, elevado rendimento, baixo *flicker* percentual, elevada vida útil e que atenda aos requisitos da norma IEC 61000-3-2, que regula a quantidade de harmônicos injetados na rede.

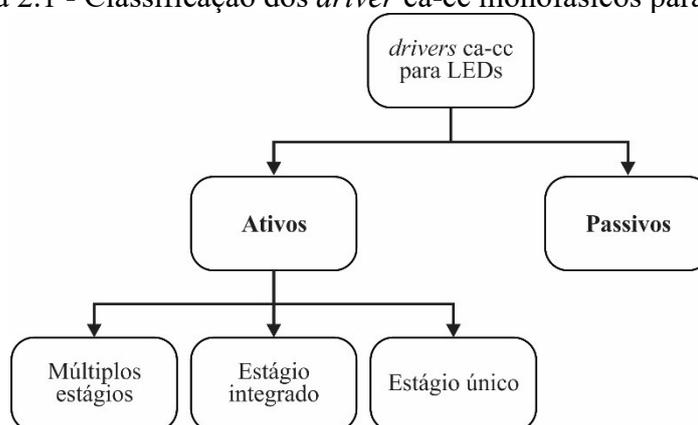
Este trabalho está organizado da seguinte forma: No capítulo 2 é realizado uma revisão bibliográfica sobre os *drivers* ca-cc ativos utilizados no acionamento dos LEDs. São analisados as vantagens e desvantagens das principais topologias existentes. No capítulo 3 é apresentado uma análise do capacitor de filtro de saída. Neste capítulo também é apresentado uma análise da propagação da corrente de saída em *drivers* de estágio único, assim como a influência da conexão dos LEDs na energia do capacitor de filtro de saída. Além disso, apresenta a estimativa de vida útil dos capacitores eletrolíticos e o impacto da conexão dos LEDs nesta estimativa.

No capítulo 4 é apresentado o resultado experimental para validação da estimativa de vida útil do capacitor eletrolítico, realizada no capítulo 3. No capítulo 5 é apresentado o conversor proposto. O conversor é avaliado qualitativamente e quantitativamente. No capítulo 6 é descrito todo o projeto de implementação do conversor proposto para acionamento de LEDs. No capítulo 7 é descrito o projeto do conversor proposto, apresentado no capítulo 6, com uma modificação na sua estrutura. Além disso, todos os resultados experimentais obtidos nos capítulos 6 e 7 são apresentados e discutidos.

2 DRIVERS PARA LEDs

Considerando que o acesso primário em residências, ruas e escritórios é ca monofásica, o uso de um *driver* ca-cc é necessário para conduzir uma carga de LED garantindo um desempenho sem oscilações. No entanto, várias distinções podem ser feitas, dependendo da carga do LED a ser conduzida. De fato, os regulamentos diferenciam duas regras em função da potência de entrada da carga do LED. Para LEDs com potência inferiores a 25 W há a possibilidade do uso de soluções passivas simples e baratas, enquanto luminárias LED com potência superiores a 25 W precisam apresentar elevado fator de potência (FP), elevado rendimento, baixo *flicker* percentual, elevada vida útil e que atenda aos requisitos da norma IEC 61000-3-2:2018, que regula a quantidade de harmônicos injetados na rede. Os *drivers* para LED conectados na rede ca monofásica podem ser divididos em três categorias, como é mostrado na Figura 2.1.

Figura 2.1 - Classificação dos *driver* ca-cc monofásicos para LEDs.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Apenas os *drivers* ca-cc ativos serão discutidos, tendo em vista a o uso de cargas superiores a 25 W.

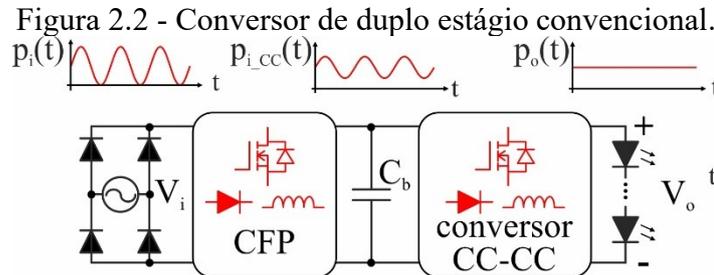
2.1 Drivers ca-cc ativos

As soluções ca-cc ativas são definidas por um ou vários componentes ativos que são controlados de modo a dar forma a corrente de entrada, mantendo constantes a tensão de saída e a corrente de saída (BRANAS; AZCONDO; ALONSO, 2013). Uma maneira de classificar os *drivers* de LED ca-cc ativos, seguindo a Figura 2.1, depende da quantidade de estágios de energia incluídos no *driver* de LED. Assim, um *driver* de LED composto por um único estágio de energia pode ser classificado como estágio único, enquanto *drivers* com dois

ou mais estágios de energia em cascata seriam classificados como múltiplos estágios. Os *drivers* de LED que se enquadram no meio, com base na integração de dois estágios, é classificado como estágio integrado. Além disso, a adição de um estágio que não processa toda a energia pode ser classificado como um *driver* de múltiplos estágios, mesmo que sejam referidos como *drivers* de estágio quase único (CASTRO *et al.*, 2019).

2.1.1 Driver de múltiplos estágios: Duplo estágio e estágio quase único

No *driver* de duplo estágio, como pode ser observado na Figura 2.2, o primeiro estágio é dedicado exclusivamente a realização da correção do fator de potência, utilizando topologias que permitem alcançar um fator de potência unitário e fornecer ao segundo estágio uma tensão quase constante com ondulação reduzida. Assim, o segundo estágio fica responsável por garantir níveis adequados de tensão e corrente para a carga. Para a faixa de potência em que a solução de vários estágios é utilizada, a inclusão de isolamento galvânico é recomendado. Assim, o isolamento galvânico pode ser incluído no primeiro ou segundo estágio (CASTRO *et al.*, 2019).



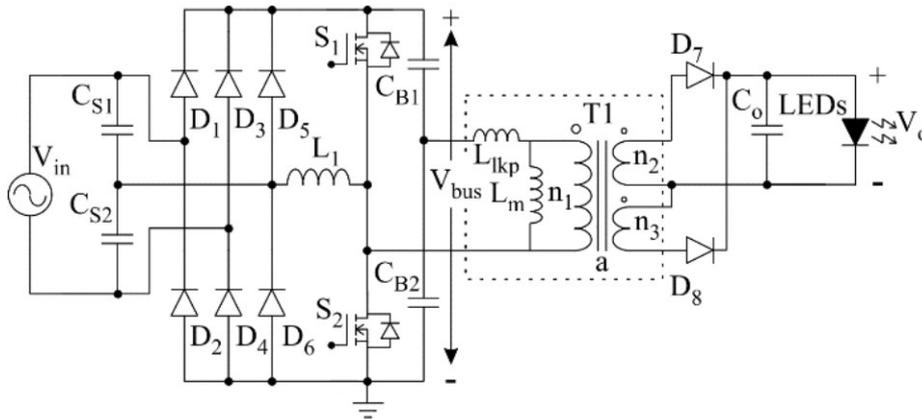
Fonte: Elaborado pelo autor.

No primeiro estágio pode ser utilizado um conversor *flyback*, entretanto, a implementação dessa topologia tem a desvantagem de obter baixos valores de eficiência e necessita de um capacitor mais volumoso, devido a menor densidade de potência dos capacitores de baixa tensão em comparação com os de elevada tensão (FANG; WEBB; *et al.*, 2019; ZHANG, JINDONG; JOVANOVIC; LEE, 1999). Considerando esse fato, a inclusão do isolamento galvânico é normalmente realizada no segundo estágio.

Dos Santos *et al.* (2015) propuseram um *driver* LED com correção do fator de potência (PFC) e baixa distorção harmônica de corrente. A estrutura proposta fornece baixa ondulação de corrente, baixa porcentagem de cintilação e comutação sobre tensão zero (ZVS). A potência do conversor varia com a redução da frequência de comutação e não usa capacitores

eletrolíticos, o que aumenta a vida útil do *driver* de LED. Em experimento foram obtidos um fator de potência de 0,996 e um rendimento de 89,5%. Entretanto, o uso de transformadores pode aumentar o volume e elevar as perdas nos magnéticos, o que pode reduzir o rendimento do conversor.

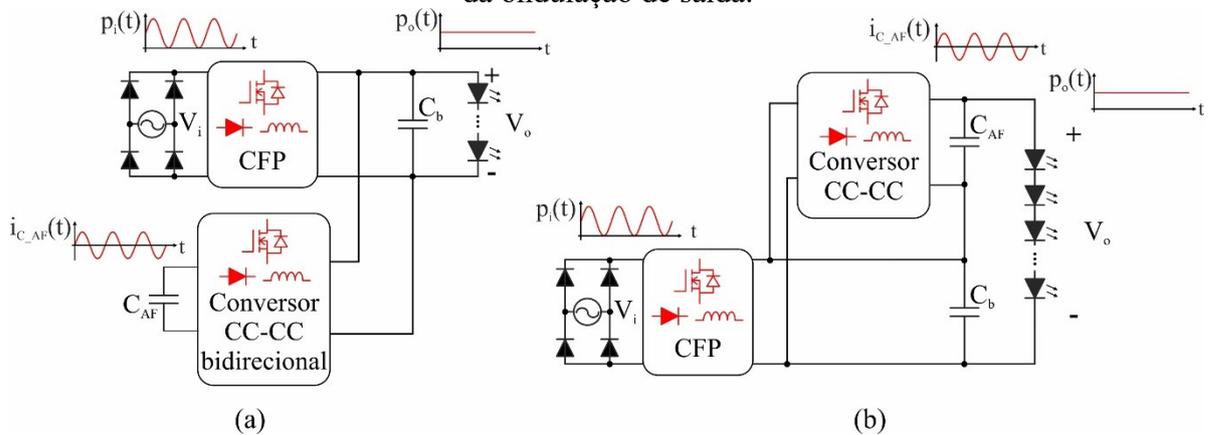
Figura 2. 3 - *Driver* LED com correção do fator de potência (PFC) e baixa distorção harmônica de corrente proposto por (DOS SANTOS *et al.*, 2015).



Fonte: Adaptado de (DOS SANTOS *et al.*, 2015).

Outra topologia que se enquadra nesta categoria são os *drivers* de estágio quase único, devido a adição de um estágio extra. O motivo de ser denominado de estágio quase único, apesar da inclusão de estágios extras, vem do fato de que esse estágio extra não processa toda a potência, como pode ser visto na Figura 2.4.

Figura 2.4 - *Driver* de estágio quase único. a) Conversor bidirecional cc-cc. b) Cancelamento da ondulação de saída.

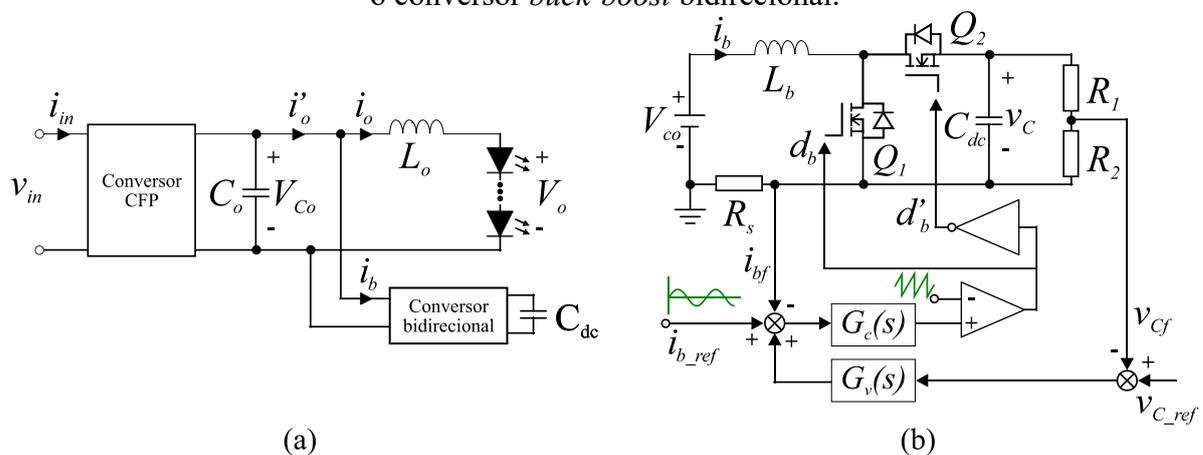


Fonte: Elaborado pelo autor.

Os *drivers* de estágio quase único são os que incluem um conversor cc-cc bidirecional ou os baseados no cancelamento de ondulação de várias saídas. O conversor cc-cc bidirecional lida com a potência pulsante do capacitor do barramento C_b , diminuindo conseqüentemente seu tamanho. Além disso, diferentemente da solução de dois estágios, o conversor bidirecional não processa toda a energia (FANG; SHENG; *et al.*, 2019; HE; RUAN; ZHANG, 2017; REDDY; NARASIMHARAJU, 2017).

He, Ruan e Zhang (2017) realizaram um estudo sobre um *driver* ca-cc sem capacitor eletrolítico e sem *flicker* para LEDs, que consiste em um conversor com correção do fator de potência (CFP) e um conversor *buck/boost* bidirecional. O conversor bidirecional foi conectado em paralelo à saída do conversor CFP, como mostra a Figura 2.5a), e serve para absorver a segunda corrente harmônica da saída do CFP, deixando apenas uma componente cc para acionar os LEDs. Assim, é proposto um circuito para controle de tensão adaptativo para o capacitor de armazenamento no conversor bidirecional *buck/boost*, mostrado na Figura 2.5 b), para fazer com que a tensão do capacitor de armazenamento diminua gradativamente à medida que a carga se torne mais leve. Assim, as perdas de energia do conversor bidirecional podem ser reduzidas quando utilizado uma carga mais leve.

Figura 2.5 *Driver* ca-cc de estágio quase único proposto por (HE; RUAN; ZHANG, 2017). a) *Driver* com CFP e conversor *buck-boost* bidirecional. b) Esquema de controle adaptativo para o conversor *buck-boost* bidirecional.



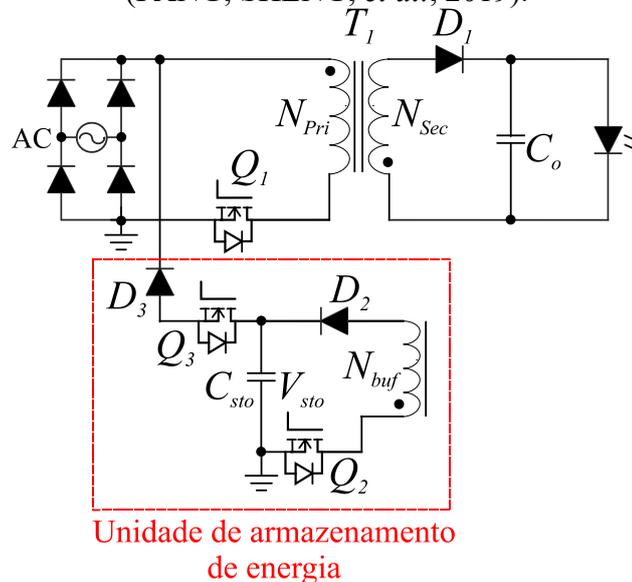
Fonte: Adaptado de (HE; RUAN; ZHANG, 2017).

Fang, Sheng *et al.* (2019) propuseram um *driver* LED com armazenamento de energia de ciclo a ciclo para obter uma operação livre de *flicker* e sem capacitor eletrolítico. Uma unidade de armazenamento de energia, com capacitores de filme de alta tensão, é introduzida no projeto para amortecer o desequilíbrio de energia em cada ciclo de comutação. A corrente de comutação pode ser controlada para atender os requisitos de correção do fator de

alta potência, mantendo a corrente de saída do LED contínua ao mesmo tempo. Essa topologia pode reduzir a energia processada o que permite reduzir as perdas devido a conversão de energia. Ao controlar diretamente a corrente de comutação pode-se reduzir a perda de conversão o que melhora o rendimento geral do conversor e possibilita o uso de magnéticos menores, pois a energia máxima que precisa ser armazenada no transformador é reduzida. A ondulação de corrente em 120 Hz foi medida em 6% do valor médio de corrente no LED. Assim, se aplicado a relação entre a ondulação de corrente e do *flicker* será obtido um valor de aproximadamente 3% de *flicker* percentual, estando esse valor dentro da região de efeito não observável o que não causa problemas a saúde humana.

Para uma potência de 15 W, o conversor obteve um fator de potência de 0,94 e cada ordem de corrente harmônica de entrada está abaixo dos limites da IEC-61000-3-2:2018. O rendimento do *driver* é apenas 1,95% menor do que um *driver* de LED de estágio único convencional em carga máxima, entretanto, não utiliza capacitores eletrolíticos o que pode aumentar a confiabilidade do sistema. Além disso, com a redução do número de componentes o custo e volume do conversor são menores quando comparados com os conversores de duplo estágio.

Figura 2.6 - *Driver* de LED com armazenamento de energia ciclo a ciclo proposto por (FANG; SHENG; *et al.*, 2019).

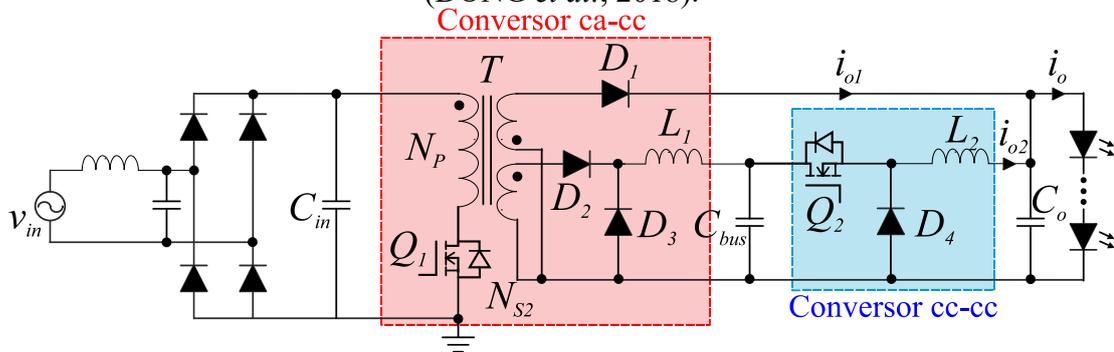


Fonte: Adaptado de (FANG; SHENG; *et al.*, 2019).

Dong *et al.* (2018) propuseram um conversor *forward-flyback* de um “estágio é meio” para LEDs, como é mostrado na Figura 2.7, com elevado fator de potência, alta eficiência e baixa corrente de saída. Um conversor *buck* é inserido para criar dois caminhos paralelos para

transferência de energia. A maior parte da energia da entrada é fornecida para a carga por meio do conversor *flyback* e apenas cerca de $\frac{1}{4}$ da energia total é transferida para a carga por meio do conversor *buck*. Além disso, é aplicado um esquema de controle de compensação de ondulação, o que resulta em uma menor ondulação de tensão e de corrente na saída no conversor o que permite utilizar capacitores de filme no lugar de E-Caps. Como o conversor *buck* processa apenas $\frac{1}{4}$ da energia, o rendimento final da topologia é maior do que os conversores tradicionais. Essa topologia apresentou um alto fator de potência, elevado rendimento e baixa ondulação de corrente sem capacitores eletrolíticos.

Figura 2.7 - Conversor *forward-flyback* de um “estágio e meio” para LEDs proposto por (DONG *et al.*, 2018).



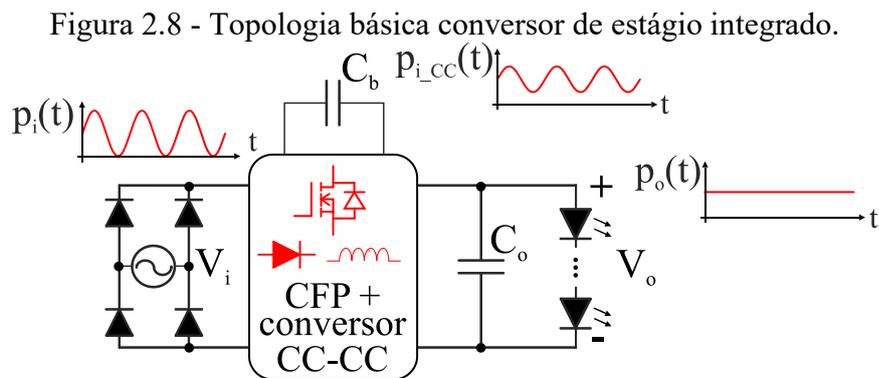
Fonte: Adaptado de (DONG *et al.*, 2018).

Uma desvantagem apresentada pelo uso de *driver* de duplo estágio e de estágio quase único é pelo fato de ser necessário um maior número de componentes, o que pode resultar em um menor rendimento final do *driver*, quando comparado com os *driver* de estágio único. Além disso, com o aumento do número de componentes o volume e custo podem ser mais elevados quando comparados com os *drivers* de estágio integrado e de estágio único. Quando adicionado o isolamento galvânico, as perdas devidos aos magnéticos podem reduzir o rendimento final do conversor.

2.1.2 Drivers de estágio integrado

Um dos métodos mais utilizados para atingir um estágio único que permita remover o capacitor eletrolítico sem ocasionar o *flicker*, pode ser considerado um conversor de estágio integrado, como é mostrado na Figura 2.8. Esse método combina topologias conhecidas com estágio único e duplo estágio a partir do compartilhamento dos interruptores, baseando-se no conceito proposto por (WONG; LEE, [S.d.]). O conversor de estágio único baseia sua operação em permitir uma certa ondulação no capacitor do barramento C_b , no entanto, essa ondulação é

cancelada na saída do conversor a partir de um controle incluído no estágio do conversor cc-cc (ALMEIDA; BRAGA; *et al.*, 2015; MALSCHITZKY *et al.*, 2018; POORALI; ADIB, 2016). Uma desvantagem apresentada pelos *drivers* de estágio integrado é devido a integração dos dois estágios, com isso o nível de *stress* no interruptor compartilhado é maior, por consequência, as perdas no interruptor podem ser mais elevadas, o que reduz o rendimento final do *driver* (ZHANG, SHU *et al.*, 2017).

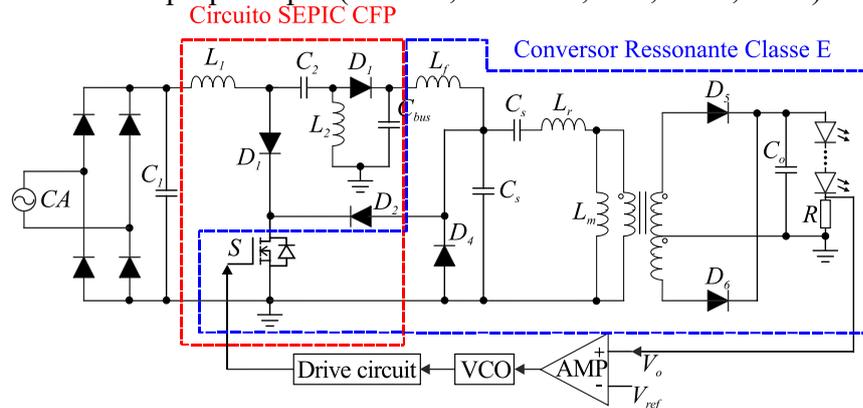


Fonte: Elaborado pelo autor.

Wang, Huang, Shi *et al.* (2016) propuseram um conversor ca-cc com apenas um interruptor, baseado no circuito SEPIC e no conversor ressonante de Classe E, como é mostrado na Figura 2.9. O indutor de entrada do circuito SEPIC opera em Modo de Condução Descontínua (MCD), o que permite obter a correção do fator de potência, assim um elevado fator de potência e uma baixa taxa de distorção harmônica (THD) podem ser obtidos. Ao integrar o estágio de correção do fator de potência (SEPIC) com o conversor cc-cc ressonante de Classe E, é possível obter uma estrutura reduzida, em comparação com os *drivers* de múltiplos estágios, e de alta confiabilidade. O conversor obteve características de comutação suave, o que pode reduzir significativamente as perdas na comutação e melhorar o rendimento do sistema.

Para uma potência de 100 W, o conversor obteve uma fator de potência de 0,995 e uma THD baixa (5,2%) em carga total, enquanto que com as características de comutação suave obtidas devido ao uso do circuito Classe E, o rendimento do sistema foi de 91,2%. Entretanto, devido ao número de componentes e a necessidade do uso do transformador para o isolamento, o peso e volume do conversor tendem a ser maiores, o que pode se tornar uma desvantagem quando o projeto necessita atender critérios como baixo peso e volume reduzido.

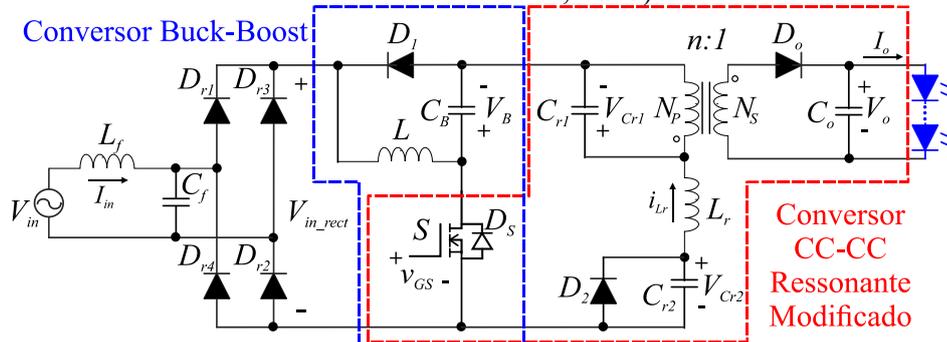
Figura 2.9 – Conversor ca-cc baseado na topologia SEPIC e no conversor cc-cc ressonante de classe E proposto por (WANG; HUANG; SHI; *et al.*, 2016).



Fonte: Adaptado de (WANG; HUANG; SHI; *et al.*, 2016).

Poorali, Adib e Farzanehfard (2017) propuseram um *driver* de estágio integrado isolado com correção de fator de potência e comutação suave para LEDs, como é mostrado na Figura 2.10. A indutância de dispersão do transformador atua como uma componente ressonante, de modo que a energia seja absorvida. A operação de comutação suave nos semicondutores, juntamente com a absorção da energia da indutância de dispersão do transformador, melhora a eficiência do *driver* proposto. Além disso, a corrente de entrada do *driver* possui harmônicos muito baixos, resultando em alto fator de potência.

Figura 2.10 - *Driver* de estágio integrado proposto por (POORALI; ADIB; FARZANEHFARD, 2017).



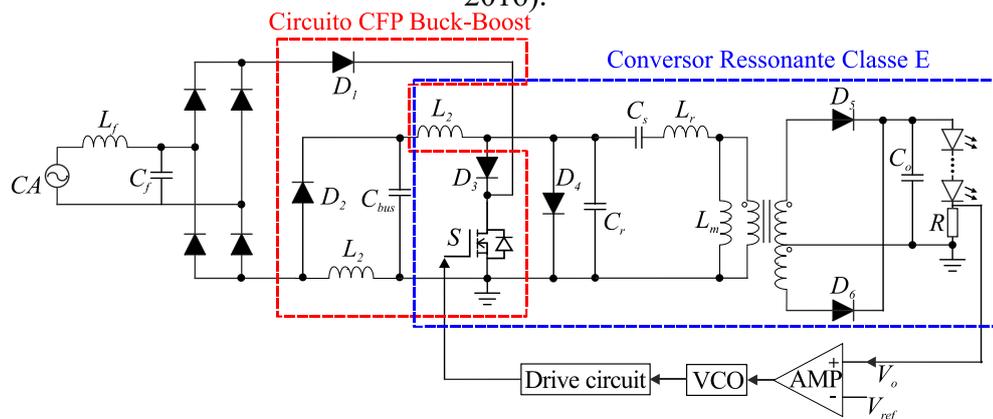
Fonte: Adaptado de (POORALI; ADIB; FARZANEHFARD, 2017).

Wang, Huang, Wang, *et al.* (2016) propuseram um *driver* para LED que integra um conversor *buck-boost* com um conversor ressonante de classe E compartilhando um único interruptor, como é mostrado na Figura 2.11. O circuito *buck-boost* funciona como estágio de correção do fator de potência e opera no Modo de Condução Descontínua (MCD) para modelar

a corrente de entrada. O conversor classe E reduz a tensão para o acionamento dos LEDs, além disso, pode obter comutação suave e reduzir as perdas no interruptor de alta frequência.

Para o conversor *buck-boost* operando em MCD o fator de potência obtido é de 0,99 com THD menor que 10%, na condição de carga total. Devido as características de comutação suave, o rendimento do *driver* de LED é de até 90,8%, para uma potência de 100 W.

Figura 2.11 – *Driver* de estágio integrado proposto por (WANG; HUANG; WANG; *et al.*, 2016).

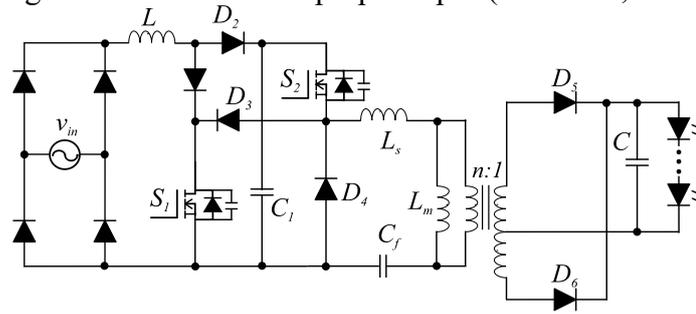


Fonte: Adaptado de (WANG; HUANG; WANG; *et al.*, 2016).

Ma *et al.* (2018) propuseram um *driver* para LEDs baseado no circuito *Boost* e no conversor LLC. A topologia proposta é composta por um conversor *Boost*, que possibilitou a obtenção de uma baixa THD e um alto FP, que opera em modo de condução descontínua e um circuito LLC isolado com características de comutação suave. Enquanto o conversor ressonante LLC opera com uma frequência adequada, os interruptores operam em comutação por tensão nula (*Zero Voltage Switching – ZVS*), o que permite obter uma baixa perda de comutação. Através do compartilhamento dos interruptores, o conversor ressonante LLC é integrado ao conversor *Boost*, com a finalidade de se obter uma estrutura simples. As características do conversor *Boost* e do conversor ressonante LLC não são afetadas pela interação da técnica de compartilhamento dos comutadores.

Para uma potência de 100 W o conversor obteve um fator de potência de aproximadamente 0,97, uma THD de 6 % e um rendimento de 91,5%. Devido a corrente no indutor L_s fluir em ambos os sentidos, as perdas geradas devido a corrente ca neste componente tendem a serem maiores, o que pode reduzir o rendimento do conversor. Além disso, em aplicações cujo um dos limitantes seja tamanho reduzido e baixo peso, o uso de transformadores se torna uma desvantagem.

Figura 2.12 - Conversor proposto por (MA et al., 2018).



Fonte: Adaptado de (MA et al., 2018).

2.1.3 Driver de estágio único

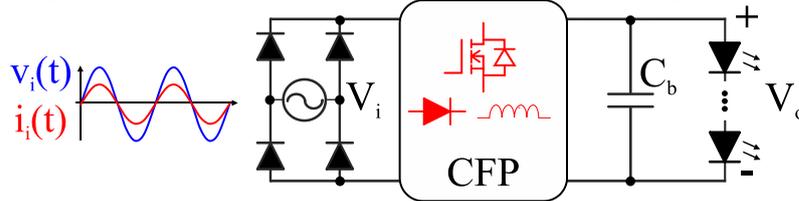
Os *drivers* ca-cc de estágio único são amplamente utilizados para acinamento de LEDs devido ao seu baixo custo e simplicidade, quando comparados com os conversores de duplo estágio e estágio integrado. Na Figura 2.13 é apresentada a estrutura básica do conversor de estágio único. Essa abordagem é capaz de obter uma forma de onda de corrente de entrada senoidal em fase com a tensão de entrada, com uma seleção correta do conversor CFP e seu controle principal. A principal desvantagem é a incapacidade de remover o capacitor eletrolítico, garantindo um desempenho sem oscilações devido a pulsação de energia da rede elétrica (CASTRO et al., 2019; WANG; ALONSO; RUAN, 2017b).

Comumente, os capacitores eletrolíticos (*Electrolytic Capacitor* – E-Cap) podem ser utilizados como filtro de saída para reduzir a ondulação de corrente em baixa frequência nos *drivers* de estágio único. Vários autores afirmam que o uso de E-Cap em *drivers* para LEDs reduz a expectativa de vida útil dos *drivers*, pois esta tecnologia de capacitor apresenta uma vida útil inferior a vida útil dos LEDs (AHN; HONG; KWON, 2018; ALONSO et al., 2017; BAEK, JONGBOK; CHAE, 2017; DA FONSECA et al., 2017; LAM; EL-TAWEEL; ABBASI, 2017; LIU et al., 2017; NI et al., 2017; SOARES et al., 2017). Entretanto, novas tecnologias do eletrólito e novas estruturas estão sendo utilizadas em capacitores eletrolíticos, o que permite obter uma maior vida útil dessa tecnologia de capacitores (CORNELL DUBILIER, 2011; ELIASSON, 2012; VIRSHAY, [S.d.]). Assim, com o aumento da vida útil, a estimativa de vida útil dos E-Caps deve ser avaliada para que a sua vida útil não seja inferior a dos LEDs, e assim, seja possível a sua implementação em *drivers* de LEDs.

A estrutura do conversor de estágio único consiste em apenas um estágio para CFP e para limitar o valor médio da corrente no LED. Como utiliza apenas um estágio para processamento da energia, em relação aos *drivers* de duplo estágio e de estágio integrado, esta

estrutura de *driver* pode obter um rendimento superior (ARIAS *et al.*, 2018; WANG; ALONSO; RUAN, 2017a).

Figura 2.13 - Estrutura básica do conversor de estágio único.

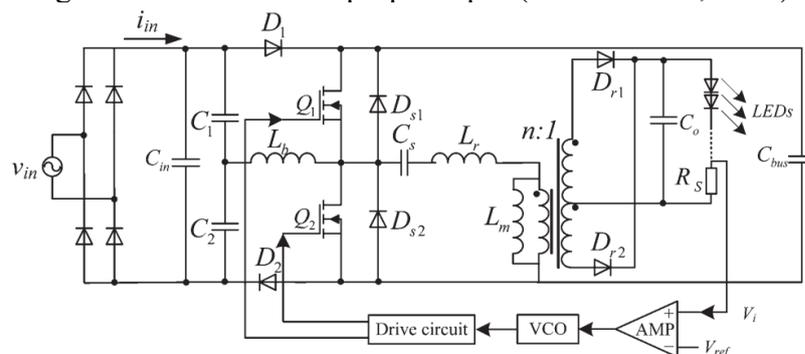


Fonte: Elaborado pelo autor.

Wang *et al.* (2015) propuseram um *driver* de estágio único para sistemas de iluminação pública com LEDs. O *driver* consiste em dois conversores *Boost* que compartilham um mesmo indutor a partir da integração dos interruptores do conversor ressonante LLC. Como a tensão de entrada é dividida pelos dois capacitores, a tensão do barramento é reduzida para o valor de pico da tensão de entrada, assim, o *driver* de LED de estágio único funciona adequadamente em condições de elevada tensão de entrada. As características de comutação suave do circuito ressonante LLC de meia ponte não são afetados pela integração dos interruptores, assim, o conversor apresenta baixa custo e alta eficiência.

Para uma potência de 100 W o conversor obteve um fator de potência de 0,98 e uma THD de 20,2%. Entretanto, o aumento na quantidade de magnéticos permite o aumento das perdas devido ao efeito pelicular, as perdas por histerese e no fio de cobre, o que reduz o rendimento final do conversor. Além disso, em sistemas que requerem um tamanho reduzido e baixo peso o uso de transformadores se torna uma desvantagem.

Figura 2.14 - Conversor proposto por (WANG *et al.*, 2015).

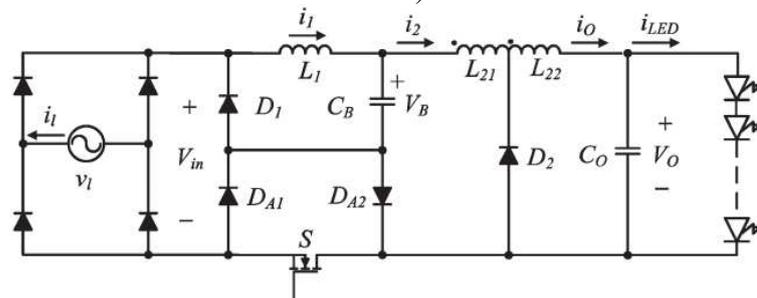


Fonte: Adaptado de (WANG *et al.*, 2015).

Sichirolo, Alonso e Spiazzi (2015) propuseram um conversor de estágio único para aplicações de iluminação LED, baseada na junção de um conversor CFP e um conversor *buck*, como é mostrado na Figura 2.15. Além da alta capacidade de redução da tensão e da regulação da corrente de saída, a topologia proposta efetivamente fornece CFP em conformidade com a norma da IEEE 61000-3-2:2018. O baixo nível de tensão no barramento permite o uso de capacitores com tecnologia de filme, em vez de capacitores eletrolíticos de baixa vida útil, para filtrar a tensão do barramento.

Devido ao uso de apenas um interruptor, algumas restrições no ciclo de trabalho do conversor são obtidas. Para compensar o grau de liberdade perdido com as restrições do ciclo de trabalho do conversor, um indutor *tapped* é inserido no lugar do indutor de saída padrão. Este componente, de fato, introduz um parâmetro adicional no processo do projeto, ou seja, sua relação de espiras do primário para o secundário pode simplificar o projeto do conversor e melhorar a capacidade de reduzir os níveis de tensão na saída do conversor.

Figura 2.15 - Conversor de estágio único proposto por (SICHIROLLO; ALONSO; SPIAZZI, 2015).

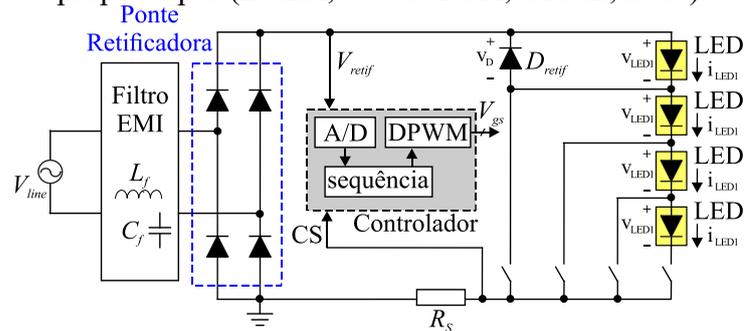


Fonte: Adaptado de (SICHIROLLO; ALONSO; SPIAZZI, 2015).

Baek e Chae (2017) propuseram um *driver* de estágio único baseado na topologia do *buck* invertido. O circuito proposto consiste em um circuito de controle, um diodo em paralelo e um conversor *buck* invertido com vários interruptores conectados em paralelo aos segmentos do LED, como é mostrado na Figura 2.16. Enquanto o conversor *buck* típico opera com uma tensão direta fixa, o *driver* proposto opera com uma tensão direta variável, de acordo com o nível da tensão de entrada. Assim, com o aumento do nível de tensão na entrada o número de interruptores acionados aumenta, consequentemente, quando a tensão de entrada reduz o número de interruptores acionados também é reduzido, mantendo a tensão de saída constante. Devido a essa capacidade de ajustar a tensão direta no LED, pode reduzir a ondulação da

corrente e a frequência de comutação com um pequeno valor de indutância. Para um protótipo de 7 W foi obtido um fator de potência de 0,94 e um rendimento de 94%.

Figura 2.16 - *Driver* de estágio único baseado na topologia do conversor *buck* invertido proposto por (BAEK, JONG-BOK; CHAE, 2017).



Fonte: Adaptado de (BAEK, JONG-BOK; CHAE, 2017).

2.2 Conclusão

Este capítulo apresentou uma breve revisão sobre os conversores ca-cc ativos para acionamento de LEDs. Foram apresentadas algumas estruturas propostas para conversores de múltiplos estágios e estágios integrados que permitem obter um elevado fator de potência, uma baixa THD e permitem a retirada do capacitor eletrolítico. Entretanto, essas duas categorias de conversores utilizam um maior número de componentes o que eleva o custo. Além disso, com a necessidade da isolação galvânica, as perdas nos magnéticos podem resultar na redução do rendimento final do conversor e elevar o volume final do *driver*. Assim, em aplicações em sistemas de iluminação com LEDs que requerem um menor custo, baixo volume e tamanho reduzido, o uso de estruturas de múltiplos estágios e estágio integrado podem ser inviáveis.

Já os conversores de estágio único, por utilizarem uma menor quantidade de componentes, possibilitam obter um menor volume e um baixo custo. Mas, o uso de conversores de estágio único não permite a retirada do capacitor eletrolítico, o que pode reduzir a confiabilidade do sistema. Entretanto, com as novas tecnologia utilizadas na construção do E-Caps, a estimativa da vida útil dos capacitores eletrolíticos pode ser elevada, sendo necessário assim uma análise desta tecnologia de capacitores, visto que sua vida útil pode ser estendida, o que pode permitir a sua viabilidade em aplicações de sistemas que requerem uma elevada vida útil.

Levando em consideração o menor custo e baixo volume dos *drivers* de estágio único, uma análise da ondulação da corrente de saída desse *driver* deve ser realizado. Assim,

pode-se encontrar a relação entre a ondulação de corrente de saída no dimensionamento do capacitor de filtro de saída, com isso é possível limitar a ondulação máxima na saída do conversor a partir do capacitor de filtro de saída.

3 CAPACITOR DE FILTRO DE SAÍDA

Os LEDs necessitam de uma corrente constante para manterem um fluxo luminoso constante. Assim, um *driver* para efetuar o seu acionamento faz-se necessário. Em *driver* ca-cc a retificação da tensão de entrada ocasiona uma ondulação na corrente de saída, que pode ser definida como o dobro da frequência de entrada. Logo, uma frequência de linha de 60 Hz gera uma ondulação de 120 Hz. Essa ondulação de baixa frequência pode gerar problemas a saúde humana, sendo assim necessário a inserção de um capacitor de filtro para eliminar essa baixa frequência. Assim, uma análise da propagação da corrente de saída deve ser realizada para observar a influência dos LEDs e do capacitor de filtro na corrente de saída.

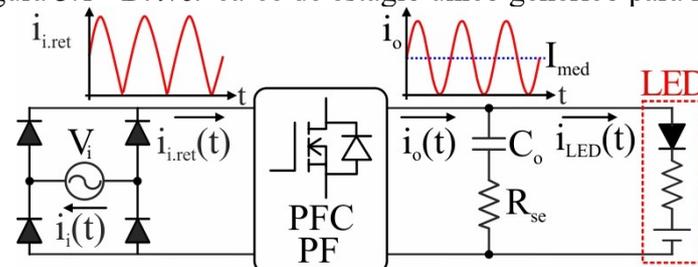
3.1 Análise do capacitor de filtro de saída

Inicialmente, o valor do capacitor de filtro de saída deve ser determinado para possibilitar a escolha da tecnologia do capacitor a ser utilizado. Assim, alguns fatores devem ser considerados, tais como: a ondulação em baixa frequência, a resistência série equivalente do capacitor de filtro de saída e a resistência intrínseca do modelo elétrico do LED. Na Figura 3.1 é mostrado o circuito genérico utilizado para a análise da propagação da ondulação de corrente de saída, sendo o capacitor de filtro de saída C_o considerado externo ao conversor.

Para iniciar a análise da ondulação da corrente de saída deve-se considerar os seguintes pontos:

- O fator de potência é igual a 1;
- A capacitância de saída deve ser elevada o suficiente para manter a operação dos LEDs acima da tensão de polarização;
- A tensão de saída do conversor seja contínua.

Figura 3.1 - *Driver* ca-cc de estágio único genérico para LEDs.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A tensão de entrada $v_i(t)$ e a corrente de entrada $i_i(t)$ podem ser definidas por (3.1) e (3.2), respectivamente. Sendo V_m a amplitude da tensão de entrada, I_m a amplitude da corrente de entrada e ω a frequência angular da rede.

$$v_i(t) = V_m \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (3.1)$$

$$i_i(t) = I_m \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (3.2)$$

A potência instantânea de entrada pode é definida por (3.3).

$$p_i(t) = v_i(t) \cdot i_i(t) \quad (3.3)$$

Substituindo (3.1) e (3.2) em (3.3), é obtido (3.4).

$$p_i(t) = V_m \cdot I_m \cdot \text{sen}^2(\omega t) \quad (3.4)$$

Sabendo que a relação trigonométrica $\text{sen}^2 a = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cdot \cos 2a$ e aplicando em (3.4), pode ser obtido (3.5).

$$p_i(t) = V_m \cdot I_m \cdot \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cdot \cos(2\omega t) \right) \quad (3.5)$$

Considerando que o conversor não acumula energia e que o rendimento é constante, a potência de entrada pode ser considerada proporcional à potência de saída. A potência de saída pode ser definida por (3.6), sendo η o rendimento do conversor.

$$p_o(t) = \eta \cdot p_i(t) \quad (3.6)$$

Aplicando (3.5) em (3.6), é obtido (3.7).

$$p_o(t) = \eta \cdot V_m \cdot I_m \cdot \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cdot \cos(2\omega t) \right) \quad (3.7)$$

Como o capacitor de filtro de saída é elevado o suficiente para manter a operação dos LEDs acima da tensão de polarização, ou seja, a tensão de saída constante, (3.7) pode ser reescrito como (3.8). Sendo V_o a tensão de saída e $i_o(t)$ a corrente de saída.

$$p_o(t) = V_o \cdot i_o(t) \quad (3.8)$$

Aplicando (3.7) em (3.8) e isolando $i_o(t)$, a corrente de saída, antes de C_o , pode ser obtida em (3.9)

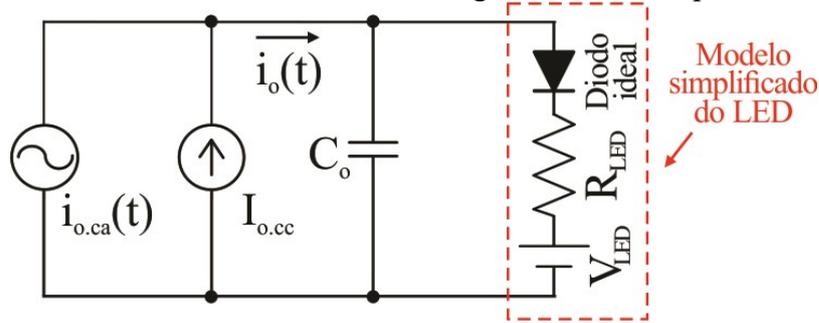
$$i_o(t) = \frac{\eta \cdot V_m \cdot I_m}{V_o} \cdot \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos(2\omega t) \right) \quad (3.9)$$

Analisando (3.9) é possível observar que a corrente, antes de C_o , é composta por uma componente contínua e uma componente alternada, o qual é definida por (3.10).

$$i_o(t) = I_{o,CC} + i_{o,CA}(t) \quad (3.10)$$

O circuito equivalente que representa (3.10) é mostrado na Figura 3.2. Sendo o modelo simplificado do LED, proposto (SÁ JR., 2010), composto por um diodo D_{LED} , uma resistência R_{LED} e uma fonte de tensão contínua V_{LED} .

Figura 3.2 – Corrente de saída do conversor de estágio único com capacitor de filtro e o LED.



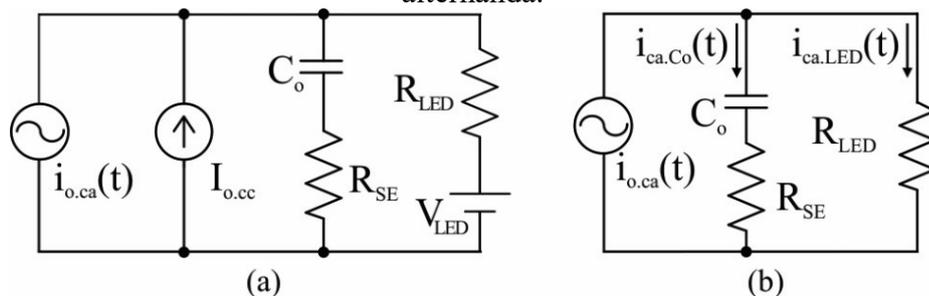
Fonte: Elaborado pelo autor.

Como o LED está sempre conduzindo, o seu modelo elétrico pode ser simplificado por uma resistência R_{LED} e por uma tensão V_{LED} conectados em série. Nesta condição, o modelo elétrico do LED pode ser considerado linear, o que possibilita a aplicação do teorema da superposição. Na Figura 3.3a) é mostrado o circuito referente a componente contínua $I_{o,cc}$ e a componente alternada $i_{o,ca}(t)$ da corrente de saída. Sendo $I_{o,cc}$ e $i_{o,ca}(t)$ definidas em (3.11) e (3.12), respectivamente, a partir de (3.10).

$$I_{o,CC} = \frac{\eta \cdot V_m \cdot I_m}{2 \cdot V_o} \quad (3.11)$$

$$i_{o,CA}(t) = \frac{\eta \cdot V_m \cdot I_m}{2 \cdot V_o} \cos(2\omega t) \quad (3.12)$$

Figura 3.3 – Análise da corrente de saída considerando a resistência série equivalendo do capacitor de saída; a) Corrente alternada + contínua; b) Considerando apenas a corrente alternada.



Fonte: Elaborado pelo autor.

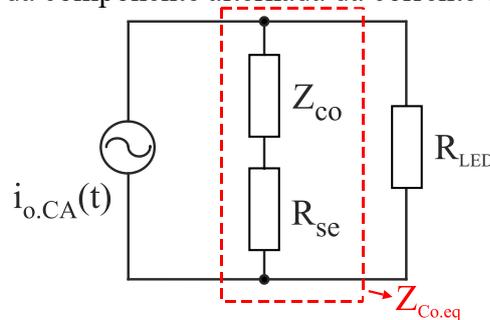
Como apenas a ondulação de corrente gera o *flicker*, somente a componente alternada da corrente de saída é analisada. Assim, a Figura 3.3a) pode ser simplificada para Figura 3.3b) para análise. Sendo o valor eficaz de $i_{o.ca}(t)$ definida por (3.13).

$$I_{o.CA} = \frac{\eta \cdot V_m \cdot I_m}{2 \cdot V_o} \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \quad (3.13)$$

Aplicando (3.11) em (3.13) pode ser obtido (3.14).

$$I_{o.CA} = \frac{\eta \cdot V_m \cdot I_m}{2 \cdot V_o} \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} = I_{o.CC} \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \quad (3.14)$$

Figura 3.4 – Análise da componente alternada da corrente de saída do conversor.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A impedância equivalente $Z_{Co,eq}$, na Figura 3.4, é definida por (3.15). A frequência angular ω é multiplicada por dois devido a frequência da ondulação da corrente de saída, gerada pela retificação da entrada, ser o dobro da frequência de entrada.

$$Z_{Co,eq} = R_{se} + Z_{Co} = R_{se} - \frac{1}{2 \cdot \omega \cdot C_o} j \quad (3.15)$$

3.1.1 Corrente eficaz no capacitor de filtro de saída

A partir da Figura 3.4 o valor eficaz da corrente no capacitor de filtro de saída C_o pode ser obtido, como mostra (3.16).

$$I_{ca.Co} = I_{o.CA} \cdot \frac{Z_{Co,eq} \cdot R_{LED}}{Z_{Co,eq} + R_{LED}} \cdot \frac{1}{Z_{Co,eq}} \quad (3.16)$$

Substituindo (3.15) em (3.16) é obtido (3.17).

$$I_{ca.Co} = I_{o.CA} \cdot \frac{R_{LED}}{R_{se} - \frac{1}{2\omega \cdot C_o} j + R_{LED}} = \frac{2\omega \cdot C_o \cdot R_{LED} j}{1 + 2\omega \cdot C_o \cdot R_{se} j + 2\omega \cdot C_o \cdot R_{LED} j} \quad (3.17)$$

Considerando apenas o módulo, a partir de (3.17) é obtido (3.18).

$$I_{ca.Co} = I_{o.CA} \cdot \left| \frac{2\omega C_o R_{LED} j}{1 + 2\omega C_o R_{se} j + 2\omega C_o R_{LED} j} \right| = I_{o.CA} \cdot \frac{\sqrt{(2\omega C_o R_{LED})^2}}{\sqrt{1 + (2\omega C_o R_{se})^2 + (2\omega C_o R_{LED})^2}} \quad (3.18)$$

Aplicando (3.14) em (3.18) é obtido (3.19).

$$I_{ca.Co} = I_{o.CC} \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{\sqrt{(2\omega C_o R_{LED})^2}}{\sqrt{1 + (2\omega C_o R_{se})^2 + (2\omega C_o R_{LED})^2}} \quad (3.19)$$

3.1.2 Corrente eficaz da componente alternada no LED

A partir da Figura 3.4 o valor eficaz da componente alternada no LED pode ser obtido, como mostra (3.20).

$$I_{ca.LED} = I_{o.CA} \cdot \frac{Z_{Co.eq} \cdot R_{LED.eq}}{Z_{Co.eq} + R_{LED.eq}} \cdot \frac{1}{R_{eq.LED}} \quad (3.20)$$

Aplicando (3.15) em (3.20) é obtido (3.21).

$$I_{ca.LED} = I_{o.CA} \cdot \frac{R_{se} - \frac{1}{2 \cdot \omega \cdot C_o} j}{R_{se} - \frac{1}{2 \cdot \omega \cdot C_o} j + R_{LED.eq}} = I_{o.CA} \cdot \frac{1}{1 + 2 \cdot \omega \cdot C_o \cdot R_{LED.eq} \cdot j} \quad (3.21)$$

Considerando apenas o módulo, a partir de (3.21) é obtido (3.22).

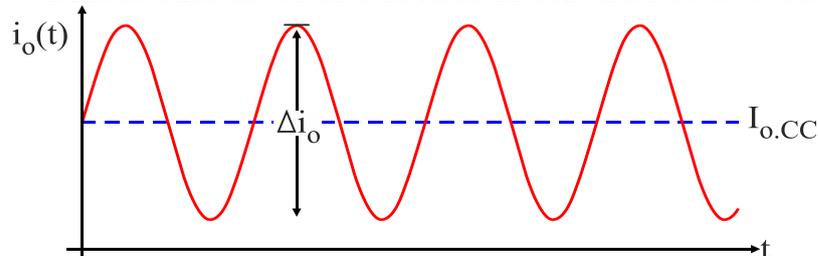
$$I_{ca.LED} = I_{o.CA} \cdot \left| \frac{1}{1 + 2 \cdot \omega \cdot C_o \cdot R_{LED.eq} \cdot j} \right| = I_{o.CA} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (2 \cdot \omega \cdot C_o \cdot R_{LED.eq})^2}} \quad (3.22)$$

Aplicando (3.14) em (3.22) pode ser obtido (3.23).

$$I_{ca.LED} = I_{o.CC} \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (2 \cdot \omega \cdot C_o \cdot R_{LED.eq})^2}} \quad (3.23)$$

A corrente de saída possui o formato apresentado na Figura 3.5. A partir de Figura 3.5 a ondulação da corrente de saída pode ser obtida por (3.24).

Figura 3.5 - Forma de onda da corrente de saída do conversor ca-cc de estágio único.



Fonte: Elaborado pelo autor.

$$\Delta i_o = I_{o.CC} \cdot \Delta i_{o\%} \quad (3.24)$$

A partir de Figura 3.5 o valor eficaz da componente ca da corrente no LED pode ser determinada em (3.25).

$$I_{ca.LED} = \frac{\Delta i_o}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{2} \cdot \Delta i_o}{2} \quad (3.25)$$

Aplicando (3.24) em (3.25) pode ser obtido (3.26).

$$I_{ca.LED} = \frac{\sqrt{2}}{4} \cdot I_{o.CC} \cdot \Delta i_{o\%} \quad (3.26)$$

Substituindo (3.26) em (3.20) é obtida (3.27).

$$\frac{\sqrt{2}}{4} \cdot I_{o.CC} \cdot \Delta i_{o\%} = I_{o.CC} \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \frac{Z_{Co.eq}}{Z_{Co.eq} + R_{LED}} \quad (3.27)$$

Resolvendo (3.27) obtém-se (3.28).

$$Z_{Co.eq} = \frac{R_{LED} \cdot \Delta i_{o\%}}{2 - \Delta i_{o\%}} \quad (3.28)$$

Substituindo (3.15) em (3.28) é obtido (3.29).

$$R_{se} - \frac{1}{2\omega C_o} j = \frac{R_{LED} \Delta i_{o\%}}{2 - \Delta i_{o\%}} \rightarrow 2j - \Delta i_{o\%} j = 2\omega C_o (R_{LED} \Delta i_{o\%} - R_{SE}) \quad (3.29)$$

Considerando apenas o módulo, a partir de (3.29) é obtido (3.30).

$$|2j - \Delta i_{o\%} j| = 2\omega C_o (R_{LED} \cdot \Delta i_{o\%} - R_{SE}) \rightarrow \sqrt{4 - \Delta i_{o\%}^2} = 2\omega C_o (R_{LED} \Delta i_{o\%} - R_{SE}) \quad (3.30)$$

Isolando C_o em (3.30), a capacitância de filtro de saída pode ser obtida por (3.31).

$$C_o = \frac{\sqrt{4 - \Delta i_{o\%}^2}}{2 \cdot \omega \cdot (\Delta i_{o\%} \cdot R_{LED} - R_{SE})} \quad (3.31)$$

Considerando a relação apresentada em (3.32), a relação expressa em (3.33) também pode ser considerada.

$$\Delta i_{o\%} \cdot R_{LED} \gg R_{SE} \quad (3.32)$$

$$\Delta i_{o\%} \cdot R_{LED} - R_{SE} \approx \Delta i_{o\%} \cdot R_{LED} \quad (3.33)$$

Assim, (3.31) pode ser aproximada para (3.34).

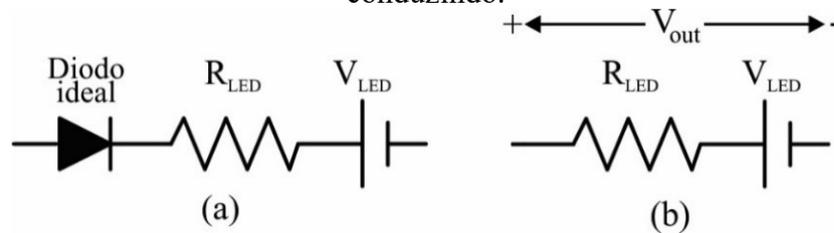
$$C_o = \frac{\sqrt{4 - \Delta i_{o\%}^2}}{2 \cdot \omega \cdot (\Delta i_{o\%} \cdot R_{LED})} \quad (3.34)$$

3.2 Análise da energia do capacitor

Como pode ser observado em (3.34), a capacitância depende do valor da resistência do modelo elétrico dos LEDs (R_{LED}). Devido a possibilidade de ligação dos LEDs em série ou em paralelo, a densidade de potência de C_o deve ser avaliada a partir da análise de energia do capacitor.

Para avaliar o volume de um capacitor, a energia armazenada deve ser considerada para uma mesma tecnologia de capacitor, considerando um LED o qual o modelo elétrico simplificado é mostrado na Figura 3.6. Um capacitor de filtro de saída com valor igual a C_o resultaria em uma energia definida por (3.35).

Figura 3.6 - a) Modelo elétrico simplificado do LED; b) Simplificação para o diodo sempre conduzindo.



Font: Adaptado de (SÁ JR., 2010).

$$E_o = \frac{1}{2} \cdot C_o \cdot V_o^2 \quad (3.35)$$

3.2.1 Conexão dos LEDs em série

A energia armazenada no capacitor de filtro para n LEDs conectados em série pode ser definida por (3.36).

$$E_S = \frac{1}{2} \cdot C_S \cdot V_S^2 \quad (3.36)$$

A tensão de saída para n LEDs conectados em série pode ser definida por (3.37).

$$V_S = V_o \cdot n \quad (3.37)$$

A partir da relação $C_o \propto 1/R_{eq,LED}$ obtida em (3.34), o valor da capacitância para n LEDs conectados em série pode ser definida por (3.38).

$$C_S = \frac{C_o}{n} \quad (3.38)$$

Substituindo (3.37) e (3.38) em (3.36) a energia do capacitor de filtro de saída para n LEDs conectados em série pode ser obtida, como é mostrado em (3.39).

$$E_s = \frac{1}{2} \cdot C_s \cdot V_s^2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{C_o}{n} \cdot n^2 \cdot V_o^2 = \frac{1}{2} \cdot n \cdot C_o \cdot V_o^2 \quad (3.39)$$

3.2.2 Conexão dos LEDs em paralelo

A energia armazenada no capacitor de filtro para n LEDs conectados em paralelo pode ser definida por (3.40).

$$E_p = \frac{1}{2} \cdot C_p \cdot V_p^2 \quad (3.40)$$

A tensão de saída para n LEDs conectados em paralelo pode ser definida por (3.41).

$$V_p = V_o \quad (3.41)$$

A partir da relação $C_o \propto 1/R_{eq.LED}$ obtida em (3.34), o valor da capacitância para n LEDs conectados em paralelo pode ser definida por (3.42).

$$C_p = n \cdot C_o \quad (3.42)$$

Substituindo (3.41) e (3.42) em (3.40) a energia do capacitor de filtro de saída para n LEDs conectados em paralelo pode ser obtida, como é mostrado em (3.43).

$$E_p = \frac{1}{2} \cdot C_p \cdot V_p^2 = \frac{1}{2} \cdot n \cdot C_o \cdot V_o^2 \quad (3.43)$$

Analisando (3.39) e (3.43) conclui-se que a energia do capacitor é a mesma em qualquer tipo de conexão dos LEDs, o que resulta em um mesmo volume para uma mesma tecnologia de capacitores. Entretanto, para que R_{se} não tenha influência no valor de C_o a relação expressa em (3.44) deve ser atendida. Assim, a ligação dos LEDs em série é preferível, pois permite obter um valor de R_{LED} superior.

$$R_{se} \ll \Delta i_o\% \cdot R_{LED} \quad (3.44)$$

Atualmente, LEDs COB (*Chip On Board*) com tensões mais elevadas e os HVLEDs (*High Voltage Light Emitting Diode*) estão sendo fabricados. Esses LEDs possuem um valor de R_{LED} mais elevado e suportam maiores níveis de tensões, quando comparados com os LEDs convencionais (CAI *et al.*, 2017; TSAI *et al.*, 2016; YU *et al.*, 2017; ZHOU *et al.*, 2018). Assim, os LEDs COB e os HVLEDs podem ser acionados com tensões mais elevadas. Além disso, os LEDs convencionais podem ser conectados em série para também serem acionados com tensões mais elevadas podendo eliminar o uso de transformadores.

Quando há a conexão de vários LED em série deve-se tomar bastante cuidado, pois o rompimento de apenas um LED pode resultar em um grande aumento da tensão de saída do conversor, o que resulta em uma falha do *driver* de acionamento dos LEDs. Porém, já estão

sendo comercializados Protetores de LED (P_{LED}), que tem como finalidade fornecer um caminho alternativo a passagem da corrente mesmo quando um dos LEDs de um vetor venha a falhar. Além disso, os PLEDs possuem baixo custo e tamanho reduzido, sendo compatíveis com LEDs que operam com tensões entre 3 a 18 V com correntes entre 100 mA a 1 A (LITTELFUSE, 2009).

Devido a obtenção de um maior nível de tensão na saída do *driver*, devido a utilização dos LEDs em série, torna-se interessante o acoplamento do *driver* com a luminária. Assim, pode-se evitar que os terminais do *driver* de acionamento dos LEDs fiquem expostos. Segundo norma IEC 62612:2013 para mecanismos de controle de lâmpadas incorporados a luminária a isolamento galvânica não é necessária. Assim, os LEDs podem ser acionados com tensões mais elevadas, sem a necessidade de um circuito adicional para reduzir os níveis da tensão de saída, o que possibilita a redução do volume e das perdas do *driver*. Além disso, para uma mesma potência, a corrente de saída é reduzida ao elevar a tensão nos LEDs, o que possibilita a redução das perdas por condução.

De acordo com a Portaria do INMETRO 389:2014, sobre o regulamento de qualidade para lâmpadas LED com dispositivo de controle integrado a luminária, dispositivos alimentados com corrente alternada com frequência de 60 Hz com valores de tensão de 127 V e/ou 220 V, a tensão de saída deve ser limitada entre 92% e 106% da tensão nominal de alimentação e a temperatura ambiente deve estar entre os valores de -10°C e 40°C . Além disso para lâmpadas com potência nominal superior a 25 W o fator de potência deverá ser superior a 0,92 e as correntes harmônicas não devem exceder os limites impostos pela IEC 61000-3-2.

Além disso, segundo a norma IEC 61347-1:2015, o mecanismo de controle da lâmpada, que dependa do invólucro da luminária para fornecer a proteção contra contato acidental, devem ter resistência mecânica adequada e não devem soltar-se em uso normal, não sendo possível removê-los sem o uso de uma ferramenta. Para proteção contra choques elétricos, a norma IEC 61140:2001 exige que as partes vivas perigosas não devem ser acessíveis e que as partes condutoras acessíveis não devem ser perigosas ao vivo, quando em uso sem falha ou em uma única condição de falha.

Assim, desde que atendido os parâmetros impostos pelas normas da IEC 62612:2013, do INMETRO 389:2014 e da IEC 61347-1:2015 é possível o uso de tensões mais elevadas na saída do *driver* de acionamento de LEDs, desde que o *driver* esteja acoplado ao invólucro da luminária.

3.3 Tecnologia de capacitores

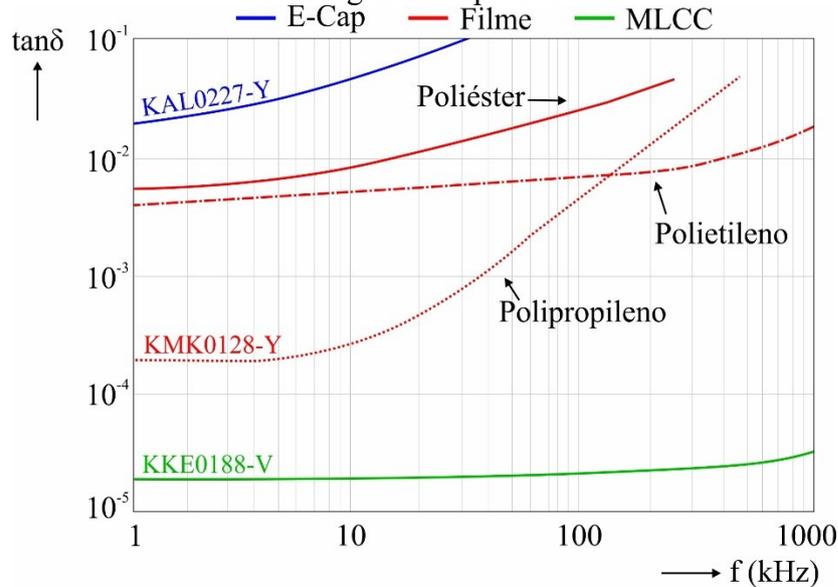
Como os LEDs possuem uma elevada vida útil (> 50.000 h), a tecnologia dos capacitores deve ser selecionada para possibilitar uma vida útil do *driver* compatível com a vida útil dos LEDs. Atualmente, os capacitores de filme (CF) e os E-Caps são as tecnologias mais utilizadas nos *drivers* para LEDs (HUANG; NAGASAKI; SHIMIZU, 2018).

Os CFs possuem uma expectativa de vida útil elevada, podendo ser equivalente ou superior a vida útil dos LEDs. Os CFs suportam tensões mais elevadas e comercialmente existem capacitâncias da ordem de dezenas de microfarads. Além disso, os CFs possuem baixos valores de R_{SE} , sendo inferior ao E-Cap. Entretanto, essa tecnologia é mais volumosa, quando comparado com os E-Caps. Em aplicações em que o volume é um fator limitante, o seu uso é inviável ou deve ser utilizado algum método que permita a redução do valor da sua capacitância. Vários autores propuseram métodos para redução do valor da capacitância para os capacitores de filtro de saída (FANG; LIU, 2017; GAO; LI; MOK, 2017; KIM, HYUN-CHANG; CHOI; KIM, 2016; VALIPOUR; REZAZADEH; ZOLGHADRI, 2016), mas são necessários circuitos adicionais para cancelamento da ondulação de corrente, conversor em paralelo para absorver a ondulação de baixa frequência, reguladores de corrente, circuito para controle de potência quase constante ou técnicas complexas, o que pode elevar o custo e reduzir o rendimento do *driver*.

Atualmente, novos E-Caps foram desenvolvidos, os quais são produzidos com uma quantidade adicional de eletrólito, além da adição de ácidos/bases e químicos, possibilitando uma maior estabilidade térmica do eletrólito o que permite suportar uma maior temperatura, o que eleva a sua vida útil (CORNELL DUBILIER, 2011; VIRSHAY, [S.d.]). Assim, a vida útil desses novos E-Caps deve ser avaliada, pois esta tecnologia de capacitores possui um baixo volume, além de suportarem elevados níveis de tensão para elevados valores de capacitâncias. Sendo assim uma solução atrativa para evitar o uso de métodos adicionais para reduzir os valores da capacitância do capacitor de saída, além de possibilitar a sua utilização em aplicações onde o volume e o custo são um fator limitante.

Na Figura 3.7 é mostrado a curva do fator de dissipação pelo aumento da frequência dos atuais capacitores, sendo que os E-Caps apresentam um maior fator de dissipação, conseqüentemente, uma maior resistência série equivalente.

Figura 3.7 – Relação entre o fator de dissipação pelo aumento da frequência em algumas tecnologias de capacitores.



Entretanto, quando satisfeita a condição (3.44) a R_{se} passa a não ser um fator limitante, podendo ser desconsiderada. A redução de 20% da capacitância ou o dobro da R_{se} são critérios de degradação do capacitor (SOLIMAN; WANG; BLAABJERG, 2016). Assim, a capacitância inicial obtida a partir de (3.34) deve ser maior, considerando a redução da capacitância, para que no fim da vida útil do capacitor não seja inferior ao projetado. Quando a condição (3.44) não for satisfeita a capacitância deve ser determinada a partir de (3.31) considerando que a R_{se} vai dobrar no fim da vida útil de C_o . Assim, atendendo os critérios de degradação dos E-Caps é possível garantir que no fim da sua vida útil os parâmetros de projeto serão atendidos.

3.4 Estimativa de vida útil dos capacitores eletrolíticos

O fim da vida útil de um E-Cap é definido pela alteração dos seus parâmetros, tais como: o aumento da resistência série equivalente (R_{se}), o aumento do fator de dissipação ($\tan \delta$) e a redução da capacitância (C_o). Devido ao aumento da resistência série equivalente do capacitor a potência dissipada na resistência também aumenta, o que permite a geração de calor no seu núcleo, acarretando na evaporação do eletrólito (EPCOS, 2013).

A ondulação de corrente é outro fator que afeta a vida útil. Uma ondulação de corrente elevada gera um aumento na temperatura interna do capacitor, devido ao maior fator de dissipação. Assim, essa ondulação de corrente gera um *stress* térmico, o que reduz consideravelmente a vida útil (VISHAY, [S.d.]).

O aumento da temperatura no capacitor, acima dos níveis máximos suportado, propicia o processo de evaporação e deterioração do eletrólito. A redução do volume do eletrólito causa uma diminuição da área de superfície efetiva, diminuindo a capacitância e aumentando resistência série equivalente o que propicia, ainda mais, a redução da vida útil do capacitor (CDM CORNELL DUBILIER, [S.d.]).

Com isso, parâmetros como a temperatura no núcleo do capacitor, a ondulação de corrente no capacitor, o fator de dissipação entre o núcleo e a superfície do capacitor e a resistência série equivalente do capacitor devem ser levados em consideração para estimativa da vida útil dos capacitores eletrolíticos.

A vida útil dos capacitores eletrolíticos pode ser determinada baseando-se na lei de Arrhenius (IEC, 2004; SAM G. PARLER JR, 2004), como é mostrado em (3.45). Sendo LT_{est} a estimativa de vida útil, LT_o a vida útil garantida pelo fabricante, T_{max} a temperatura máxima suportada pelo capacitor e T_a a temperatura ambiente. Neste caso, a temperatura ambiente considerada é medida no topo do capacitor. Considerando que a ondulação de corrente não cause nenhum efeito considerativo no aumento de temperatura no núcleo do capacitor.

$$LT_{est} = LT_o \cdot 2^{\frac{T_{max}-T_a}{10}} \quad (3.45)$$

Considerando a temperatura ambiente, a qual o capacitor está submetido dentro do invólucro da luminária, a área do capacitor deve ser considerada para dissipação da temperatura gerada no núcleo do capacitor. Assim, a posição do capacitor no circuito deve ser um fator a ser levado em consideração no projeto. Com isso, alocando o capacitor externo ao *driver*, uma maior área de dissipação da temperatura é obtida, possibilitando a redução da temperatura no capacitor. A área total do capacitor, considerando sua área completa para a dissipação do calor, é obtido por (3.46). Sendo d o diâmetro da superfície do capacitor e h a altura do capacitor.

$$A_t = \frac{\pi}{4} \cdot d \cdot (d + 4 \cdot h) \quad (3.46)$$

O fator de dissipação é um dos parâmetros utilizados para determinar a resistência série equivalente do capacitor. Assim, a partir da frequência angular ω e do valor de capacitância C_o e do fator de dissipação $\tan \delta$, obtido em *datasheet*, a resistência série equivalente do capacitor é obtida em (3.47).

$$R_{se} = \frac{\tan \delta}{\omega \cdot C_o} \quad (3.47)$$

A partir do valor eficaz da corrente descrito em (3.19), a variação de temperatura na superfície do capacitor $\Delta T_{\text{sup.ripple}}$ pode ser obtida em (3.48). Sendo β uma constante que determina o calor radiado do capacitor.

$$\Delta T_{\text{sup.ripple}} = \frac{I_{ca.Co}^2 \cdot R_{se}}{\beta \cdot A_t} \quad (3.48)$$

A variação na temperatura da superfície do capacitor está relacionada ao valor de temperatura gerado no núcleo do capacitor. Assim, essa relação pode ser descrita em (3.49). Sendo α o fator da diferença de temperatura entre o núcleo e a superfície do capacitor

$$\Delta T_{\text{nuc.ripple}} = \alpha \cdot \Delta T_{\text{sup.ripple}} \quad (3.49)$$

A partir de (3.49), a variação da temperatura no núcleo do capacitor, quando aplicado a corrente nominal, pode ser definida por (3.50).

$$\Delta T_{\text{nuc.nom}} = \frac{\Delta T_{\text{nuc.ripple}}}{\left(\frac{I_{ca.Co}}{I_o}\right)^2} \quad (3.50)$$

Com isso, o fator de aumento da temperatura no núcleo do capacitor quando aplicado uma ondulação de corrente e quando aplicado a ondulação de corrente nominal são obtidos por (3.51) e (3.52), respectivamente.

$$A_{\text{ripple}} = 10 - 0,25 \cdot \Delta T_{\text{nuc.ripple}} \quad (3.51)$$

$$A_{\text{nom}} = 10 - 0,25 \cdot \Delta T_{\text{nuc.nom}} \quad (3.52)$$

Assim, a estimativa de vida útil do capacitor eletrolítico em função da variação de temperatura no núcleo do capacitor pode ser obtido por (3.51), baseado em (NICHICON, [S.d.]; NIPPON CHEMI-CON, [S.d.]; RUBYCON CORPORATION, [S.d.]).

$$LT_{\text{temp}} = LT_o \cdot 2^{\frac{T_{\text{max}} - T_a}{10}} \cdot 2^{\left(\frac{\Delta T_{\text{nuc.nom}}}{A_{\text{nom}}} - \frac{\Delta T_{\text{nuc.ripple}}}{A_{\text{ripple}}}\right)} \quad (3.53)$$

3.5 Análise do impacto da conexão dos LEDs na estimativa de vida útil dos E-Caps

Como foi discutido em 3.2, a configuração dos LEDs pode variar em conexões em série e em paralelo, o que resulta no aumento ou diminuição da resistência equivalente dos LEDs. Neste tópico, será avaliado a influência que as conexões dos LEDs geram na estimativa de vida útil dos E-Caps. A configuração da ligação dos LEDs é avaliada considerando a conexão de oito vetores de LEDs conectados em série ou em paralelo, sendo cada vetor composto de cinco LEDs conectados em série. Os parâmetros dos vetores são apresentados na Tabela 3.1.

Tabela 3.1 - Parâmetros do vetor de LEDs composto por cinco LEDs conectados em série.

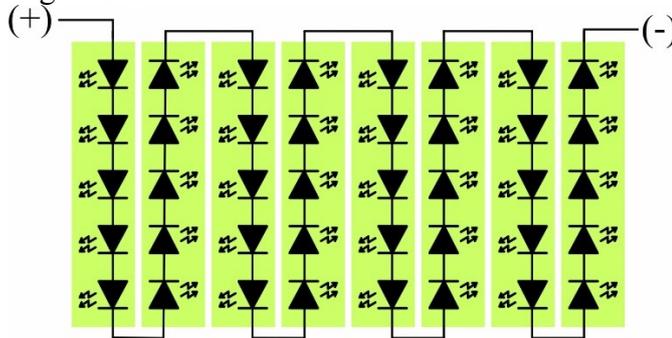
Parâmetro	Símbolo	Valor
Corrente nominal	I_{vetor}	250 mA
Resistência equivalente	R_{vetor}	120 Ω
Tensão de polarização	V_{LED}	70 V

Fonte: Elaborado pelo autor.

3.5.1 Módulo com conexão dos vetores de LEDs em série

A análise da configuração do módulo em série é realizada considerando o modelo apresentado na Figura 3.8. Os parâmetros do módulo para a conexão de oito vetores em série é apresentado na Tabela 3.2, obtidos a partir dos parâmetros do vetor mostrados na Tabela 3.1.

Figura 3.8 - Conexão em série dos vetores de LED.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela 3.2 - Parâmetros do módulo de LEDs com configuração em série.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Corrente nominal do módulo com conexão dos vetores em série	$I_{conex.S}$	250 mA
Resistência equivalente do módulo com conexão dos vetores em série	$R_{conex.S}$	480 Ω
Tensão de polarização do módulo com conexão dos vetores em série	$V_{conex.S}$	280 V

Fonte: Elaborado pelo autor.

Dado um conversor ca-cc de estágio único genérico, a tensão de saída necessária para acionamento do módulo com LEDs conectados em série é obtido em (3.54).

$$V_o = R_{conex.S} \cdot I_{conex.S} + V_{conex.S} = 480 \times 0,25 + 280 = 400 \text{ V} \quad (3.54)$$

A partir de (3.54), a potência do conversor pode ser obtida em (3.55).

$$P_o = V_o \cdot I_{conex.S} = 400 \times 0,250 = 100 \text{ W} \quad (3.55)$$

Sendo o valor percentual da ondulação da corrente de saída $\Delta i_o\%$ limitado em 19,2% e considerando uma frequência da rede elétrica f_r de 60 Hz, a partir de (3.34), o valor da capacitância do filtro de saída do conversor pode ser obtido em (3.56).

$$C_o = \frac{\sqrt{4 - 19,2^2}}{2 \times \pi \times 60 \cdot (19,2 \times 308,8)} = 28,649 \mu\text{F} \quad (3.56)$$

Considerando uma redução de 20% na capacitância no fim da vida útil do E-Cap, a partir de (3.56) é obtido a capacitância de 34,379 μF , sendo selecionado o valor comercial de 47 μF . Assim, foi selecionado um capacitor da série UCA da Nichicon (NICHICON, [S.d.]) para análise da estimativa de vida útil, considerando a conexão dos LEDs em série. Os parâmetros do capacitor, obtidos em *datasheet*, são apresentados na Tabela 3.3.

Tabela 3.3 - Parâmetros do capacitor de 47 μF da série UCA obtidos em (NICHICON, [S.d.]).

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão máxima suportada	V_{max}	450 V
Diâmetro da base do capacitor	d	1,8 cm
Altura do capacitor	h	3,15 cm
Corrente RMS máxima suportada	I_{ripple}	900 mA
Temperatura máxima de operação	T_{max}	105° C
Vida útil para uma temperatura de 105°C	L_o	12 000 h
Fator de dissipação	$\tan \delta$	0,2

Fonte: Elaborado pelo autor.

A partir do fator de dissipação $\tan \delta$ a resistência série equivalente do capacitor é calculada, como é mostrado em (3.57).

$$R_{se} = \frac{\tan \delta}{2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot C_o} = \frac{0,2}{2 \times \pi \times 60 \times 47 \times 10^{-6}} = 11,288 \Omega \quad (3.57)$$

O valor eficaz da corrente no capacitor é calculado a partir de (3.19), sendo obtido um valor de corrente de 176,472 mA. A perda devido a resistência série equivalente do capacitor é obtida em (3.58).

$$P_{rse.S} = I_{ca.Co}^2 \cdot R_{se} = \left(176,472 \times 10^{-3}\right)^2 \times 11,288 = 351 \times 10^{-3} \text{ W} \quad (3.58)$$

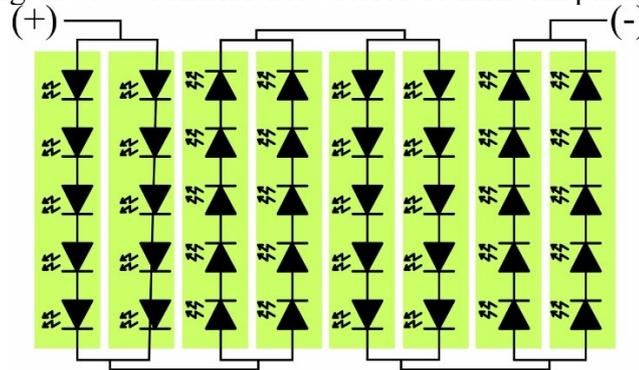
A conexão dos vetores de LED em série permite obter um maior valor de resistência do módulo de LEDs, possibilitando a redução do capacitor de filtro de saída. Devido ao

aumento da tensão de saída, os LEDs podem ser conectados diretamente no barramento de elevada tensão, conseqüentemente, devido ao elevado valor de resistência, o valor da corrente eficaz no capacitor é reduzido.

3.5.2 Módulo com conexão dos LEDs em paralelo

A análise da configuração do módulo com conexão dos LEDs em paralelo é realizada, considerado o modelo apresentado na Figura 3.9. Os parâmetros para a conexão de quatro pares de vetores em paralelo, sendo cada par composto por dois vetores conectados em série como é mostrado na Tabela 3.4, a partir dos parâmetros do vetor mostrados na Tabela 3.3.

Figura 3.9 - Conexão dos vetores de LED em paralelo.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela 3.4 - Parâmetros do módulo de LEDs com configuração em paralelo.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Corrente nominal do módulo com conexão dos vetores em paralelo	$I_{conex.P}$	500 mA
Resistência equivalente do módulo com conexão dos vetores em paralelo	$R_{conex.P}$	120 Ω
Tensão de polarização do módulo com conexão dos vetores em paralelo	$V_{conex.P}$	140 V

Fonte: Elaborado pelo autor.

Dado um conversor ca-cc de estágio único genérico, a tensão de saída necessária para acionamento do módulo com conexão dos LEDs em paralelo, é obtido em (3.59).

$$V_o = R_{conex.P} \cdot I_{conex.P} + V_{conex.P} = 120 \times 0,5 + 140 = 200 \text{ V} \quad (3.59)$$

A partir de (3.59), a potência do conversor pode ser obtida em (3.60).

$$P_o = V_o \cdot I_{conex.S} = 200 \times 0,5 = 100 \text{ W} \quad (3.60)$$

Sendo o valor percentual da ondulação da corrente de saída $\Delta i_o\%$ limitado em 19,2% e considerando uma frequência da rede elétrica f_r de 60 Hz, a partir de (3.34), o valor da capacitância do filtro de saída do conversor pode ser obtido, como é obtido em (3.61).

$$C_o = \frac{\sqrt{4-19,2^2}}{2 \times \pi \times 60 \cdot (19,2 \times 120)} = 114,598 \mu\text{F} \quad (3.61)$$

Considerando a redução de 20% da capacitância no fim da vida útil do E-Cap, a partir de (3.56) é obtido a capacitância de 137,517 μF , sendo selecionado o valor comercial de 150 μF . Assim, foi selecionado um capacitor da série ULD da Nichicon (NICHICON, [S.d.]) para análise da estimativa de vida útil, considerando a conexão dos LEDs em paralelo. Os parâmetros do capacitor, obtidos em *datasheet*, são apresentados na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 - Parâmetros do capacitor de 150 μF da série ULD obtidos em (NICHICON, [S.d.]).

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão máxima suportada	V_{\max}	250 V
Diâmetro da base do capacitor	d	1,8 cm
Altura do capacitor	h	3,15 cm
Corrente RMS máxima suportada	$I_{\text{ripple.rms}}$	1,5 A
Temperatura máxima de operação	T_{\max}	105° C
Vida útil para uma temperatura de 105°C	L_o	12 000 h
Fator de dissipação	$\tan \delta$	0,15

Fonte: Elaborado pelo autor.

A partir do fator de dissipação $\tan \delta$ a resistência série equivalente do capacitor é calculada, como é mostrado em (3.62).

$$R_{se} = \frac{\tan \delta}{2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot C_o} = \frac{0,15}{2 \times \pi \times 60 \times 150 \times 10^{-6}} = 2,653 \Omega \quad (3.62)$$

O valor eficaz da corrente no capacitor, é calculado a partir de (3.19), sendo obtido um valor de corrente de 648,764 mA. A perda devido a resistência série equivalente do capacitor é obtida em (3.63).

$$P_{rse.P} = I_{ca.Co}^2 \cdot R_{se} = 0,5^2 \times 2,653 = 330 \times 10^{-3} \text{ W} \quad (3.63)$$

A conexão dos LEDs em paralelo reduz a resistência equivalente do módulo de LEDs, assim, um maior valor de capacitância é obtido. Além disso, devido a baixa resistência, o valor de corrente eficaz no capacitor é mais elevado.

3.6 Conclusão

Este capítulo apresentou uma análise da propagação da ondulação da corrente de saída e da influência da resistência equivalente dos LEDs para determinar a capacitância do capacitor de filtro de saída. Foi visto que a capacitância é obtida em função apenas da porcentagem da variação da corrente de saída que deseja limitar o projeto, da resistência equivalente do LED e da resistência intrínseca do capacitor. Entretanto, quando atendida a condição (3.44) a resistência intrínseca do capacitor pode ser desconsiderada, não sendo mais um limitante para escolha da tecnologia de capacitores.

Os E-Caps de longa vida útil foram apresentados e discutidos, visando a viabilidade desta tecnologia para aplicação em sistemas de iluminação com LED. Um estudo da vida útil dos E-Caps foi realizado mostrando que a vida útil dos E-Caps pode ser estendida, desde que o projeto atenda parâmetros como: baixa ondulação da corrente de saída, esteja submetido a baixas temperaturas e que o capacitor esteja posicionado de forma que toda a sua área externa possa possibilitar a dissipação de calor gerado no núcleo do capacitor.

Foi discutido que independente da ligação dos LEDs serem em série ou em paralelo a energia do capacitor será igual para uma mesma tecnologia de capacitores. Porém, para que a condição (3.44) seja atendida e para valores de corrente menores é preferível a ligação dos LEDs em série, pois, possibilita obter um maior valor de resistência do módulo de LEDs. Assim, a configuração dos vetores em série permite que os LEDs sejam conectados no barramento de elevada tensão, o que reduz a quantidade de componentes, e devido a elevada resistência do módulo a corrente na saída do conversor é reduzida, possibilitando a redução dos da corrente aplicada nos componentes, o que permite obter um maior rendimento do conversor. Após esta análise, uma validação do estudo deve ser realizada. Assim, a teoria obtida neste capítulo deve ser aplicada e avaliada em uma lâmpada comercial para comprovar a relação da ondulação da corrente de saída no dimensionamento do capacitor de filtro de saída.

4 LÂMPADA LED TUBULAR

As lâmpadas tubulares comerciais são conectadas diretamente na rede elétrica, monofásica, sem a necessidade do uso de reatores ou fontes externas, pois, utilizam um *driver* incorporado no invólucro da luminária para realizar o acionamento dos LEDs. Devido aos baixos níveis de tensão suportados pelos LED atuais, os *drivers* utilizados nas lâmpadas possuem a estrutura de um conversor *buck* com um circuito para correção de potência. As lâmpadas devem atender a um valor mínimo de eficiência para serem comercializadas. Entretanto, há fabricantes que fornecem produtos mais eficientes do que o estabelecido em regulamento especificado pelo INMETRO, tendo assim um diferencial competitivo para conquistar o mercado.

Uma grande parte das lâmpadas tubulares comercializadas não atende os critérios de *flicker* percentual recomendados pela IEEE Std 1789:2015 e apresentam uma ondulação de corrente elevada. Além disso, utilizam capacitores eletrolíticos devido ao baixo custo, entretanto, quando os E-Caps são submetidos a ondulações de correntes elevadas a sua expectativa de vida útil é reduzida, sendo assim os E-Cap um limitante na vida útil da lâmpada tubular. Entretanto, quando o projeto da lâmpada tubular atende critérios como baixa ondulação de corrente e que o capacitor esteja submetido a baixos valores de temperatura, a vida útil dos E-Caps pode ser elevada, possibilitando estender a vida útil final da lâmpada tubular.

Neste capítulo será realizado um estudo de caso sobre uma lâmpada tubular comercial, tal como métodos para prolongar sua vida útil e adequa-o aos valores de *flicker* percentual recomendados pela IEEE Std 1789:2015, possibilitando a redução dos impactos na saúde humana.

4.1.1 Lâmpada tubular Philips Essential LEDTube 18 W

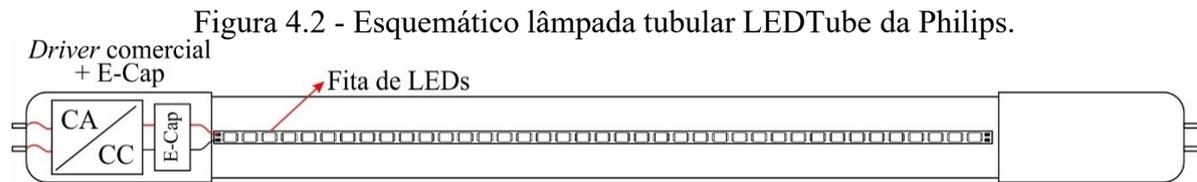
Para este estudo foi selecionada a lâmpada tubular Essential LEDTube 1200mm 18 W 865 T8C W G da Philips, atualmente comercializada, mostrada na Figura 4.1.

Figura 4.1 - Lâmpada Tubular Essential LEDtube 18W da Philips.



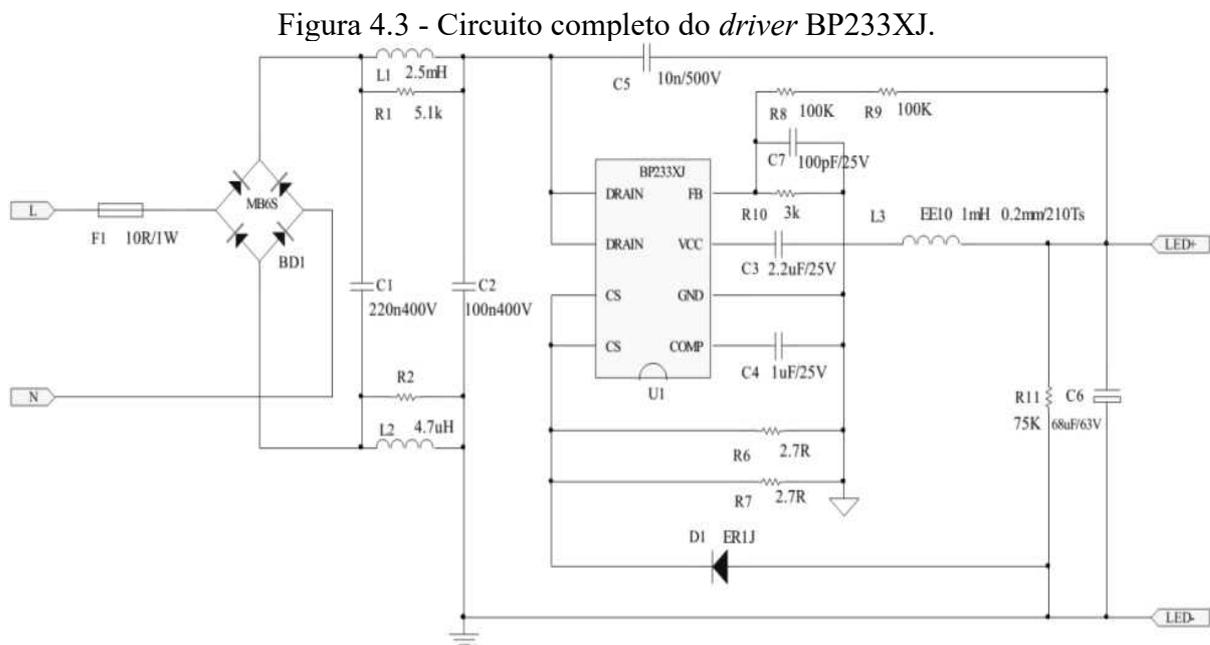
Fonte: Elaborada pelo autor.

A lâmpada utiliza um *driver* para acionar a fita de LED, com tensão de entrada de 110-220 V, potência de entrada de 18 W e corrente de saída de 348 mA. Na Figura 4.2 é apresentado o esquemático da lâmpada tubular LEDTube.



Fonte: Elaborado pelo autor.

O *driver* utilizado pelo fabricante para fazer o controle de acionamento da lâmpada é o circuito integrado BP233XJ. Esse CI utiliza a estrutura de um conversor *buck* não isolado de alta precisão com correção do fator de potência. Opera em modo de condução crítica e a perda de comutação no MOSFET foi reduzida, pois, a corrente no indutor é detectada durante todo o ciclo de comutação e, além disso, possui função interna de regulação térmica. A Figura 4.3 apresenta o circuito do *driver* BP233XJ.

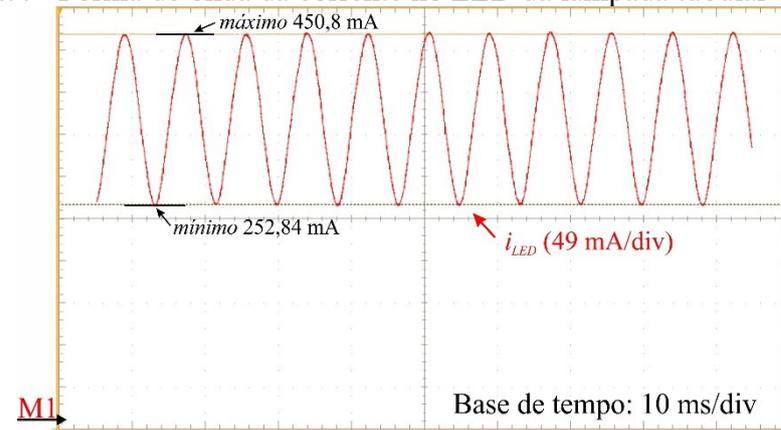


Fonte: Adaptado de (SEMICONDUCTOR, [S.d.]).

4.1.2 Resultados experimentais da lâmpada comercial

Na Figura 4.4 é mostrado a forma de onda da corrente no LED.

Figura 4.4 - Forma de onda da corrente no LED da lâmpada tubular comercial.



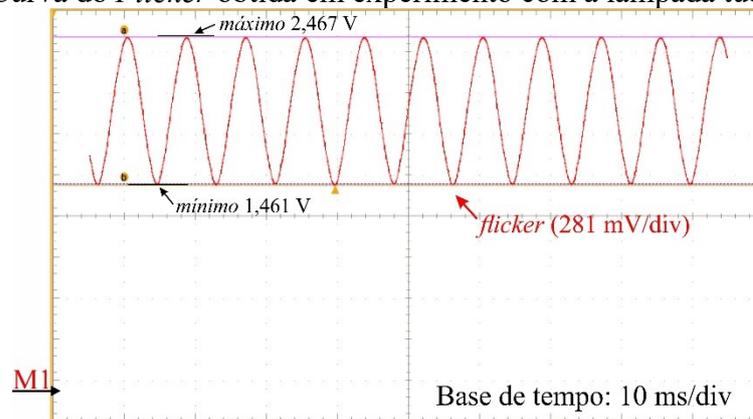
Fonte: Elaborado pelo autor.

Uma corrente máxima de 450,8 mA e uma corrente mínima de 252,84 mA foram obtidas. Assim, a partir dos valores obtidos, a variação da ondulação de corrente no LED pode ser calculada por (4.1).

$$\Delta I_{LED\%} = 100 \cdot \frac{I_{LED.max} - I_{LED.min}}{I_{LED}} = 100 \times \frac{0,4508 - 0,25284}{0,3543} = 55,87\% \quad (4.1)$$

Na Figura 4.5 é apresentada a curva do *flicker* emitido pelo LED. A medição do *flicker* percentual foi realizada com o uso de um fotodiodo BPW21R, pois possui uma curva de sensibilidade próxima a do olho humano (ALMEIDA; BENDER; *et al.*, 2015).

Figura 4.5 – Curva do *Flicker* obtida em experimento com a lâmpada tubular comercial.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Um valor máximo de 2,467 V e um valor mínima de 1,461 V foram obtidos. Assim, o *flicker* percentual é obtido por (4.2).

$$Mod_{\%} = 100 \cdot \frac{L_{max} - L_{min}}{L_{max} + L_{min}} = 100 \times \frac{2,467 - 1,461}{2,467 + 1,461} = 25,61\% \quad (4.2)$$

Como é possível observar a partir de (4.1) e (4.2), o elevado valor de ondulação de corrente no LED gera um valor percentual de *flicker* fora do valor recomendado pela IEEE Std 1789:2015, o que pode ocasionar riscos a saúde humana. Assim, para reduzir os níveis de ondulação de corrente no LED e, conseqüentemente, reduzir o *flicker* percentual para que esteja de acordo com os valores recomendados pela IEEE Std 1789:2015 é necessário a inserção de um capacitor de filtro de saída para limitar a ondulação da corrente de saída.

4.1.3 Extração de características da fita de LEDs da lâmpada comercial

Inicialmente, para determinar a capacitância necessária para reduzir a ondulação de corrente no LED, deve ser obtido o valor da resistência intrínseca da fita de LEDs da lâmpada tubular. Assim, para obter o valor da resistência intrínseca dos LEDs deve ser realizado um experimento para extração de características.

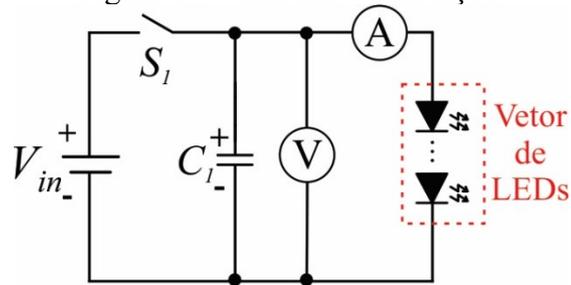
Segundo (SÁ JR., 2010), para extração dos parâmetros do modelo elétrico simplificado do LED deve-se seguir os seguintes passos:

- Obter experimentalmente a curva I-V para a temperatura de operação desejada. Para obtenção de medidas coerentes é necessário que as medidas sejam efetuadas em um curto intervalo de tempo, da ordem de segundos, para que a temperatura da junção não sofra grandes variações;
- Isolar os valores obtidos para correntes próximas às nominais;
- Realizar uma regressão linear para $V_o(I_{LED})$. O coeficiente linear obtido é a própria resistência série intrínseca do LED (R_{LED}), e o coeficiente linear obtido é a tensão direta do LED (V_{LED}).

Estes passos são utilizados para extrair os parâmetros da fita de LED da lâmpada tubular comercial. A fita da lâmpada tubular *Essential LEDTube* contém 105 LEDs SMD divididos em 7 vetores de 15 LEDs cada. A extração de características será obtida de toda a fita, devido não ser possível cortar as trilhas da fita de LED para extrair apenas as características de um único LED.

Para obter o valor da resistência intrínseca dos LEDs deve ser realizado um experimento para extração de características dos LEDs. O experimento consiste em acionar um vetor do módulo LED em paralelo com um capacitor, aplicando a corrente nominal especificada pelo fabricante do LED, como é mostrado na Figura 4.6. A capacitância é calculada levando em consideração que o tempo de descarga do capacitor esteja entre 20ms a 30ms.

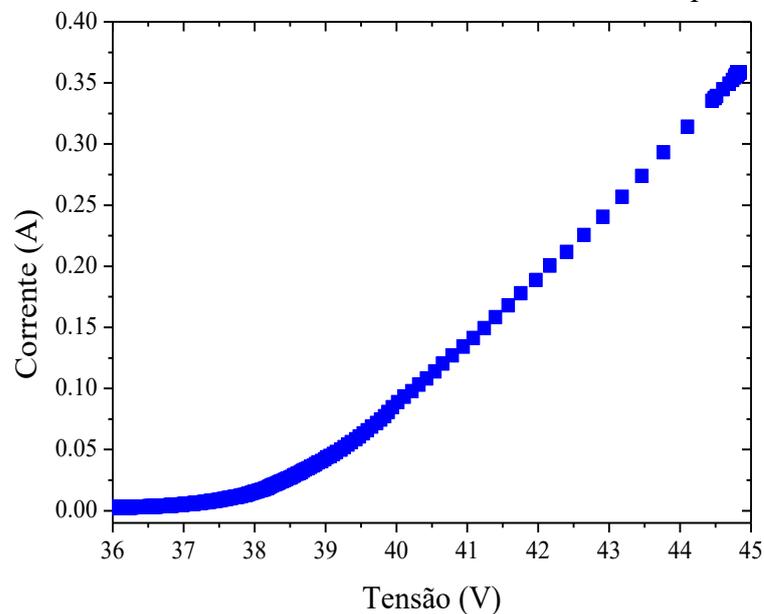
Figura 4.6 - Circuito de medição.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Para extração de características o vetor de LED foi alimentado com uma tensão contínua de 45 V e uma corrente de 348 mA. Para garantir que a temperatura na junção do LED não sofra grandes variações, o vetor deve permanecer ligado por aproximadamente 20 minutos, antes de ser feito a captura das curvas da tensão e corrente. Na Figura 4.7 é mostrada a curva I-V obtidas no experimento.

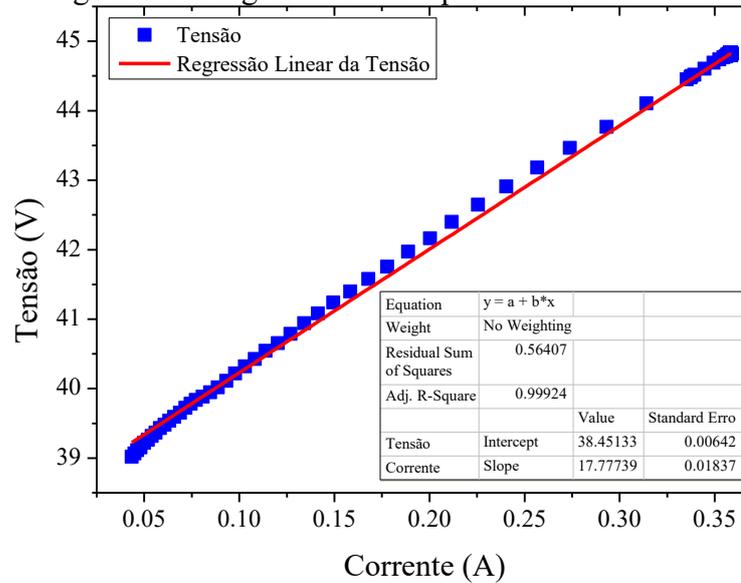
Figura 4.7 - Curva V-I de um vetor de LEDs obtida em experimento.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Em seguida os eixos do gráfico da Figura 4.7 são invertidos e uma regressão linear foi aplicada para valores próximos ao nominal, como é mostrado na Figura 4.8.

Figura 4.8 - Regressão linear aplicada na curva I-V.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Assim, um valor de 38,45 V para a tensão de polarização e um valor de 17,77 Ω para a resistência equivalente da fita de LED da lâmpada tubular foram obtidos. Assim, a tensão de saída do conversor pode ser obtido a partir de (4.3).

$$V_o = R_{LED.eq} \cdot I_{LED} + V_{LED} = 17,77 \times 0,348 + 38,45 = 44,634 \text{ V} \quad (4.3)$$

A potência de saída pode ser obtida a partir de (4.4).

$$P_o = V_o \cdot I_{LED} = 44,634 \times 0,348 = 15,533 \text{ W} \quad (4.4)$$

4.1.4 Capacitância do filtro de saída para a lâmpada tubular

Na Tabela 4.2 é mostrado um resumo dos parâmetros da lâmpada tubular LEDTube.

Tabela 4.2 - Dados lâmpada *Essential* LEDtube de 18W da Philips.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão de entrada	$V_{i.tub}$	220 V
Potência de entrada	$P_{i.tub}$	18 W
Tensão de saída	$V_{o.tub}$	44,634 V
Potência de saída	$P_{o.tub}$	15,533 W
Tensão de polarização dos LEDs da lâmpada tubular	$V_{fita.LED}$	38,45 V
Resistência equivalente dos LEDs da lâmpada tubular	$R_{LEDfita}$	17,77 Ω

Fonte: Elaborado pelo autor.

Limitando a variação de ondulação de corrente no LED para 19,2 % e aplicando a o valor da resistência dos LEDs em (3.34), o valor da capacitância do filtro de saída é obtido em (4.5). Sendo ω a frequência angular obtida pelo produto da frequência da rede e π .

$$C_o = \frac{\sqrt{4 - \Delta i_{o\%}^2}}{2 \cdot \omega \cdot (\Delta i_{o\%} \cdot R_{R_{LEDfita}})} = \frac{\sqrt{4 - 19,2^2}}{(2 \times \pi \times 60) \times (19,2 \times 17,77)} = 773,873 \mu\text{F} \quad (4.5)$$

Considerando que no fim da vida útil a capacitância reduz 20%, (4.5) é recalculado.

$$C_o = 757,931 \times 1,2 = 928,648 \mu\text{F} \quad (4.6)$$

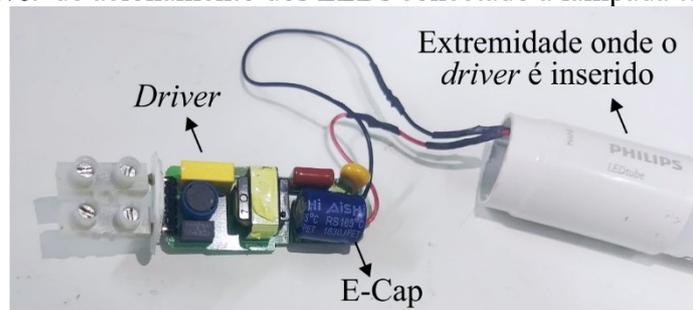
Foi utilizado um valor comercial para o capacitor de filtro de saída de 1000 μF . O modelo selecionado foi o capacitor da série KYB da Nippon Chemi-Con.

4.1.5 Temperatura na lâmpada tubular

Como a temperatura é um dos fatores para estimar a vida útil do capacitor uma avaliação da temperatura da lâmpada tubular deve ser realizado. Para a medição da temperatura foi utilizado um termopar conectado no Multímetro modelo U1242B da KEYSIGHT, que possui a função de medir temperatura.

No primeiro ensaio experimental foram utilizados dois termopares, onde um foi colocado na superfície do capacitor e o outro acima do *driver*, sem entrar em contato com nenhum componente. Após a inserção dos termopares, a lâmpada foi fechada não permitindo a influência de agentes externos na sua temperatura interna. Na Figura 4.9 é mostrado o *driver* de acionamento dos LEDs conectados a lâmpada tubular.

Figura 4.9 - *Driver* de acionamento dos LEDs conectado a lâmpada tubular LEDTube.

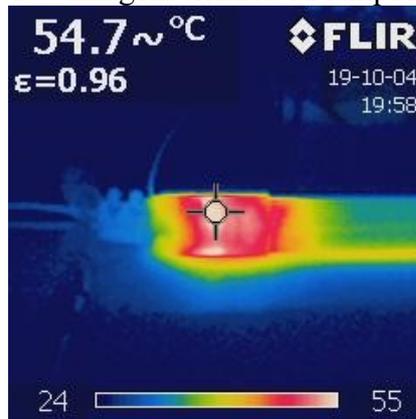


Fonte: Elaborado pelo autor.

O experimento foi realizado em um ambiente com temperatura fixa de 25° C. Para garantir que os valores medidos estejam corretos a lâmpada permaneceu ligada durante 1h. Assim, uma temperatura de 71° C foi obtida na superfície do capacitor, a qual sofre influência

da temperatura dos outros componentes presentes no *driver*, devido ao seu posicionamento na placa, e uma temperatura de $61,6^{\circ}\text{C}$ foi obtida na extremidade da lâmpada, a qual está inserido o *driver* de acionamento dos LEDs. Assim, considerando o aumento da temperatura no capacitor em relação a temperatura ambiente de teste é obtido um aumento no gradiente de temperatura de 46°C . Na Figura 4.10 é mostrado a imagem térmica da extremidade a qual está inserido o *driver*.

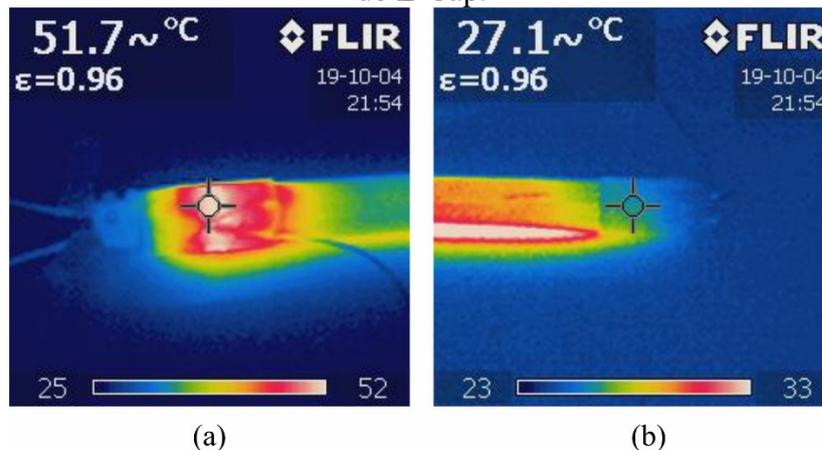
Figura 4.10 - Imagem térmica da lâmpada tubular.



Fonte: Elaborado pelo autor.

No segundo ensaio experimental, o E-Cap foi alocado para a extremidade oposta a qual está inserido o *driver* de acionamento dos LEDs. Assim, tende-se a reduzir a temperatura ambiente a qual o capacitor está submetido. Na Figura 4.11 são mostrados as imagens térmicas das duas extremidades da lâmpada tubular.

Figura 4.11 - Imagens térmicas da lâmpada tubular; a) Extremidade do *driver*; b) Extremidade do E-Cap.



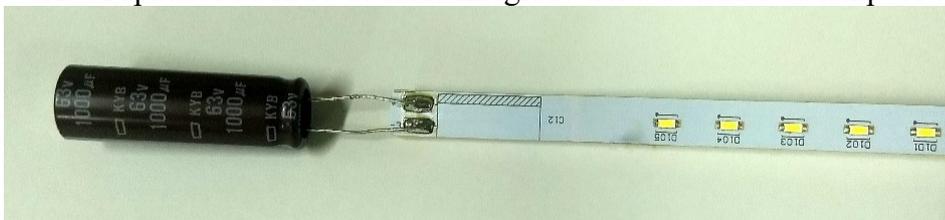
Fonte: Elaborado pelo autor.

Uma temperatura de $34,5^{\circ}\text{C}$ na superfície do capacitor, de $27,7^{\circ}\text{C}$ na extremidade a qual está conectado o capacitor e de $57,7^{\circ}\text{C}$ na extremidade a qual está localizado o *driver* foram obtidas. Assim, conclui-se que alocando o capacitor, para a extremidade oposta a qual está localizado o *driver* de acionamento dos LEDs, é possível reduzir a temperatura ambiente a qual o capacitor encontra-se em aproximadamente 55%, o que permite elevar a estimativa de vida útil do capacitor. Considerando a relação entre a temperatura no capacitor e a temperatura ambiente de teste, foi obtido um aumento no gradiente de temperatura de $9,5^{\circ}\text{C}$.

4.1.6 Resultados experimentais da lâmpada tubular adicionando o capacitor de filtro de saída

O capacitor de filtro de saída projetado foi adicionado na extremidade oposta do *driver* de acionamento dos LEDs, como é mostrado na Figura 4.12.

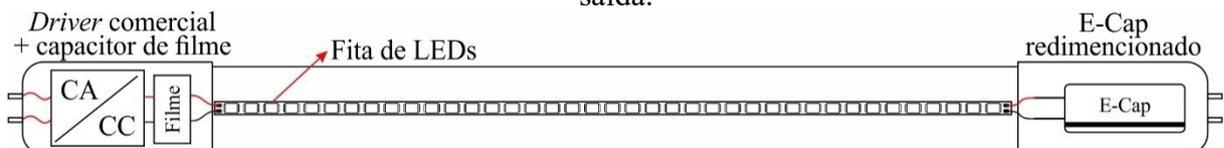
Figura 4.12 - Capacitor do filtro de saída integrado a fita de LEDs da lâmpada tubular.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Um capacitor de filme foi adicionado em paralelo com o *driver* de acionamento dos LEDs para garantir que não haja uma sobretensão e danifique os LEDs, como pode ser visto na Figura 4.13.

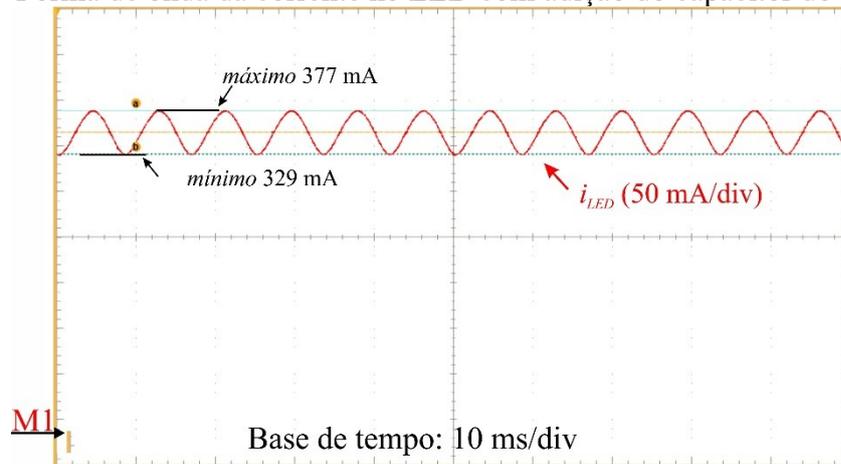
Figura 4.13 - Esquemático da lâmpada tubular com reposicionamento do capacitor de filtro de saída.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Assim, a forma de onda da corrente no LED após a inserção do capacitor do filtro de saída é obtido, como mostra a Figura 4.14.

Figura 4.14 - Forma de onda da corrente no LED com adição do capacitor do filtro de saída.



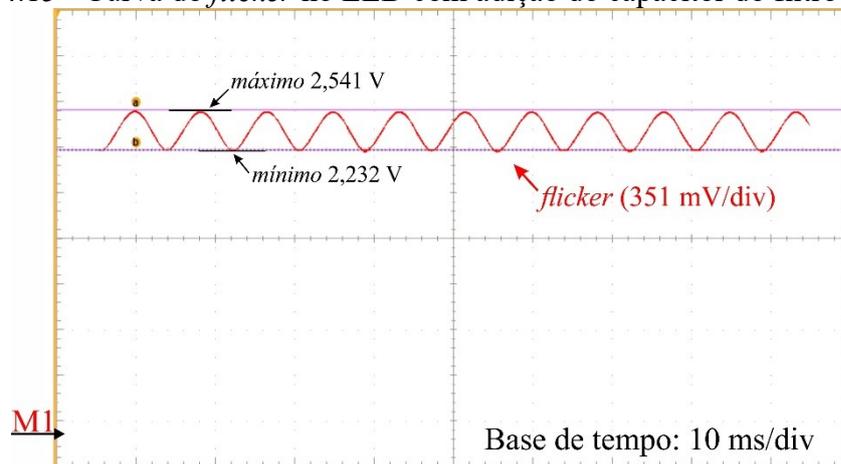
Fonte: Elaborado pelo autor.

Uma corrente máxima de 377 mA e uma corrente mínima de 329 mA foram obtidas. Assim, a variação de ondulação de corrente do LED é obtida em (4.7).

$$\Delta I_{LED\%} = 100 \cdot \frac{I_{LED.max} - I_{LED.min}}{I_{LED}} = 100 \times \frac{0,377 - 0,329}{0,3531} = 13,59\% \quad (4.7)$$

A curva do *flicker* após a inserção do capacitor do filtro de saída é mostrado na Figura 4.15.

Figura 4.15 - Curva do *flicker* no LED com adição do capacitor do filtro de saída.



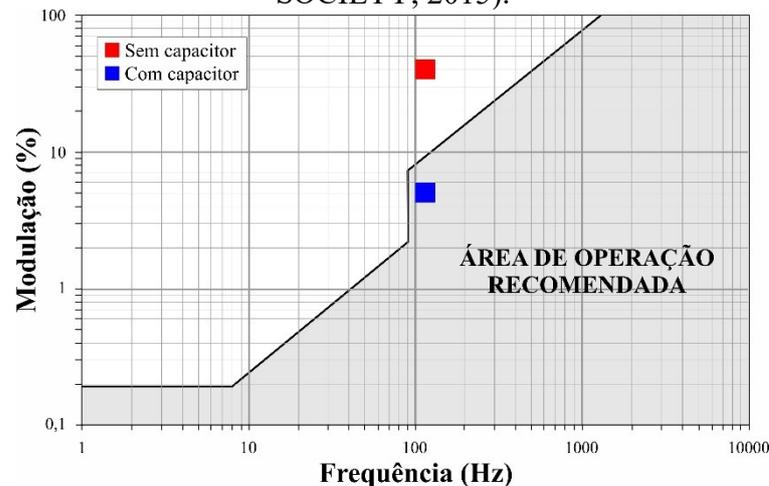
Fonte: Elaborado pelo autor.

Um valor máximo de 2,541 V e uma corrente mínima de 2,232 V foram obtidos. Assim, é calculado o *flicker* percentual em (4.8).

$$Mod\% = 100 \cdot \frac{L_{max} - L_{min}}{L_{max} + L_{min}} = 100 \times \frac{2,541 - 2,232}{2,541 + 2,232} = 6,47\% \quad (4.8)$$

Assim, com a inserção do capacitor do filtro de saída na lâmpada tubular comercial foi possível reduzir a variação da ondulação de corrente de 75,67% e reduzir o *flicker* percentual em 74,73%, se adequando ao valor recomendado pela IEEE Std 1789:2015, como é mostrado Figura 4.16.

Figura 4.16 - Área operacional recomendada em termos de porcentagem de oscilação [modulação (%)] em função da frequência de ondulação (IEEE POWER ELECTRONICS SOCIETY, 2015).



Fonte: Adaptado de (IEEE POWER ELECTRONICS SOCIETY, 2015)zz.

4.1.7 Estimativa de vida útil o capacitor da série KYB da Nippon Chemi-Con

Os dados obtidos no *datasheet* do capacitor da série KYB de 1000 μF da Nippon Chemi-Com são mostrados na Tabela 4.3.

Tabela 4.3 - Dados do fabricante capacitor série KYB 2200 μF .

Parâmetro	Símbolo	Valor
Fator de dissipação	$\tan \delta$	0,09
Temperatura máxima suportada	T_{\max}	105 °C
Vida útil específica para a temperatura máxima suportada	LT_0	10 000 h
Diâmetro da superfície do capacitor	d	1,25 cm
Altura do capacitor	h	4 cm
Varição máxima de corrente suportada	$I_{\max, \text{cap}}$	3 A

Fonte: Elaborado pelo autor.

Dados os valores da Tabela 4.3 a estimativa de vida útil do capacitor KYB de 1000 μF pode ser realizado. A resistência série equivalente do capacitor pode ser obtida a partir de (3.47), como é mostrado em (4.9).

$$R_{se} = \frac{\tan \delta \cdot 3}{2 \cdot \omega \cdot C_o} = \frac{0,09}{2 \times \pi \times 60 \times 1000 \times 10^{-6}} = 0,239 \Omega \quad (4.9)$$

A área total do capacitor é obtida a partir de (3.46). Considerando que o capacitor estará alocado na extremidade oposta do *driver* de acionamento da lâmpada tubular, que reduz a temperatura a qual o capacitor estará submetido, e que toda a sua área externa dissipará o calor gerado no núcleo do capacitor obtém-se (4.10).

$$A_t = \frac{\pi}{4} \cdot d \cdot (d + 4 \cdot h) = \frac{\pi}{4} \cdot 1,25 \cdot (1,25 + 4 \cdot 4) = 16,935 \text{ cm}^2 \quad (4.10)$$

A ondulação de corrente no capacitor pode ser obtida a partir de (3.19), como é mostrado em (4.11).

$$I_{ca.Co} = \frac{0,348 \cdot \sqrt{2(\pi \times 60 \times 1000 \times 10^{-6} \times 17,77)^2}}{\sqrt{1 + (2 \times \pi \times 60 \times 1000 \times 10^{-6} \times 17,77)^2 + (2 \times \pi \times 60 \times 1000 \times 10^{-6} \times 17,77)^2}} = 245,39 \text{ mA} \quad (4.11)$$

O fator da diferença de temperatura entre o núcleo e a superfície e o fator do calor irradiado podem ser obtidos a partir da Tabela 4.4 de acordo com o diâmetro da superfície do capacitor.

Tabela 4.4 - Fator de diferença de temperatura entre o núcleo e superfície e fator do calor irradiado de acordo com o diâmetro do capacitor.

d (mm)	≥ 5	6,3	8	10	12,5	16	18	20	22	25	30	35	40
β	2,18	2,16	2,13	2,10	2,05	2,00	1,96	1,93	1,88	1,84	1,75	1,66	1,58
α	1,0	0,94	0,90	0,85	0,80	0,77	0,75	0,74	0,71	0,67	0,64	0,62	

Fonte: Adaptado de (NICHICON, [S.d.]).

Assim, para um diâmetro de 1,8 cm o fator de diferença da temperatura entre o núcleo e superfície e o fator do calor irradiado são mostrados em (4.12) e (4.13), respectivamente, a partir da Tabela 4.40.

$$\alpha = 0,85 \frac{10^3 W}{^\circ C \cdot \text{cm}^2} \quad (4.12)$$

$$\beta = 2,05 \frac{W}{^\circ C \cdot \text{cm}^2} \quad (4.13)$$

A variação da temperatura na área externa do capacitor, aplicando uma ondulação de corrente no capacitor, pode ser obtido substituindo (4.11), (4.13) e (4.10) em (3.48). Assim, é obtido (4.14).

$$\Delta T_{\text{sup.ripple}} = \frac{I_{ca.Co}^2 \cdot R_{se}}{\beta \cdot A_t} = \frac{(245,39 \times 10^{-3})^2 \times 17,77}{2,05 \times 16,935} = 414,08 \times 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C} \quad (4.14)$$

A variação da temperatura na área externa do capacitor, aplicando uma ondulação de corrente, substituindo (4.14) e (4.12) em (3.49) é obtido, como é mostrado em (4.15).

$$\Delta T_{\text{nuc.ripple}} = \alpha \cdot \Delta T_{\text{sup.ripple}} = 0,85 \times 414,08 \times 10^{-6} = 351,968 \times 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C} \quad (4.15)$$

A variação da temperatura no núcleo do capacitor, aplicando a ondulação de corrente nominal do capacitor especificada em datasheet, pode ser obtido a partir de (3.50), como é mostrado em (4.16).

$$\Delta T_{\text{nuc.nom}} = \frac{\Delta T_{\text{nuc.ripple}}}{\left(\frac{I_{ca.Co}}{I_{\text{max.cap}}}\right)^2} = \frac{351,968 \times 10^{-6}}{\left(\frac{245,39 \times 10^{-3}}{3}\right)^2} = 0,053 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (4.16)$$

O fator da temperatura no núcleo do capacitor devido a aplicação da ondulação de corrente especificada em *datasheet* é obtida substituindo (4.15) em (3.51). Como é mostrado em (4.17).

$$A_{\text{ripple}} = 10 - 0,25 \cdot \Delta T_{\text{nuc.ripple}} = 10 - 0,25 \times 351,968 \times 10^{-6} = 10 \quad (4.17)$$

O fator da temperatura no núcleo do capacitor devido a aplicação da ondulação de corrente é obtida substituindo (4.16) em (3.52). Como é mostrado em (4.18)

$$A_{\text{nom}} = 10 - 0,25 \cdot \Delta T_{\text{nuc.nom}} = 10 - 0,25 \times 0,053 = 9,987 \quad (4.18)$$

Segundo a portaria nº389 do INMETRO (2014) a temperatura ambiente para lâmpadas com potência maior que 10 W deve ser de $45 \pm 5^\circ\text{C}$. Considerando que o gradiente de temperatura entre a temperatura ambiente e a temperatura no capacitor é constante, a temperatura no capacitor sofre um aumento de $9,5^\circ\text{C}$ em relação a temperatura ambiente, como foi visto no tópico 4.1.5. Assim, a temperatura no capacitor é igual a $54,4^\circ\text{C}$.

Assim, substituindo (4.15), (4.16), (4.17) e (4.18) em (3.53) é obtido a estimativa de vida útil, em horas, do capacitor de filtro. Como é mostrado em (4.19).

$$LT_{54,5^\circ\text{C}} = 10000 \times 2 \frac{105-54,5}{10} \times 2 \left(\frac{0,053}{9,987} \frac{351,968 \times 10^{-6}}{10} \right) = 334801 \text{ horas} \quad (4.19)$$

Entretanto, deve-se lembrar que o valor obtido em (4.19) é apenas uma estimativa da vida útil do capacitor. Vale também ressaltar que alguns fabricantes limitam o valor máximo da vida útil do capacitor. Para o fabricante do capacitor selecionado, Nippon Chemi-Com, geralmente a vida útil máxima obtida pelos seus capacitores é de 20 anos, ou seja, de 175.200 horas, considerando a deterioração do material de vedação do capacitor. Mesmo sendo limitado, o valor máximo da vida útil do capacitor é superior a vida útil dos LEDs atuais, assim, o E-Cap não se torna mais um fator limitante em sistemas que necessitam de uma elevada vida útil.

4.2 Conclusão

Este capítulo apresentou um estudo de caso sobre a lâmpada tubular LEDTube da Philips. Como as lâmpadas comerciais utilizam E-Caps para redução da ondulação da corrente de saída, devido ao seu baixo custo, baseados nos critérios apresentados no capítulo 3, a ondulação de corrente de saída e a temperatura a qual o capacitor está submetido foram avaliados. Visto que a lâmpada comercial apresentou um elevado valor de ondulação de corrente e um elevado valor de *flicker* percentual foi realizado o dimensionamento de um novo capacitor de filtro. Além disso, foi realizada a extração das características do vetor de LEDs da lâmpada tubular, visto que essas características são necessárias para o dimensionamento do capacitor.

Uma avaliação da temperatura na lâmpada tubular também foi realizada. A partir desta análise concluiu-se que é melhor alocar o capacitor na extremidade oposta do *driver*, assim, é possível reduzir a temperatura ambiente a qual o capacitor está submetido em mais 50%. Assim, após o dimensionamento do capacitor e da redução da temperatura do mesmo, as formas de onda da ondulação de corrente e o valor do *flicker* foram obtidos. Com isso, foi possível observar a redução da ondulação da corrente de saída do *driver* e a redução do *flicker* percentual, estando o último de acordo com os valores recomendados pela IEEE Std 1789:2015.

Além disso, a estimativa de vida útil do capacitor dimensionado e selecionado foi realizado. Levando em consideração a temperatura ambiente medida na lâmpada tubular na extremidade oposta a qual esta localizado o *driver* obteve-se uma estimativa de vida útil superior a dos LEDs, permitindo e viabilizando a aplicação de E-Caps em sistemas onde a vida útil é um fator limitante, desde que o sistema atenda os critérios de baixa ondulação de corrente e baixa temperatura.

5 CONVERSOR RESSONANTE DE ESTÁGIO ÚNICO

No capítulo 3 foi avaliado a relação da ondulação de corrente de saída e da resistência intrínseca do LED no dimensionamento do capacitor de filtro de saída e a estimativa de vida útil dos E-Caps, sendo possível estender sua vida útil para valores iguais ou superiores aos do LED. Também foi avaliado a possibilidade de conexão dos LEDs concluindo-se que a conexão dos LEDs em série permite obter um maior valor de resistência equivalente do módulo de LEDs, possibilitando a redução do capacitor de filtro de saída. Assim, com o aumento da resistência a tensão de saída também aumenta, sendo possível a conexão dos LEDs diretamente no barramento de elevada tensão, conseqüentemente, devido o aumento da tensão e da resistência, o valor eficaz de corrente no capacitor é reduzido.

Uma possibilidade para aplicação do estudo feito é selecionar um conversor de dois estágios e retirar o segundo estágio, assim, um capacitor de filtro de saída deve ser dimensionado para absorver a ondulação de corrente na saída do primeiro estágio. Com a possibilidade da conexão dos LEDs em uma tensão mais elevada não é necessário um segundo estágio para redução dos níveis de tensão, permitindo a retirada do segundo estágio. Assim, neste capítulo é proposto um conversor de estágio único ressonante baseado na topologia de capacitores comutados para acionamento de LEDs baseado no *driver* apresentado por (DOS SANTOS *et al.*, 2015).

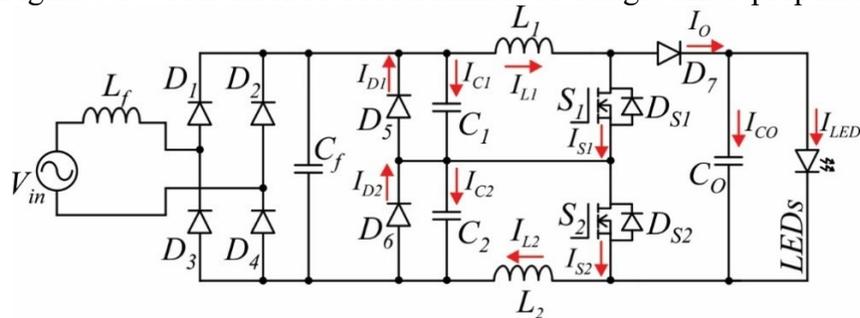
O uso de um circuito ressonante possibilita elevar o rendimento e a densidade de potência, além disso, permite que os interruptores obtenham comutação suave, reduzindo as perdas por comutação nos interruptores. Diferente, dos conversores ressonantes convencionais, na topologia proposta a transferência de energia não depende do indutor, mas dos capacitores comutados. O circuito será analisado em Modo de Condução Descontínua (MCD). O princípio de funcionamento, tais como etapas de operação, formas de onda e detalhamento de comutação, e principais equações do conversor, como correntes, tensões em seus componentes e cálculos dos intervalos de cada etapa em um período de comutação, são apresentados neste capítulo.

5.1 Análise Qualitativa

Na Figura 5.1 é apresentado a configuração básica do conversor ca-cc ressonante de estágio único proposto, baseado em (DOS SANTOS *et al.*, 2015). Diferente de (DOS SANTOS *et al.*, 2015), o conversor proposto não utiliza transformador, o que reduz peso e volume, Além disso, foi e retira do diodo D_8 , adicionado o indutor L_2 e reposicionado o indutor L_1 , de modo que a corrente alternada que circula pelos indutores seja reduzida. Assim, as perdas

por histerese, por correntes e perdas no fio de cobre podem ser reduzidas (KAZIMIERCZUK, 2014), melhorando o rendimento do conversor.

Figura 5.1 - Conversor ca-cc ressonantes de estágio único proposto.



Fonte: Elaborado pelo autor.

O conversor é composto pelas chaves S_1 e S_2 , os diodos D_1 - D_7 , dois indutores ressonantes L_1 e L_2 e os capacitores chaveados C_1 e C_2 . A corrente que é enviada para a carga é proveniente dos capacitores C_1 e C_2 , que atuam de forma complementar (enquanto C_1 está carregando, C_2 está descarregando). Os indutores L_1 e L_2 permitem a carga e descarga completa dos capacitores C_1 e C_2 e limitam os picos de corrente nos interruptores S_1 e S_2 . A completa carga e descarga dos capacitores C_1 e C_2 permitem a correção do fator de potência, além de limitar a potência do conversor. Os diodos D_5 e D_6 impedem que os capacitores C_1 e C_2 sejam carregados com tensão negativa, o que possibilita a obtenção de um fator de potência praticamente unitário. Além disso, é possível observar a distribuição da corrente de saída por estes componentes. Assim, a saída do circuito apresenta o dobro da frequência de comutação, possibilitando a redução do filtro saída para alta frequência.

Para facilitar a realização na análise qualitativa e quantitativa do conversor proposta, algumas considerações devem ser adotadas sobre os dispositivos ativos e passivos, utilizados no desenvolvimento dos equacionamento.

- Todos os componentes devem ser considerados ideais;
- O capacitor C_o é elevado o suficiente para garantir que o diodo intrínseco do LED esteja sempre conduzindo, podendo assim considerar o LED como uma fonte de tensão constante;
- Os interruptores S_1 e S_2 operam de forma complementar, com frequência de comutação constante e com razão cíclica igual a 0,5;

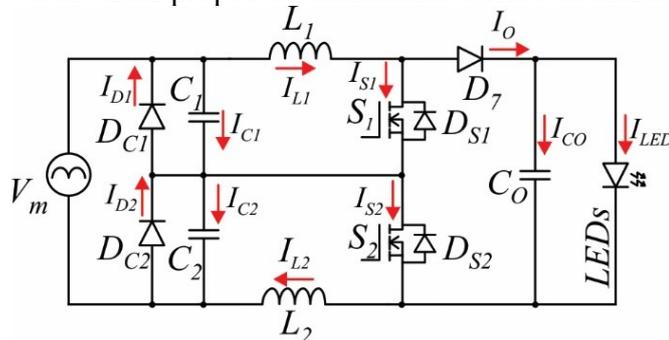
- Os capacitores C_1 e C_2 carregam e descarregam completa em um ciclo de comutação, de forma intercalar, e possuem o mesmo valor;
- O tempo morto de acionamento dos interruptores e um fator de potência unitário são considerados;

O conversor proposto opera em modo de condução descontínua MCD, de acordo com o modo de condução da corrente dos indutores L_1 e L_2 .

5.1.1 Etapas de operação

Como a frequência de comutação é muito superior à frequência da rede, a tensão de entrada pode ser considerada constante durante o período de comutação, como é mostrado na Figura 5.2.

Figura 5.2 - Conversor proposto considerando tensão de entrada contínua.



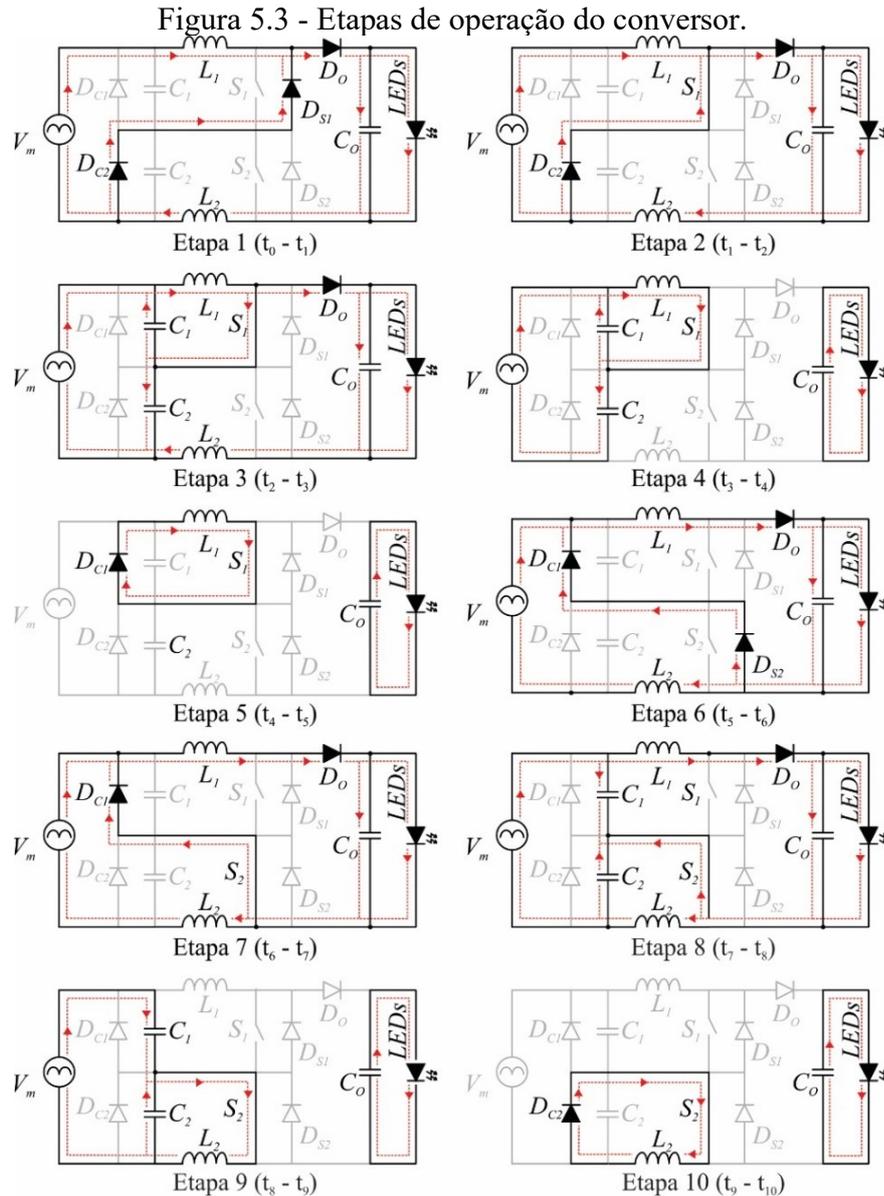
Fonte: Elaborado pelo autor.

O conversor proposto apresenta dez etapas de operação, conforme é ilustrada na Figura 5.3.

Etapa 1 ($t_0 - t_1$): esta etapa ocorre durante o tempo morto de acionamento dos interruptores S_1 e S_2 . Em $t = t_0$, ambos os interruptores estão bloqueados, o capacitor C_1 está totalmente carregado com a tensão de entrada ($v_{C1}(t_0) = V_i$), enquanto o capacitor C_2 está totalmente descarregado ($v_{C2}(t_0) = 0$) e nenhuma corrente flui por ambos os capacitores. A corrente nos indutores L_1 e L_2 cresce e decresce linearmente, respectivamente, nesta etapa. Em $t = t_1$, o diodo intrínseco D_{S1} do interruptor S_1 está conduzindo, permitindo que S_1 acione sob tensão nula.

Etapa 2 ($t_1 - t_2$): Em $t = t_1$, o sinal o gatilho V_{g1} aciona o interruptor S_1 e a corrente que flui através dos indutores L_1 e L_2 permanecem crescendo e decrescendo linearmente, respectivamente, até serem iguais em $t = t_2$.

Etapa 3 ($t_2 - t_3$): Em $t = t_2$, a resultante da corrente nos indutores L_1 e L_2 faz com que a corrente em S_1 inverta o sentido, assim, o diodo D_6 deixa de conduzir e inicia o processo de descarga e carga dos capacitores C_1 e C_2 , respectivamente. Nesta etapa o indutor L_1 está em ressonância com os capacitores C_1 e C_2 . Em $t = t_3$, a corrente no indutor L_2 decresce até atingir o valor zero ($i_{L2}(t_3) = 0$).



Etapa 4 ($t_3 - t_4$): Em $t = t_3$, a corrente no indutor L_2 é cessada e o diodo D_8 deixa de conduzir. No final desta etapa, em $t = t_4$, o capacitor C_1 está descarregado ($v_{C1}(t_4) = 0$), o

capacitor C_2 está carregado ($v_{C2}(t_4) = V_i$) e a corrente no indutor L_1 atinge o valor de pico ($i_{L1}(t_4) = I_{L\max}$).

Etapa 5 ($t_4 - t_5$): Em $t = t_4$, o diodo D_5 passa a conduzir, a corrente que flui no indutor L_1 permanece fluindo pelo interruptor S_1 e pelo diodo D_5 . Em $t = t_5$, o sinal do gatilho V_{g1} é retirado, bloqueando a passagem de corrente pelo interruptor S_1 .

Etapa 6 ($t_5 - t_6$): Esta etapa é análoga a etapa 1. Esta etapa ocorre durante o tempo morto de acionamento dos interruptores S_1 e S_2 . Em $t = t_6$, ambos os interruptores estão bloqueados, o capacitor C_2 está totalmente carregado com a tensão de entrada ($v_{C2}(t_5) = V_i$), enquanto o capacitor C_1 está totalmente descarregado ($v_{C1}(t_5) = 0$) e nenhuma corrente flui por ambos os capacitores. A corrente nos indutores L_1 e L_2 decresce e cresce linearmente, respectivamente, nesta etapa. Em $t = t_6$, o diodo intrínseco D_{S2} do interruptor S_2 está conduzindo, permitindo que S_2 acione sob tensão nula.

Etapa 7 ($t_6 - t_7$): Esta etapa é análoga a etapa 2. Em $t = t_6$, o sinal o gatilho V_{g2} aciona o interruptor S_2 e a corrente que flui através dos indutores L_1 e L_2 permanecem decrescendo e crescendo linearmente, respectivamente, até serem iguais em $t = t_7$.

Etapa 8 ($t_7 - t_8$): Esta etapa é análoga a etapa 3. Em $t = t_7$, a resultante da corrente nos indutores L_1 e L_2 faz com que a corrente em S_2 inverte o sentido, assim, o diodo D_5 deixa de conduzir e inicia o processo de carga e descarga dos capacitores C_1 e C_2 , respectivamente. Nesta etapa o indutor L_2 está em ressonância com os capacitores C_1 e C_2 . Em $t = t_8$, a corrente no indutor L_1 decresce até atingir o valor zero ($i_{L1}(t_8) = 0$).

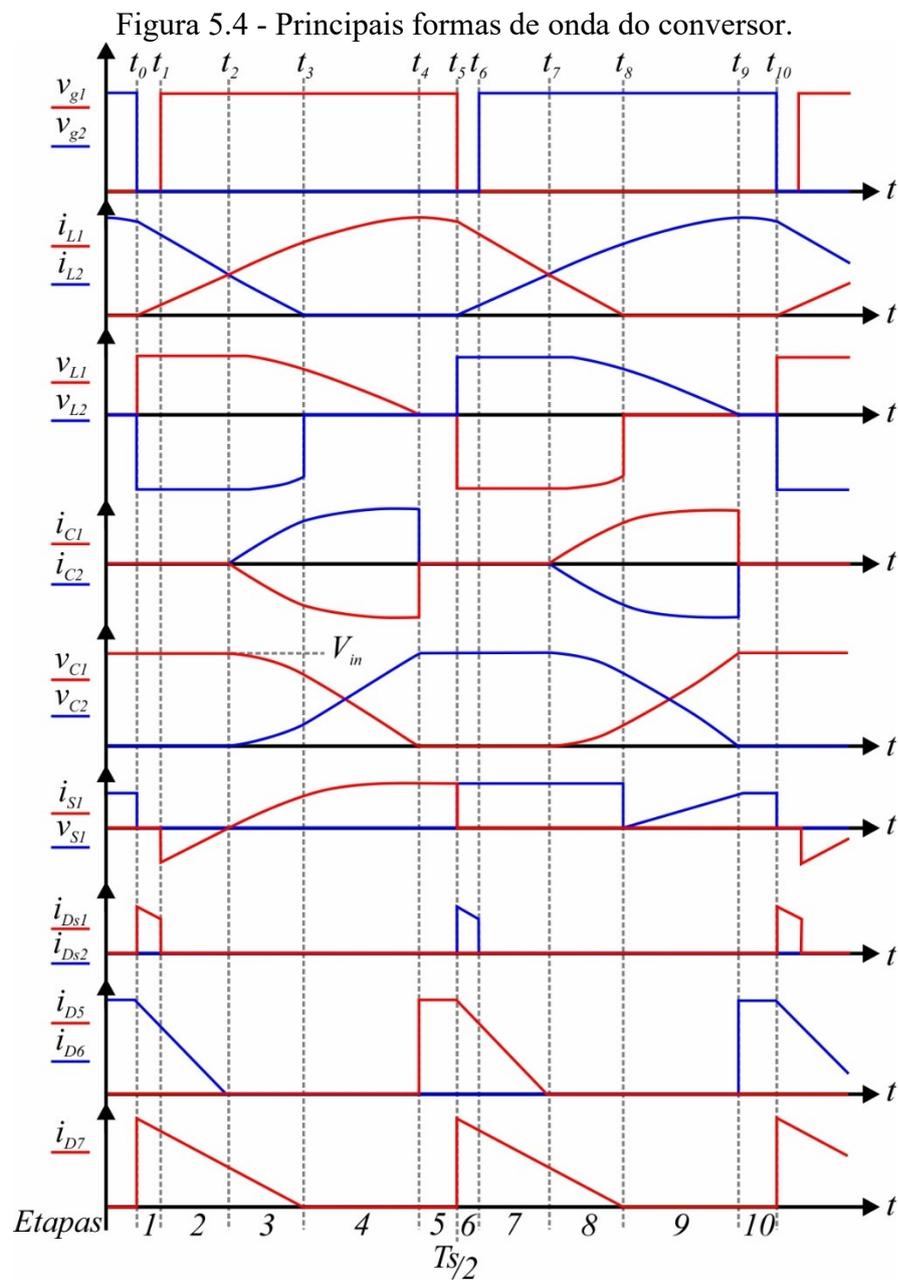
Etapa 9 ($t_8 - t_9$): Esta etapa é análoga a etapa 4. Em $t = t_8$, a corrente no indutor L_1 é cessada e o diodo D_7 deixa de conduzir. No final desta etapa, em $t = t_9$, o capacitor C_2 está descarregado ($v_{C2}(t_9) = 0$), o capacitor C_1 está carregado ($v_{C1}(t_9) = V_i$) e a corrente no indutor L_2 atinge o valor de pico ($i_{L2}(t_9) = I_{L\max}$).

Etapa 10 ($t_9 - t_{10}$): Esta etapa é análoga a etapa 5. Em $t = t_9$, o diodo D_6 passa a conduzir, a corrente que flui no indutor L_2 permanece fluindo pelo interruptor S_2 e pelo diodo D_6 . Em $t = t_{10}$, o sinal do gatilho V_{g2} é retirado, bloqueando a passagem de corrente pelo interruptor S_2 .

As principais formas de onda do conversor são mostradas na Figura 5.4. Onde:

- v_{g1} e v_{g2} : sinais de gate dos interruptores S_1 e S_2 , respectivamente;
- i_{L1} e i_{L2} : correntes que circulam pelos indutores L_1 e L_2 respectivamente;

- v_{L1} e v_{L2} : tensão sobre os indutores L_1 e L_2 , respectivamente;
- i_{C1} e i_{C2} : as correntes através dos capacitores de C_1 e C_2 , respectivamente;
- v_{C1} e v_{C2} : tensão sobre os capacitores comutados C_1 e C_2 , respectivamente;
- i_{S1} e v_{S1} : corrente e tensão sobre o interruptor S_1 ;
- i_{Ds1} e i_{Ds2} : correntes que circulam pelos diodos intrínsecos dos MOSFETs;
- i_{D5} e i_{D6} : correntes que circulam pelos diodos D_5 e D_6 respectivamente;
- i_{D7} : corrente que circula pelo diodo D_7 .



Fonte: Elaborado pelo autor.

5.2 Análise Quantitativa do conversor

Nesta seção é realizado o equacionamento do conversor. As equações que regem o comportamento do conversor são obtidas a partir das análises dos circuitos equivalentes das etapas de operação do conversor proposto.

5.2.1 Análise por etapas de operação

5.2.1.1 Cálculo da Potência de Saída

A frequência de comutação dos interruptores é muito maior que a frequência da rede, assim, a tensão de entrada para um período de comutação pode ser considerada constante. No início da primeira etapa de operação, em $t = t_0$, a energia armazenada no capacitor comutado C_1 é dada por (5.1).

$$E_{C_1}(t_0) = \frac{1}{2} \cdot C_1 \cdot V_i^2 \quad (5.1)$$

No início da sexta etapa de operação, em $t = t_5$, a energia armazenada no capacitor comutado C_2 é dado por (5.2).

$$E_{C_2}(t_5) = \frac{1}{2} \cdot C_2 \cdot V_i^2 \quad (5.2)$$

Toda a energia fornecida pela fonte de entrada V_i é armazenada nos capacitores C_1 e C_2 e transferida para a carga. Durante a primeira metade do período de comutação, a energia é armazenada em C_2 e a energia armazenada em C_1 é transferida para o LED. Já durante a outra metade do período, a energia é armazenada em C_1 e a energia armazenada em C_2 é transferida para o LED. Devido a simetria do circuito, a energia total do circuito é dada por (5.3). Sendo P_i a potência média de entrada, P_o a potência média da carga e η o rendimento do circuito.

$$E_T = 2 \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot C_2 \cdot V_i^2 + \frac{1}{2} \cdot C_1 \cdot V_i^2 \right) = \frac{P_i}{T_s} = \frac{P_o}{\eta \cdot T_s} \quad (5.3)$$

Portanto, sendo $T_s = 1/f_s$ e $C_1 = C_2$, a potência de saída do conversor pode ser expressa por (5.4). Sendo C_s a equivalências das capacitâncias $C_1 + C_2$.

$$P_o = 2 \cdot f_s \cdot C_s \cdot V_{in}^2 \cdot \eta \quad (5.4)$$

A equação (5.4) demonstra que a potência de saída é diretamente proporcional a frequência de comutação. Portanto, o conversor proposto possibilita a dimerização de potência do LED.

5.2.1.2 Cálculo dos capacitores comutados

A partir de (3.1) e (5.4) é obtido a potência de saída do conversor em função do tempo. Como é mostrado em (5.5).

$$p_o(t) = 2 \cdot f_s \cdot C_s \cdot \eta \cdot V_m^2 \cdot \text{sen}^2(\omega t) \quad (5.5)$$

Aplicando (5.5) em (3.6), é obtida a potência de entrada do conversor. Como é mostrado em (5.6).

$$p_i(t) = 2 \cdot C_s \cdot f_s \cdot V_i^2 \quad (5.6)$$

Substituindo (3.4) em (5.6), (5.7) é obtido.

$$i_{in}(t) = 2 \cdot C_s \cdot f_s \cdot V_i(t) = k \cdot V_i(t) \quad (5.7)$$

Em (5.7) é demonstrado que a corrente de entrada tem uma resposta linear para a tensão de entrada, demonstrando que o conversor apresenta uma correção de potência inerente. Aplicando (3.4) em (5.6), (5.8) pode ser obtido.

$$C_s = \frac{I_m}{2 \cdot V_m \cdot f_s} \quad (5.8)$$

A partir de (3.5) é obtido a potência média de entrada, mostrada em (5.9).

$$P_{i.med} = \frac{V_m \cdot I_m}{2} \quad (5.9)$$

Aplicando (5.9) em (5.8), (5.10) é obtido.

$$C_s = \frac{P_{i.med}}{V_m^2 \cdot f_s} \quad (5.10)$$

Aplicando (3.6) em (5.10) é obtido a capacitância comutada a partir da potência média de saída.

$$C_s = \frac{P_{o.med}}{V_m^2 \cdot f_s \cdot \eta} \quad (5.11)$$

A potência média aplicada nos LEDs pode ser definida por (5.12).

$$P_{o.med} = \frac{V_o \cdot I_o}{2} \quad (5.12)$$

Aplicando (5.12) em (5.11) é obtido a capacitância comutada a partir da tensão de saída e corrente média do LED. Como é mostrado em (5.13).

$$C_s = \frac{V_o \cdot I_o}{2 \cdot V_m^2 \cdot f_s \cdot \eta} \quad (5.13)$$

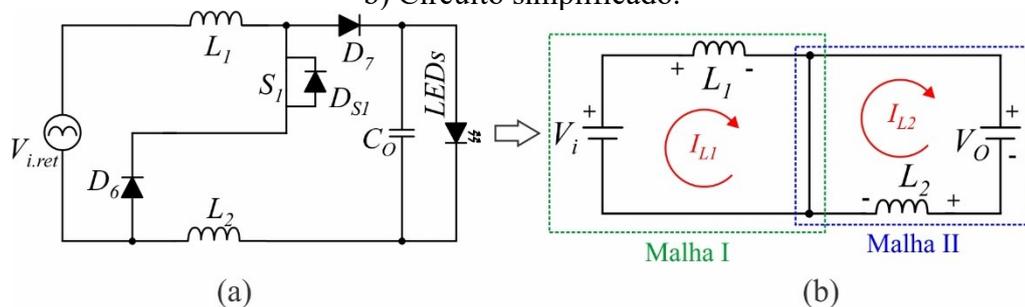
Isolando f_s de (5.13), obtém-se (5.14). Assim, definindo o valor dos capacitores comutados, a frequência de comutação f_s pode ser obtida em função da tensão de entrada e da tensão de saída e da corrente média do LED. Desta forma, o conversor possibilita a estabilidade de potência do LED através da modulação da frequência.

$$f_s = \frac{V_o \cdot I_o}{2 \cdot V_m^2 \cdot C_s \cdot \eta} \quad (5.14)$$

5.2.1.3 Carga e descarga linear dos indutores L_1 e L_2 ($t_0 < t < t_2$)

O circuito equivalente da primeira e da segunda etapa do conversor, onde ocorre a carga e descarga linear dos indutores, é representado na Figura 5.5(a). Como a frequência de comutação é muito superior à frequência da rede a tensão de entrada pode ser considerada constante durante o período de comutação. O capacitor de saída C_o é elevado o suficiente para garantir a característica de fonte de tensão nos LEDs. Desse modo, o circuito equivalente das etapas 1 e 2 pode ser representado conforme a Figura 5.5(b).

Figura 5.5 - Circuito equivalente a primeira e segunda etapa de operação; a) Circuito completo; b) Circuito simplificado.



Fonte: Elaborado pelo autor.

No instante $t = t_0$ a corrente que flui nos indutores L_1 e L_2 são iguais a (5.15) e (5.16), respectivamente.

$$i_{L_1}(t_0) = 0 \quad (5.15)$$

$$i_{L_2}(t_0) = I_{L_{\max}} \quad (5.16)$$

Analisando a malha I do Figura 5.5(b), a equação (5.17) pode ser definida.

$$V_i = v_{L_1}(t) = L_1 \cdot \frac{di_{L_1}(t)}{dt} \quad (5.17)$$

$$\frac{V_i}{L_1} = \frac{di_{L_1}(t)}{dt}$$

Como a derivada da corrente no indutor L_1 é igual a uma constante, como é mostrada em (5.17), a derivada pode ser considerada linear. Assim, (5.17) pode ser reescrita como (5.18).

$$\frac{V_i}{L_1} = \frac{\Delta i_{L_1}(t)}{\Delta t_2} = \frac{i_{L_1}(t_2) - i_{L_1}(t_0)}{\Delta t_2} \quad (5.18)$$

Substituindo (5.15) em (5.18) e isolando Δt_2 , pode ser obtido (5.19).

$$\Delta t_2 = L_1 \cdot \frac{i_{L_1}(t_2)}{V_i} \quad (5.19)$$

Analisando a malha II da Figura 5.5(b), a equação (5.20) pode ser definida.

$$V_o = -v_{L_2}(t) = -L_2 \cdot \frac{di_{L_2}(t)}{dt} \quad (5.20)$$

$$\frac{V_o}{L_2} = \frac{di_{L_2}(t)}{dt}$$

Como a derivada da corrente no indutor L_2 é igual a uma constante, como é mostrada em (5.20), a derivada pode ser considerada linear. Assim, (5.20) pode ser reescrita como (5.21).

$$\frac{V_o}{L_2} = \frac{\Delta i_{L_2}(t)}{\Delta t_2} = \frac{-(i_{L_2}(t_2) - i_{L_2}(t_0))}{\Delta t_2} \quad (5.21)$$

Substituindo (5.16) em (5.21) e isolando Δt_2 , pode ser obtido (5.22).

$$\Delta t_2 = -L_2 \cdot \frac{i_{L_2}(t_2) - I_{L\max}}{V_o} \quad (5.22)$$

Considerando que as correntes nos indutores L_1 e L_2 são iguais em $t = t_2$ e que os valores de indutâncias são iguais, as equações (5.19) e (5.22) podem ser igualadas. Assim, a corrente nos indutores L_1 e L_2 em $t = t_2$ pode ser obtida em (5.23).

$$L \cdot \frac{i_L(t_2)}{V_i} = -L \cdot \frac{i_L(t_2) - I_{L\max}}{V_o} \quad (5.23)$$

$$i_L(t_2) = \frac{I_{L\max} \cdot V_i}{V_i + V_o}$$

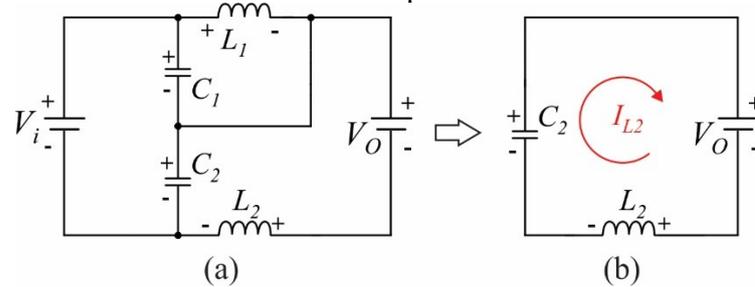
Aplicando (5.23) em (5.19), a variação de tempo da etapa 1 e 2 pode ser definida por (5.24).

$$\Delta t_2 = \frac{L \cdot I_{L\max}}{V_o + V_i} \quad (5.24)$$

5.2.1.4 Descarga do indutor L_2 ($t_2 < t < t_3$)

O circuito equivalente da terceira etapa do conversor, onde ocorre a descarga completa do indutor L_2 , é representado na Figura 5.6(a). No instante $t = t_2$, o capacitor C_1 está carregado com a tensão de entrada e o capacitor C_2 está descarregado. A Figura 5.6(a) é simplificada para análise apenas da descarga do indutor L_2 , que consiste em um circuito LC, como é mostrada na Figura 5.6(b).

Figura 5.6 - Circuito equivalente da terceira etapa de operação; a) Circuito completo; b) Circuito simplificado.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A tensão armazenada no capacitor C_2 no instante $t = t_2$ e a corrente que flui no indutor L_2 no instante $t = t_3$ são iguais a (5.25) e (5.26), respectivamente.

$$v_{C_2}(t_2) = 0 \quad (5.25)$$

$$i_{L_2}(t_3) = 0 \quad (5.26)$$

Analisando a Figura 5.6, a tensão no capacitor C_2 é dada por (5.27) e a corrente no indutor L_2 é dada por (5.28).

$$v_{C_2}(t) = V_o + v_{L_2}(t) = V_o + L_2 \cdot \frac{di_{L_2}(t)}{dt} \quad (5.27)$$

$$i_{L_2}(t) = C_2 \cdot \frac{dv_{C_2}(t)}{dt} \quad (5.28)$$

Substituindo (5.28) em (5.27), tem-se (5.29).

$$v_{C_2}(t) = V_o + L_2 C_2 \cdot \frac{d^2 v_{C_2}(t)}{dt^2} \quad (5.29)$$

Resolvendo a equação (5.29), são obtidas as soluções apresentadas por (5.30) e (5.31).

$$v_{C_2}(t) + V_o = I_{L_2 o} Z_o \sin(\theta) + (V_{C_2 o} - V_o) \cos(\theta) \quad (5.30)$$

$$i_{L_2}(t) = I_{L_2 0} \cdot \cos(\theta) - \frac{(V_{C_2 0} - V_o)}{Z_o} \text{sen}(\theta) \quad (5.31)$$

Onde Z_o é a impedância do circuito definida por (5.32) e o ângulo θ é definido por (5.33). Sendo L_r a indutância resultante de $L_1 + L_2$.

$$Z_o = \sqrt{\frac{L_r}{C_s}} \quad (5.32)$$

$$\theta = \omega_o t \quad (5.33)$$

Sendo ω_o a frequência angular de ressonância, definida por (5.34).

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_r C_s}} \quad (5.34)$$

Normalizando todas as correntes e todas as tensões das expressões (5.30) e (5.31) em função dos seguintes fatores: $V_o =$ Fator de normalização de tensão e $V_o/Z_o =$ Fator de normalização de corrente, obtêm-se (5.35) e (5.36). O subscrito N refere-se às variáveis do circuito normalizadas.

$$v_{C_2 N}(t) + V_{oN} = I_{L_2 0N} \text{sen} \theta + (V_{C_2 0N} - V_{oN}) \cos \theta \quad (5.35)$$

$$i_{L_2 N}(t) = I_{L_2 0N} \cos \theta - (V_{C_2 0N} - V_{oN}) \text{sen} \theta \quad (5.36)$$

Elevando todos termos de (5.35) e (5.36) ao quadrado, têm-se (5.37) e (5.38).

$$\left(v_{C_2 N}(t) + V_{oN} \right)^2 = \left(I_{L_2 0N} \text{sen} \theta + (V_{C_2 0N} - V_{oN}) \cos \theta \right)^2 \quad (5.37)$$

$$\left(i_{L_2 N}(t) \right)^2 = \left(I_{L_2 0N} \cos \theta - (V_{C_2 0N} - V_{oN}) \text{sen} \theta \right)^2 \quad (5.38)$$

Somando (5.37) com (5.38), pode ser obtida (5.39).

$$i_{L_2 N}(t)^2 + \left(v_{C_2 N}(t) + V_{oN} \right)^2 = I_{L_2 0N}^2 \left(\text{sen}^2 \theta + \cos^2 \theta \right) + \left(V_{C_2 0N} - V_{oN} \right)^2 \left(\text{sen}^2 \theta + \cos^2 \theta \right) \quad (5.39)$$

Sabendo que $\text{sen}^2 \theta + \cos^2 \theta = 1$, a equação (5.39) pode ser simplificada, eliminando o ângulo θ , conforme expressa em (5.40). Desse modo, tem-se a expressão que relaciona a tensão normalizada no capacitor e a corrente normalizada do indutor, sem a dependência do ângulo de ressonância. Ou seja, pode-se obter os valores instantâneos de corrente desconsiderando o tempo, desde que se conheça a tensão do capacitor no mesmo instante.

$$i_{L_2 N}(t)^2 + \left(v_{C_2 N}(t) + V_{oN} \right)^2 = I_{L_2 0N}^2 + \left(V_{C_2 0N} - V_{oN} \right)^2 \quad (5.40)$$

Dada a condição (5.25) e (5.26), onde o capacitor C_2 está inicialmente descarregado e a corrente que flui no indutor em $t = t_3$ é igual zero, a expressão (5.40) é simplificada para (5.41).

$$\left(v_{C_2N}(t) + V_{oN}\right)^2 = I_{L_2oN}^2 - V_{oN}^2 \quad (5.41)$$

Aplicando os fatores utilizados para normalização das tensões e correntes em (5.41) obtém-se (5.42).

$$\left(\frac{v_{C_2}(t_3)}{V_o} + \frac{V_o}{V_o}\right)^2 = i_{L_2}(t_2)^2 \frac{Z_o^2}{V_o^2} + 1 \quad (5.42)$$

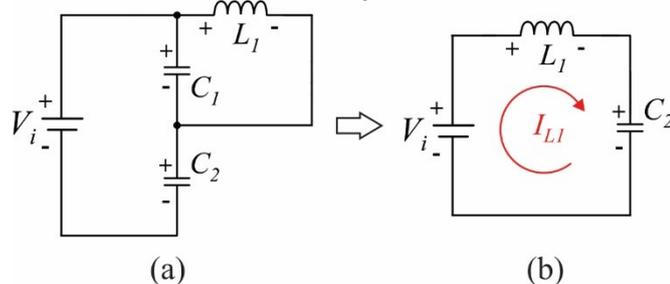
Substituindo (5.23) em (5.42) e isolando $v_{C_2}(t_3)$, obtém-se (5.43).

$$v_{C_2}(t_3) = \left(\sqrt{\left(\frac{I_{L_{\max}} \cdot V_i}{V_i + V_o} \right)^2 \frac{Z_o^2}{V_o^2} + 1} - 1 \right) V_o \quad (5.43)$$

5.2.1.5 Carga do indutor L_1 ($t_3 < t < t_4$)

O circuito equivalente da quarta etapa do conversor, onde o indutor L_1 atinge o seu valor máximo de corrente, como é mostrado na Figura 5.7(a). No instante $t = t_4$, o capacitor C_1 está descarregado e o capacitor C_2 está carregado com a tensão de entrada. A Figura 5.7(a) é simplificada para análise do indutor L_1 , que consiste em um circuito LC, como é mostrada na Figura 5.7(b).

Figura 5.7 - Circuito equivalente da quarta etapa de operação; a) Circuito completo; b) Circuito simplificado.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A tensão armazenada no capacitor C_2 e a corrente máxima no indutor L_1 , no instante $t = t_4$, são iguais a (5.44) e (5.45), respectivamente.

$$v_{C_2}(t_4) = V_i \quad (5.44)$$

$$i_{L_2}(t_4) = I_{L_{\max}} \quad (5.45)$$

Analisando a Figura 5.7(b), a tensão no capacitor C_2 é dada por (5.46) e a corrente no indutor L_1 é dada por (5.47).

$$v_{C_2}(t) = V_i - v_{L_1}(t) = V_i - L_1 \cdot \frac{di_{L_1}(t)}{dt} \quad (5.46)$$

$$i_{L_1}(t) = C_2 \cdot \frac{dv_{C_2}(t)}{dt} \quad (5.47)$$

Substituindo (5.47) em (5.46), tem-se (5.48).

$$v_{C_2}(t) = V_i - L_1 C_2 \cdot \frac{d^2 v_{C_2}(t)}{dt^2} \quad (5.48)$$

Resolvendo a equação (5.29), obtêm-se a solução apresentada por (5.49) e (5.50).

$$v_{C_2}(t) - V_i = I_{L_1 0} Z_o \operatorname{sen}(\theta) + (V_{C_2 0} - V_i) \cos(\theta) \quad (5.49)$$

$$i_{L_1}(t) = I_{L_1 0} \cos(\theta) - \frac{(V_{C_2 0} - V_i)}{Z_o} \operatorname{sen}(\theta) \quad (5.50)$$

Normalizando todas as correntes e todas as tensões das expressões (5.49) e (5.50) em função dos seguintes fatores: V_{in} = Fator de normalização de tensão e V_{in}/Z_o = Fator de normalização de corrente, obtêm-se (5.51) e (5.52).

$$v_{C_2 N}(t) - V_{iN} = I_{L_1 0N} \operatorname{sen} \theta + (V_{C_2 0N} - V_{iN}) \cos \theta \quad (5.51)$$

$$i_{L_1 N}(t) = I_{L_1 0N} \cos \theta - (V_{C_2 0N} - V_{iN}) \operatorname{sen} \theta \quad (5.52)$$

Elevando todos termos de (5.51) e (5.52) ao quadrado, têm-se (5.53) e (5.54).

$$(v_{C_2 N}(t) - V_{iN})^2 = (I_{L_1 0N} \operatorname{sen} \theta + (V_{C_2 0N} - V_{iN}) \cos \theta)^2 \quad (5.53)$$

$$(i_{L_1 N}(t))^2 = (I_{L_1 0N} \cos \theta - (V_{C_2 0N} - V_{iN}) \operatorname{sen} \theta)^2 \quad (5.54)$$

Somando (5.53) com (5.54), pode ser obtida (5.55).

$$i_{L_1 N}(t)^2 + (v_{C_2 N}(t) - V_{iN})^2 = I_{L_1 0N}^2 (\operatorname{sen}^2 \theta + \cos^2 \theta) + (V_{C_2 0N} - V_{iN})^2 (\operatorname{sen}^2 \theta + \cos^2 \theta) \quad (5.55)$$

Sabendo que $\operatorname{sen}^2 \theta + \cos^2 \theta = 1$, a equação (5.55) pode ser simplificada, eliminando o ângulo θ , conforme expressa em (5.56). Desse modo, tem-se a expressão que relaciona a tensão normalizada no capacitor e a corrente normalizada do indutor, sem a dependência do ângulo de ressonância. Ou seja, pode-se obter os valores instantâneos de

corrente desconsiderando o tempo, desde que se conheça a tensão do capacitor no mesmo instante.

$$i_{L1N}(t)^2 + (v_{C2N}(t) - V_{iN})^2 = I_{L10N}^2 + (V_{C20N} - V_{iN})^2 \quad (5.56)$$

Aplicando os fatores utilizados para normalização das tensões e correntes em (5.56) obtém-se (5.57).

$$i_{L1}(t_4)^2 \frac{Z_o^2}{V_i^2} + \left(\frac{v_{C2}(t_4)}{V_i} + \frac{V_i}{V_i} \right)^2 = i_{L2}(t_3)^2 \frac{Z_o^2}{V_o^2} + \left(\frac{v_{C2}(t_3)}{V_i} - \frac{V_i}{V_i} \right)^2 \quad (5.57)$$

Substituindo (5.44) e (5.45) em (5.42) obtém-se (5.58).

$$i_{L1}(t_3) = \sqrt{\frac{I_{Lmax}^2 - \left(\frac{v_{C2}(t_3)}{V_i} - 1 \right)^2}{\frac{Z_o^2}{V_o^2}}} \quad (5.58)$$

O ângulo θ pode ser definido a partir de as expressões dadas em (5.51) e (5.52), que podem ser simplificadas e reorganizadas de acordo com (5.59) e (5.60), respectivamente.

$$I_{L10N} \sin \theta + (v_{C20N} - V_{iN}) \cos \theta = v_{C2N}(t) - V_{iN} \quad (5.59)$$

$$-(v_{C20N} - V_{iN}) \sin \theta + I_{L10N} \cos \theta = i_{L1N}(t) \quad (5.60)$$

Dado o sistema, pode-se obter $\cos \theta$ a partir de (5.61).

$$\cos \theta = \frac{\begin{bmatrix} I_{L10N} & v_{C2N}(t) - V_{iN} \\ -(v_{C20N} - V_{iN}) & i_{L1N}(t) \end{bmatrix}}{\begin{bmatrix} I_{L10N} & v_{C20N} - V_{iN} \\ -(v_{C20N} - V_{iN}) & I_{L10N} \end{bmatrix}} \quad (5.61)$$

Resolvendo (5.61), obtém-se (5.62).

$$\cos \theta = \frac{I_{L10N} \cdot i_{L1N}(t) + (v_{C20N} - V_{iN}) \cdot (v_{C2N}(t) - V_{iN})}{I_{L10N}^2 + (v_{C20N} - V_{iN})^2} \quad (5.62)$$

Isolando θ , tem-se (5.63).

$$\theta = \cos^{-1} \frac{I_{L10N} \cdot i_{L1N}(t) + (v_{C20N} - V_{iN}) \cdot (v_{C2N}(t) - V_{iN})}{I_{L10N}^2 + (v_{C20N} - V_{iN})^2} \quad (5.63)$$

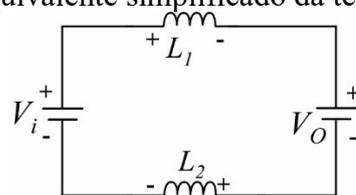
Aplicando (5.33) em (5.63), obtém-se a expressão que pode definir o tempo do circuito durante a quarta etapa de operação.

$$\Delta t_4 = \sqrt{L_r C_s} \cos^{-1} \frac{\left(i_{L_1}(t_4) \cdot i_{L_1}(t_3)\right) \frac{Z_o}{V_i}}{i_{L_1}(t_3)^2 \cdot \frac{Z_o^2}{V_i^2} + \left(\frac{v_{C_2}(t_3)}{V_i} - 1\right)^2} \quad (5.64)$$

5.2.1.6 Intervalo de tempo da terceira etapa ($t_2 < t < t_3$)

O circuito equivalente simplificado da terceira etapa do conversor para obter o intervalo de tempo da etapa é mostrado na Figura 5.8.

Figura 5.8 - Circuito equivalente simplificado da terceira etapa de operação.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Analisando a malha de tensão do circuito da Figura 5.8 obtém (5.65).

$$V_i - V_o = v_{L_1}(t) + v_{L_2}(t) = L_1 \frac{di_{L_1}(t)}{dt} + L_2 \frac{di_{L_2}(t)}{dt} \quad (5.65)$$

Considerando que os indutores carregam e descarregam linear mente, (5.65) pode ser reescrito como (5.66).

$$V_i - V_o = L_1 \frac{\Delta i_{L_1}(t)}{\Delta t} + L_2 \frac{\Delta i_{L_2}(t)}{\Delta t} = L_1 \frac{\left(i_{L_1}(t_3) - i_{L_1}(t_2)\right)}{\Delta t_3} + L_2 \frac{\left(i_{L_2}(t_3) - i_{L_2}(t_2)\right)}{\Delta t_3} \quad (5.66)$$

Aplicando (5.26) em (5.66) e sabendo que as indutâncias são iguais e que a corrente nos indutores L_1 e L_2 são iguais no instante $t = t_2$, obtém-se (5.67).

$$\Delta t_3 = L_{1,2} \frac{i_{L_1}(t_3) - i_L(t_2) - i_L(t_2)}{V_i - V_o} = L_{1,2} \frac{i_{L_1}(t_3) - 2i_L(t_2)}{V_i - V_o} \quad (5.67)$$

5.2.1.7 Determinação do valor de indutância de L_1 e L_2

O valor da indutância dos indutores L_1 e L_2 são obtidos a partir da soma das variações de tempo que resultam em metade do período de comutação, expresso em (5.68). Para facilitar, inicialmente são feitas considerações para determinar a expressão que resulta do valor máximo de corrente nos indutores. A partir disso as equações que expressão a variação

de tempo das etapas de operação do conversor são simplificadas, para facilitar a resolução da expressão para determinar o valor de indutância de L_1 e L_2 .

$$\frac{T_m}{2} = \Delta t_2 + \Delta t_3 + \Delta t_4 + \Delta t_5 \quad (5.68)$$

Considerando que o indutor atinge o seu valor máximo em $\theta = 90$, a equação (5.50) pode ser reescrita como (5.69)

$$i_{L_1}(t_4) = I_{L\max} = (V_i + V_{C_2}(t_3)) \cdot \sqrt{\frac{C_s}{L_{1,2}}} \quad (5.69)$$

Considerando (5.70) e aplicando em (5.69), é obtido (5.71), que determina o valor de corrente máxima dos indutores.

$$V_o = V_i + V_{C_2}(t_3) \quad (5.70)$$

$$i_{L_1}(t_4) = I_{L\max} = V_o \cdot \sqrt{\frac{C_s}{L_{1,2}}} \quad (5.71)$$

Assim, a partir de (5.71) as equações podem ser simplificadas. Aplicando (5.71) em (5.23), é obtido (5.72).

$$i_L(t_2) = \frac{V_o \cdot V_i}{V_i + V_o} \cdot \sqrt{\frac{C_s}{L_{1,2}}} \quad (5.72)$$

Aplicando (5.71) em (5.58), é obtido (5.73). Sendo α expresso por (5.74).

$$i_{L_1}(t_3) = \alpha \cdot \sqrt{\frac{C_s}{L_{1,2}}} \quad (5.73)$$

$$\alpha = \sqrt{\left[\frac{V_o^2}{V_i^2} - \left(\frac{V_{C_2}(t_3)}{V_i} - 1 \right)^2 \right]} \cdot V_i^2 \quad (5.74)$$

Reorganizando (5.24), é obtido (5.75).

$$\Delta t_2 = \frac{V_o}{V_o + V_i} \cdot \sqrt{\frac{C_s}{L_{1,2}}} \cdot L_{1,2} \quad (5.75)$$

Aplicando (5.71), (5.72) e (5.73) em (5.67), obtêm-se (5.76).

$$\Delta t_3 = \frac{\alpha - \frac{2V_i \cdot V_o}{V_i + V_o}}{V_i - V_o} \cdot \sqrt{\frac{C_s}{L_{1,2}}} \cdot L_{1,2} \quad (5.76)$$

Aplicando (5.71) e (5.73) em (5.64), obtêm-se (5.77). Sendo β expresso por (5.78)

$$\Delta t_4 = \sqrt{L_{1,2} \cdot C_s} \cos^{-1}(\beta) \quad (5.77)$$

$$\beta = \frac{\frac{V_o}{V_i^2} \cdot \alpha}{\frac{y^2}{V_i^2} + \left(\frac{v_{C_2}(t_3)}{V_i} - 1 \right)^2} \quad (5.78)$$

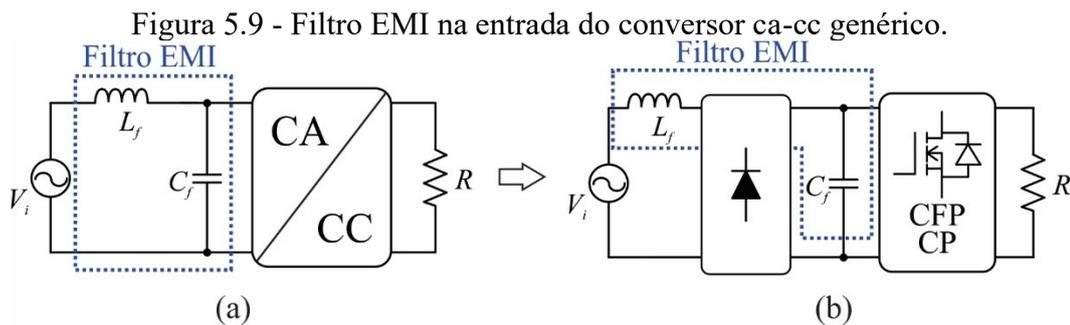
Substituindo (5.75), (5.76) e (5.77) em (5.68) é obtido o valor de indutância crítica dos indutores L_1 e L_2 , como é mostrado em (5.79). Sendo χ expresso por (5.80).

$$L_{1,2} \leq \frac{T_m^2}{C_s \cdot (\chi + \cos^{-1}(\beta))^2} \quad (5.79)$$

$$\chi = \frac{V_o}{V_i + V_o} + \frac{\left(y \frac{2V_i \cdot V_o}{V_i + V_o} \right)}{V_i - V_o} \quad (5.80)$$

5.2.1.8 Filtro de entrada

Devido a operação em alta frequência o conversor produz interferência eletromagnética. Com isso, é necessário a adição de um filtro de entrada a fim de mitigar a interferência eletromagnética e a amplitude das harmônicas injetadas pelo conversor na rede elétrica. Foi adotada a topologia mais simples para o filtro de entrada, sendo o filtro LC apresentado na Figura 5.9(a), devido a sua simplicidade e eficiência. Entretanto, o capacitor de filtro de entrada é posicionado após a ponte retificadora, como é mostrado na Figura 5.9(b), para possibilitar que os diodos da ponte sejam diodos lentos, reduzindo custos e elevando a potência do conversor.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Desconsiderando os elementos parasitas dos componentes do filtro, a resistência equivalente de entrada do conversor proposto pode ser determinado por (5.81).

$$R_{eq} = \eta \frac{V_{i.ef}^2}{V_o \cdot I_{LED}} \quad (5.81)$$

A frequência de corte do filtro pode ser determinadas pela equação (5.82). Segundo Martins e Barbi (2008), é recomendado que a frequência de corte seja posicionada uma década abaixo da frequência de chaveamento dos interruptores e 30 vezes acima da frequência da rede.

$$30 \cdot f_{rede} \leq f_c \leq \frac{f_s}{10} \quad (5.82)$$

A capacitância C_f pode ser obtida por (5.83). Sendo ξ o fator de amortecimento do filtro. Segundo Martins e Barbi (2008), o fator de amortecimento não deve ser inferior a 0,707 para evitar amplificações de harmônicos em baixa frequência próximos à frequência de corte.

$$C_f = \frac{1}{R_{eq} \cdot 4 \cdot \xi \cdot \pi \cdot f_c} \quad (5.83)$$

Assim, o valor da indutância L_f pode ser obtido por (5.84).

$$L_f = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot C_f \cdot f_c^2} \quad (5.84)$$

5.3 Conclusão

Este capítulo apresentou a análise do conversor de estágio único ressonante baseado em capacitor comutado proposto. As etapas de operação e o equacionamento do conversor foram apresentados e discutidos. Através da análise das etapas de operação do conversor proposto, conclui-se que a potência de saída do conversor pode ser determinada pela tensão de entrada, pela capacitância do capacitor comutado e pela frequência de comutação do interruptores. A potência do conversor também não depende da tensão de saída, assim pequenas variações na tensão de saída não acarretam em grandes variações na corrente através dos LEDs, sendo possível ajustar o ponto de operação dos LEDs sem uma malha de realimentação de corrente, o que permite o conversor operar em malha aberta.

6 PROJETO DO CONVERSOR RESSONANTE DE ESTÁGIO ÚNICO

O projeto do conversor proposto é realizado em função da corrente nominal do módulo de LEDs adotado para esse trabalho, nesse caso, a luminária apresentada na seção 4.4. O projeto é apresentado para operação do conversor em malha aberta.

6.1 Arranjo da carga

Segundo SÁ JR. (2010), para uma temperatura constante e corrente próxima à nominal, a tensão direta em um LED de potência pode ser descrita por (6.1).

$$V_o = V_{LED} + V_{LED} \cdot I_{LED} \quad (6.1)$$

Sendo:

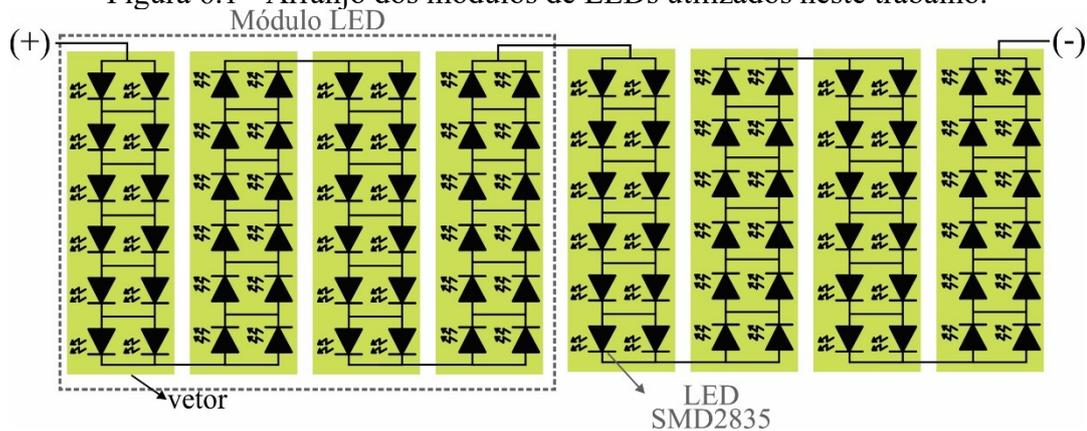
V_{LED} - Queda de tensão limiar do LED;

R_{LED} - Resistência série do LED;

I_{LED} - Corrente aplicada no LED.

Neste trabalho será utilizado um par de módulos LED, associados em série com uma potência total de 50 W, conforme mostrado na Figura 6.1. Cada módulo é composto por oito vetores conectados em série, cada vetor é formado por seis conjuntos ligados em série, sendo cada conjunto composto por dois LEDs SMD2835 conectados em paralelo.

Figura 6.1 - Arranjo dos módulos de LEDs utilizados neste trabalho.

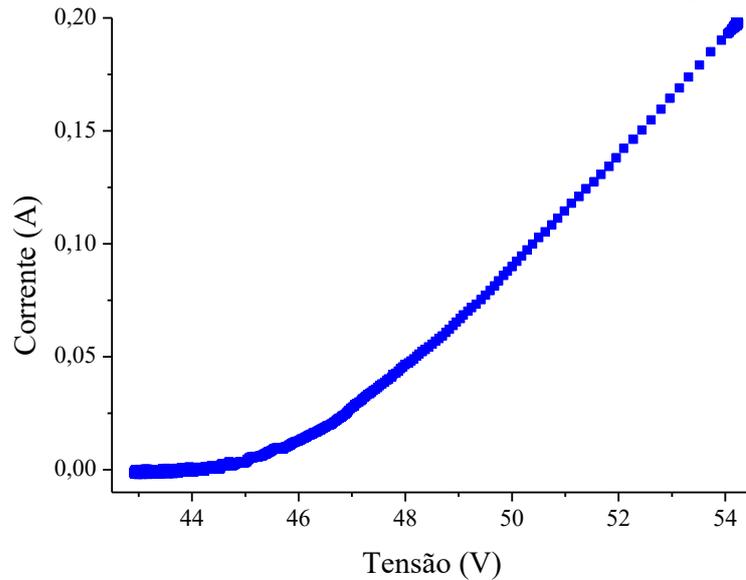


Fonte: Elaborado pelo autor.

Para extração das características, o vetor de LED foi alimentado com uma tensão de 55 V e uma corrente de 230 mA. Para garantir que a temperatura na junção não sofra grandes variações o vetor deve permanecer ligado por aproximadamente 20 minutos, antes de ser feito

a captura das curvas da tensão e da corrente. Na Figura 6.2 é mostrada a curva V-I obtidas no experimento.

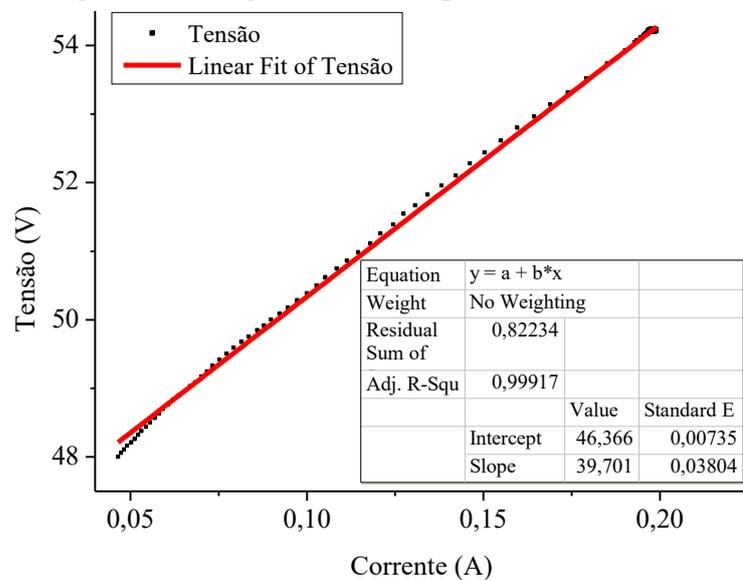
Figura 6.2 - Curva V-I de um vetor de LEDs obtida em experimento.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Em seguida os eixos do gráfico da Figura 6.2 são invertido e é aplicado uma regressão linear para valores próximos ao nominal, como mostrado na Figura 6.3.

Figura 6.3 - Regressão linear aplicada na curva I-V.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Um valor de 46,36 V para tensão de polarização e um valor de 39,7 Ω para a resistência equivalente do vetor são obtidos. Com isso, cada módulo possui uma tensão de

polarização 185,4 V e uma resistência equivalente de 158,8 V, totalizando para os dois módulos em série uma tensão de polarização de 370,88 V e uma resistência equivalente de 317,6 Ω .

Para os parâmetros obtidos dos módulos LEDs, a tensão de saída do conversor obteve um valor de 443,9 V, a partir de (6.2).

$$V_o = R_{LED.eq} \cdot I_{LED} + V_{LED} = 317,6 \cdot 0,23 + 370,88 = 443,9V \quad (6.2)$$

Entretanto, como a tensão de saída é muito próxima a tensão limite que os capacitores eletrolíticos suportam, três conjuntos de LED de cada módulo foram retirados, resultando em um vetor a menos, o que permitiu reduzir a tensão de saída para 388,4V, como mostra (6.3).

$$V_o = R_{LED.eq} \cdot I_{LED} + V_{LED} = 277,9 \cdot 0,23 + 324,52 = 388,4V \quad (6.3)$$

6.2 Validação das equações por simulações

A validação do dimensionamento, realizado no capítulo 5, por simulação foi obtida com o uso do programa PSIM. Para esta simulação os parâmetros utilizados são mostrados na Tabela 6.1.

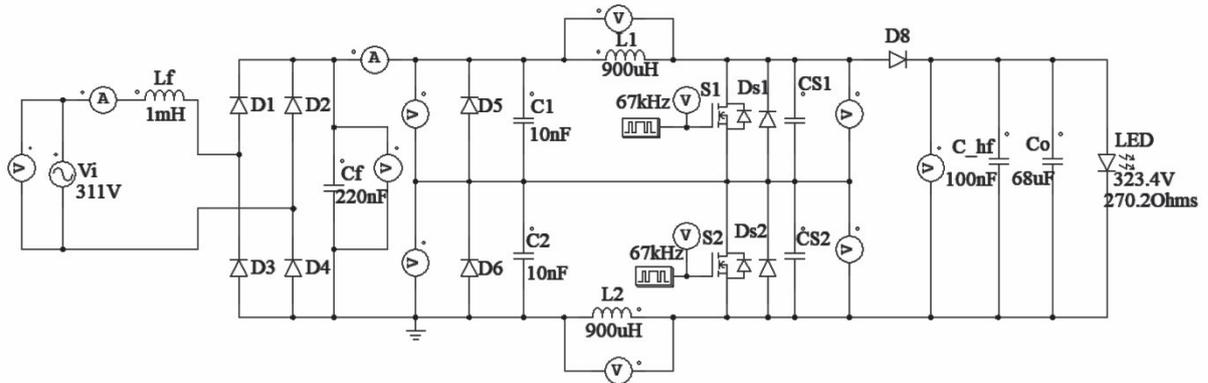
Tabela 6.1 - Parâmetros utilizados no equacionamento para validação das equações.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão de entrada eficaz	V_i	220 V
Frequência da rede elétrica	f_r	60 Hz
Frequência de comutação	f_s	67 kHz
Corrente média no LED	I_{LED}	230 mA
Tensão de polarização do LED	V_{LED}	324,52 V
Resistência intrínseca no LED	R_{LED}	277,9 Ω
Tensão de saída	V_o	388,4 V
Potência de saída	P_o	89,3 W

Fonte: Elaborado pelo autor.

A validação do equacionamento do conversor proposto é realizada por meio de simulação computacional utilizando o software PSIM[®]. A Figura 6.4 apresenta o circuito elétrico utilizado para a simulação do conversor. O circuito é simulado em malha aberta para a tensão de entrada eficaz de 220 V.

Figura 6.4 - Esquema do circuito elétrico utilizado na simulação no PSIM.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Para uma frequência de comutação igual a 67 kHz, frequência adotada pelo projeto, a capacitância C_1 e C_2 pode ser obtida pela equação (5.13), sendo obtido o valor de 7,19 nF, como mostra (6.4). Entretanto foi utilizado um valor comercial de 10 nF disponível em laboratório.

$$C_s = \frac{V_o \cdot I_o}{2 \cdot V_m^2 \cdot f_s \cdot \eta} = \frac{385 \times 230 \times 10^{-3}}{2 \times 311^2 \times 67000 \times 0,95} = 7,19 \text{ nF} \quad (6.4)$$

A indutância dos indutores L_1 e L_2 foi calculada a partir de (5.79) resultando em um valor igual 1,053 mH, como mostra (6.5). Esse valor, contudo, consiste na condução do indutor em modo crítico, assim foi utilizado um valor de 900 μ H, para garantir que ele opere em MCD, podendo esse valor ser até 10% menor que o valor crítico. O projeto físico dos indutores L_1 e L_2 está disponível no Anexo A.

$$L_{1,2} \leq \frac{T_m^2}{C_s \cdot (\chi + \cos^{-1}(\beta))^2} \geq \frac{(8,333 \times 10^{-6})^2}{(10 \times 10^6) \times (1,141 + \cos^{-1}(0,781))^2} \geq 1,053 \times 10^{-3} \text{ H} \quad (6.5)$$

A capacitância do capacitor de filtro de saída foi calculada a partir da (3.34) resultando em uma valor igual a 48,465 μ F. Entretanto, considerando uma redução de 20 % no fim da vida útil do capacitor, foi obitido o valor de 60,581 μ F, como é mostrado em (6.6), sendo selecionado o valor comercial de 68 μ F.

$$C_o = \frac{\sqrt{4 - \Delta i_o\% ^2}}{2 \cdot \omega \cdot (\Delta i_o\% \cdot R_{LED,eq})} = \frac{\sqrt{4 - 19,6^2}}{2 \cdot (\pi \times 60) \cdot (19,6 \cdot 277,9)} = \frac{48,465 \times 10^{-6}}{0,8} = 60,581 \times 10^{-6} \text{ F} \quad (6.6)$$

Os valores dos componentes utilizados para simulação são apresentados na Tabela 6.2.

Tabela 6.2 - Dimensionamento dos componentes.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Capacitores comutados	C_1 e C_2	10 nF
Indutores ressonantes	L_1 e L_2	900 μ H
Capacitor de filtro de saída	C_o	68 μ F
Capacitor de filtro de entrada	C_f	220 nF
Indutor de filtro de entrada	L_f	1 mH

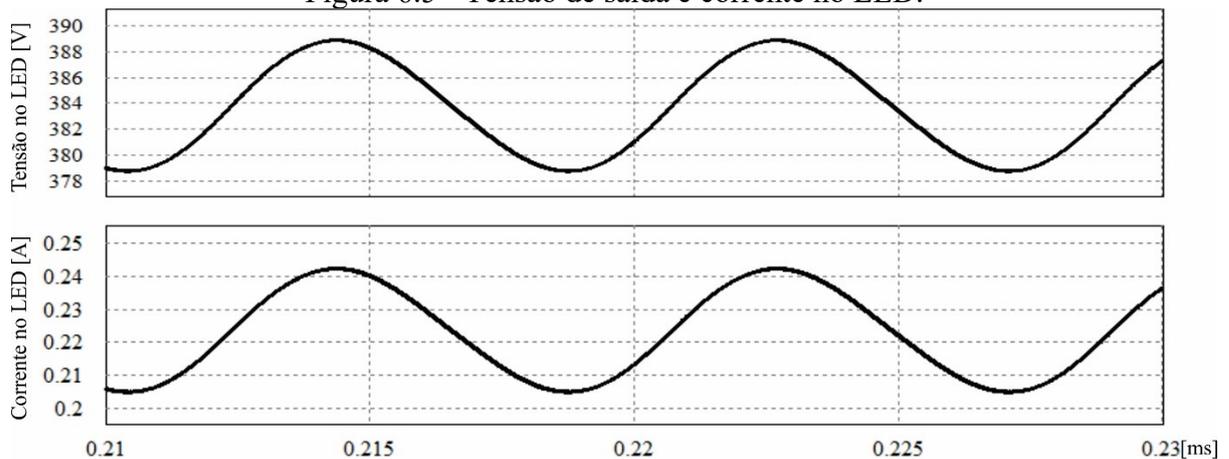
Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 6.5 mostra a ondulação da tensão e da corrente no LED. A ondulação da tensão foi de 2,62% e a ondulação da corrente foi de, aproximadamente, 16,75%.

A Figura 6.6 mostra a forma de onda da tensão e da corrente no capacitor C_1 . É possível observar que os capacitores carregam e descarregam completamente.

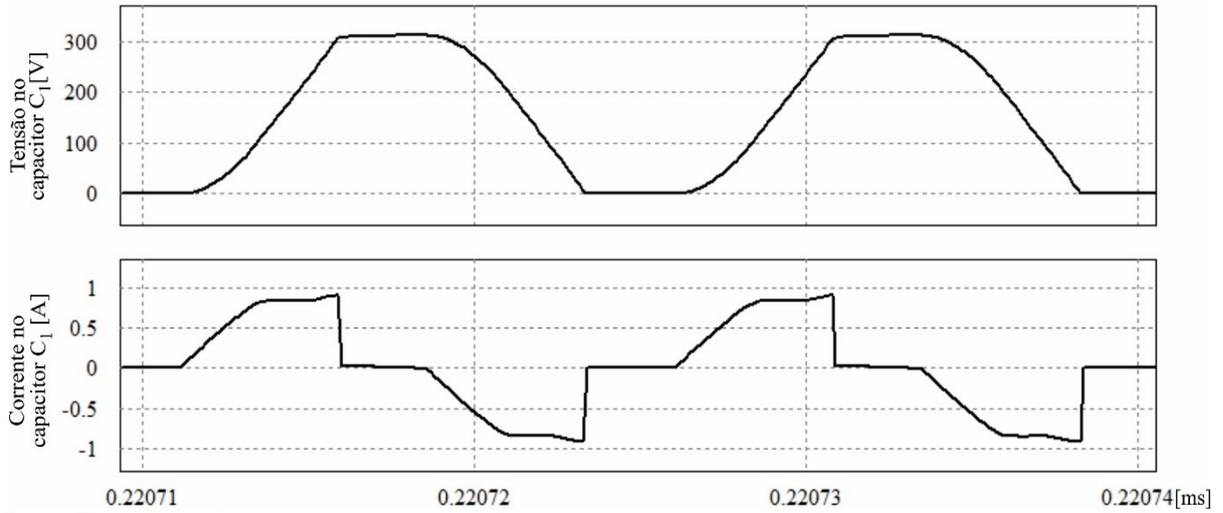
Na Figura 6.7 são apresentados as formas de onda da tensão e da corrente no interruptor S_1 . Entretanto, para mostrar que o interruptor apresenta ZVS ao ligar e desligar, a corrente no capacitor intrínseco do MOSFET é adicionado ao cruzamento da tensão e corrente do interruptor S_1 , como é mostrado em Figura 6.8. O capacitor intrínseco do MOSFET garante que tenha comutação suave no ligar e desligar do MOSFET. A tensão no interruptor está com uma proporção de (1:250) para que as duas formas de onda pudessem ser plotadas na mesma figura. A Figura 6.9 mostra a tensão e a corrente no indutor L_1 .

Figura 6.5 - Tensão de saída e corrente no LED.



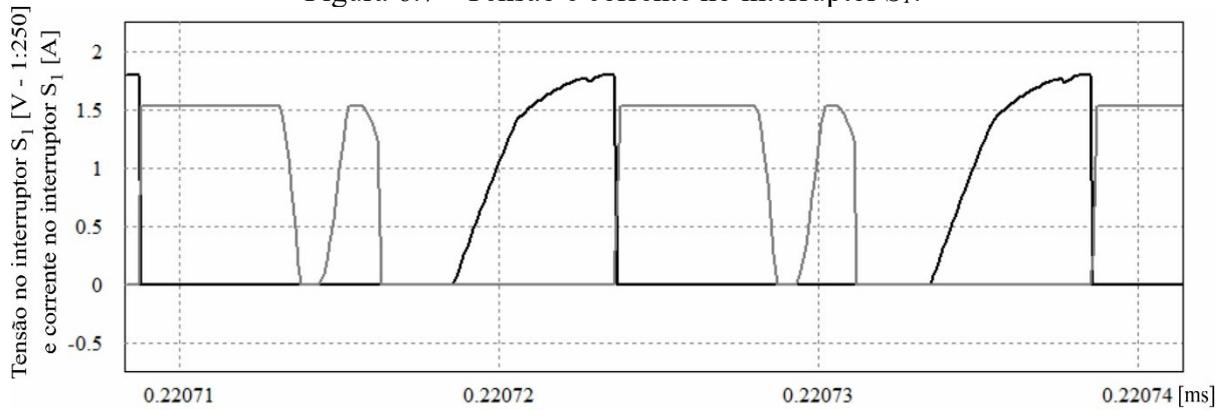
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 6.6 - Tensão e corrente no capacitor C_1 .



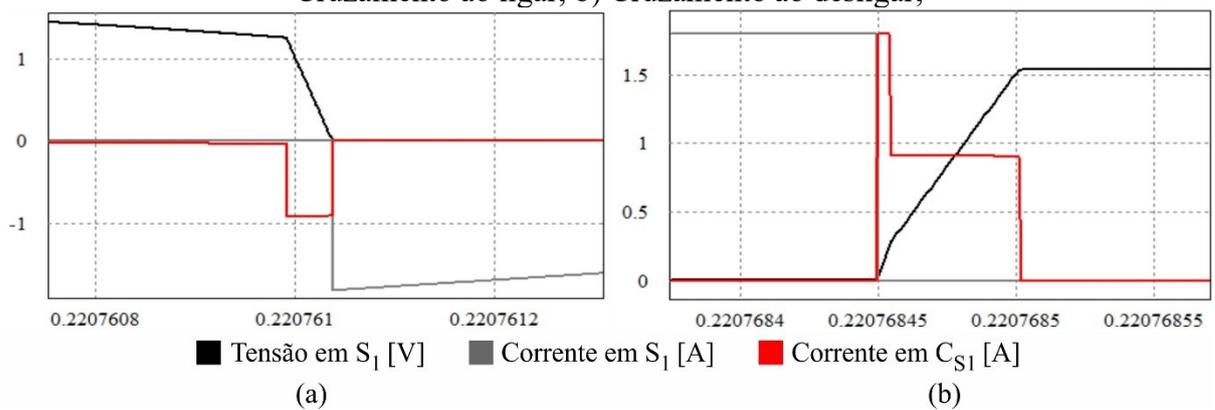
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 6.7 - Tensão e corrente no interruptor S_1 .

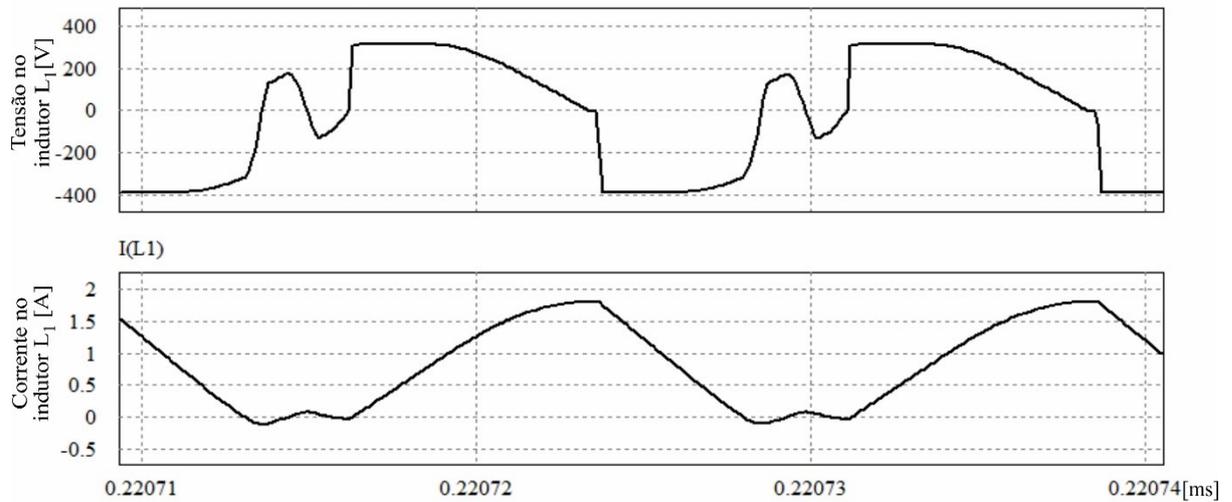


Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 6.8 - Tensão e corrente no interruptor S_1 e corrente instrínseca do interruptor S_1 ; a) Cruzamento ao ligar; b) Cruzamento ao desligar;



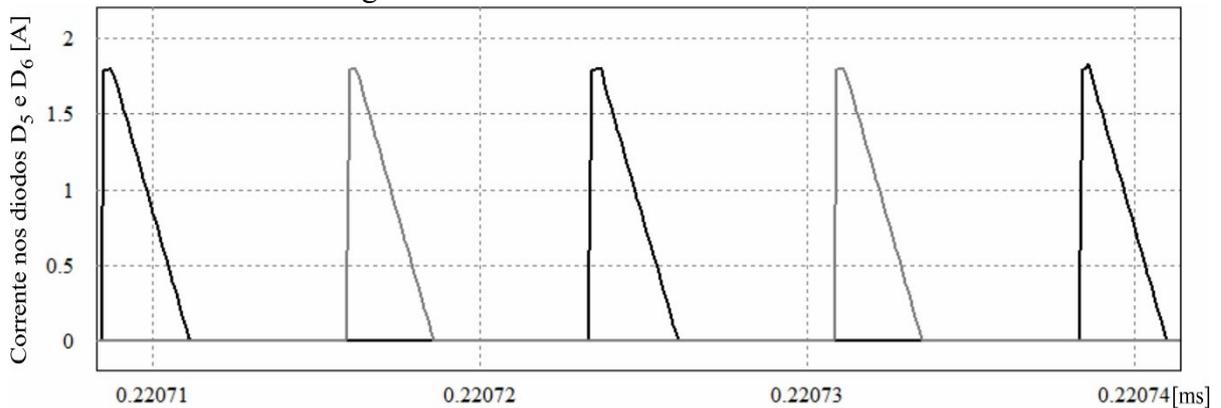
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 6.9 - Tensão e corrente no indutor L_1 .

Fonte: Elaborado pelo autor.

A oscilação nas formas de onda é resultante das capacitâncias intrínsecas dos MOSFETs. Esta ondulação pode ser vista na simulação com a adição das capacitâncias intrínsecas retiradas da folha de dados do componente.

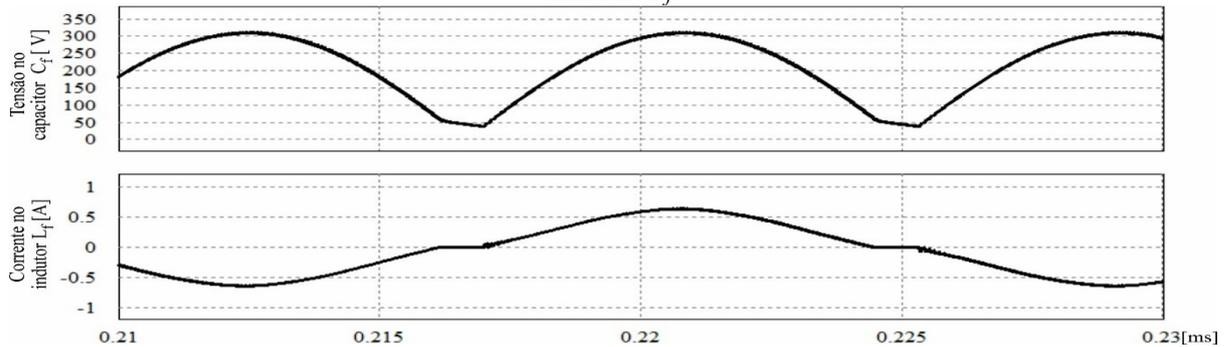
Na Figura 6.10 mostra as formas de onda dos diodos D_5 e D_6 . Esses diodos só entram em condução no momento que os capacitores C_1 e C_2 estão completamente descarregados.

Figura 6.10 - Corrente nos diodos D_5 e D_6 .

Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 6.11 são apresentados as formas de onda da tensão no capacitor de filtro de entrada C_f e a corrente no indutor de filtro de entrada L_f . Além da capacitância intrínseca do MOSFET entrar em ressonância com o MOSFET. Essa capacitância interfere na descarga completa do capacitor de filtro de entrada, o que pode reduzir o fator de potência.

Figura 6.11 - Tensão no capacitor de filtro de entrada C_f e a corrente no indutor de filtro de entrada L_f .



Fonte: Elaborado pelo autor.

6.3 Cálculo das perdas

Neste tópico são realizadas as estimativas das perdas no conversor proposto, por isso, as perdas nos principais componentes do conversor são calculadas a fim de determinar a eficiência teórica do conversor. Os valores de corrente e tensão a qual os componentes estão submetidos foram obtidos a partir da simulação do conversor apresentado na seção 6.2.

6.3.1 Perdas nos Interruptores S_1 e S_2

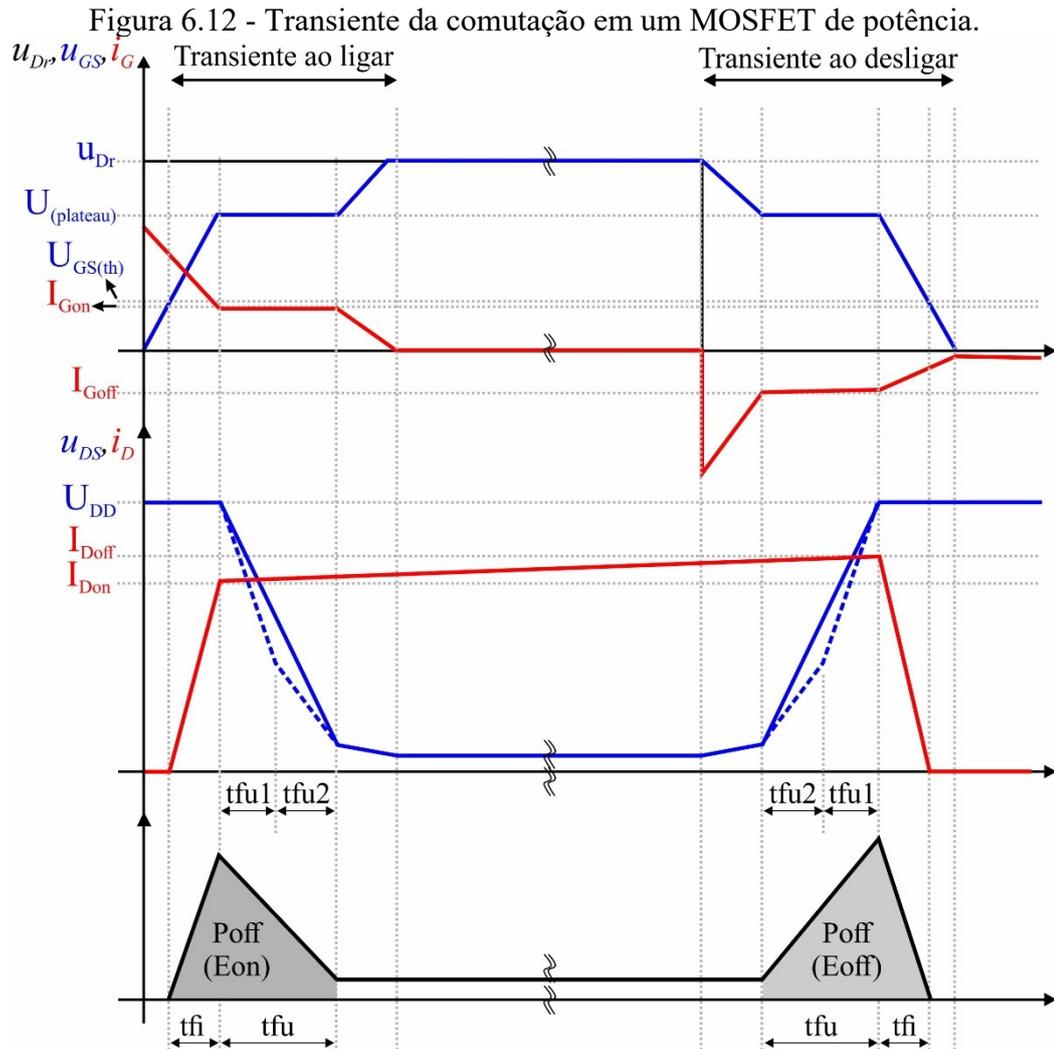
O interruptor controlado adotado para o projeto foi MOSFET TK12A50D. A partir dos dados deste componente e dos dados de projeto, que são apresentados na Tabela 6.3, as perdas referente a esse componente são calculadas. O cálculo das perdas no MOSFET é baseado no estudo realizado por (GRAOVAC; PÜRSCHEL; ANDREAS, 2006).

Tabela 6.3 - Dados de projeto e do MOSFET TK12A50D.

Resistência dreno-source	r_{ds}	$450 \times 10^{-3} \Omega$
Rise time	t_r	$22 \times 10^{-9} \text{ s}$
Fall time	t_f	$15 \times 10^{-9} \text{ s}$
Capacitância de saída efetivo	$C_{oss,eff}$	$135 \times 10^{-12} \text{ F}$
Corrente no dreno após ligar	I_{Don}	-1,447 A
Corrente no dreno antes de desligar	I_{Doff}	1,725 A
Corrente eficaz no MOSFET	I_{rms}	$996,65 \times 10^{-3} \text{ A}$
Tensão dreno-source no ligar	U_{DSon}	0 V
Tensão dreno-source no desligar	U_{DSoff}	0 V
Frequência de chaveamento	f_s	67 kHz

Fonte: Elaborado pelo autor.

Os MOSFETs apresentam perdas por condução, por comutação e por bloqueio do diodo. As perdas por comutação são decorrentes dos cruzamentos da corrente com a tensão, das capacitâncias intrínsecas do componente e do seu acionamento. Como o acionamento geralmente é realizado por um *driver* externo, as perdas decorrentes do acionamento não serão consideradas. Na Figura 6.12 são mostrados os transientes da comutação em um MOSFET de potência.



Conforme mostrado na Figura 6.12, o MOSFET inicia a sua condução quando a tensão entre o *gate* e o *source* (U_{GS}) chega a tensão de *threshold* ($U_{GS(th)}$). Neste instante, a corrente no dreno (I_D) cresce até U_{GS} atingir a tensão de *Plateau* ($U_{plateau}$). Do início da condução até atingir a $U_{plateau}$ o MOSFET ainda não reduz a sua tensão, esse intervalo é definido como *tri*. As perdas durante o intervalo *tri* são pequenas, quando comparadas as perdas durante o tempo de descida da tensão dreno-source (*tfu*). Assim, considerando as condições de

acionamento definidas no *datasheet* (resistência de gate e tensão no *driver*), o tempo de comutação pode ser aproximado por t_r (*rise time*) definido no *datasheet*.

Semelhante ao ligar, as perdas durante o intervalo t_{fi} são pequenas. Assim, o tempo de comutação pode ser aproximado por t_f (*fall time*) definido no *datasheet*. Entretanto, essas considerações são válidas quando utilizados a resistência de gate definidas em *datasheet*, sendo muito importante observar que muitos MOSFETS já possuem uma resistência de gate interna, a qual deve ser considerada para evitar o aumento das perdas e redução do rendimento.

6.3.1.1 Perdas por condução no MOSFET

A perda por condução no MOSFET é definida por (6.7). Sendo r_{ds} a resistência dreno-*source* e I_{rms} o valor eficaz da tensão sobre o MOSFET.

$$P_{cond} = r_{ds} \cdot I_{rms}^2 = 450 \times 10^{-3} \times (996,65 \times 10^{-3})^2 = 367,552 \times 10^{-3} \text{ W} \quad (6.7)$$

6.3.1.2 Detalhamento das perdas no ligar e desligar do MOSFET

As perdas de cruzamento do MOSFET ao ligar e desligar são definidas por (6.8) e (6.9), respectivamente.

$$P_{turn.on} = \frac{1}{2} \cdot t_r \cdot I_{Don} \cdot U_{DSon} \cdot f_s = \frac{1}{2} \times (22 \times 10^{-9}) \times (-1,447) \times 0 \times 67000 = 0 \text{ W} \quad (6.8)$$

$$P_{turn.off} = \frac{1}{2} \cdot t_r \cdot I_{Doff} \cdot U_{DSoff} \cdot f_s = \frac{1}{2} \times (22 \times 10^{-9}) \times 1,725 \times 0 \times 67000 = 0 \text{ W} \quad (6.9)$$

6.3.1.3 Perdas decorrentes a capacitância de saída do MOSFET

A capacitância dreno-*source* não é linear e depende da tensão aplicada. Além disso, a capacitância gate-dreno também troca energia durante a comutação. Assim, para a análise das perdas decorrentes das capacitâncias, a capacitância de saída efetiva (energia) é utilizada. Sendo a capacitância efetiva a soma das capacitâncias dreno-*source* e dreno-gate. Deve ser observado que as condições de tensão devem ser semelhantes as apresentadas no *datasheet*. Se forem aplicadas tensões menores, essa capacitância deve ser corrigida, ou seja, o valor efetivo aumenta.

Antes de ligar (*turn on*) as capacitâncias terão uma energia armazenada, a qual será dissipada ao ligar. Essa energia pode ser definida por (6.10). Sendo $C_{oss.eff}$ a capacitância de saída efetiva, relacionado com a energia.

$$E_{C_{turn.on}} = \frac{1}{2} \cdot C_{oss.eff} \cdot U_{DSon} = \frac{1}{2} \times (135 \times 10^{-12}) \times 0 = 0 \text{ J} \quad (6.10)$$

A potência dissipada em decorrência dessa energia é obtida por (6.11).

$$P_C = E_{C_{turn.on}} \cdot f_s = 0 \times 67000 = 0 \text{ W} \quad (6.11)$$

Geralmente, as capacitâncias só geram perdas consideráveis para tensões mais elevadas (> 100 V) e frequências mais elevadas (> 50 kHz).

6.3.1.4 Perdas totais no MOSFET (sem considerar o acionamento)

As perdas totais do MOSFET é obtido através da soma das perdas por condução, perdas ao ligar, perdas ao desligar e perdas decorrente da capacitância, sendo expressa em (6.12).

$$P_{T.MOSFET} = (P_{cond} + P_{turn.on} + P_{turn.off} + P_C) = \left[(367,552 \times 10^{-3}) + 0 + 0 + 0 \right] \times 2 = 735,104 \text{ mW} \quad (6.12)$$

6.3.2 Perdas nos diodos da ponte retificadora de baixa frequência

Para a ponte retificadora de baixa frequência foi adotado a ponte retificadora com diodos incorporados KBP206G. A partir dos dados desse componente e dos dados de projeto, que são apresentados na Tabela 6.4, as perdas por condução são calculadas. Como a ponte retificadora de entrada opera em baixa frequência, as perdas por comutação são negligenciadas.

Tabela 6.4 - Dados da ponte KBP206G.

Máxima corrente média de condução	I_f	2A
Queda de tensão limiar	V_{do}	0,65V
Queda de tensão máxima em condução	V_f	1,1V
Corrente eficaz na ponte	$I_{P.rms}$	431,6 mA
Corrente média na ponte	$I_{P.med}$	372,32 mA

Fonte: Elaborado pelo autor.

Para o cálculo das perdas por condução nos diodos é utilizado o equacionamento proposto em Barbi (2012).

As perdas por condução na ponte de diodo é calculada por (6.13).

$$P_{Dcond} = V_{do} \cdot I_{P.med} + \left(\frac{V_f - V_{do}}{I_f} \right) \cdot I_{P.rms}^2 =$$

$$\left(0,65 \times 372,32 \times 10^{-3} \right) + \left(\frac{1,1 - 0,65}{2} \right) \times \left(431,6 \times 10^{-3} \right)^2 = 283,921 \times 10^{-3} \text{ W} \quad (6.13)$$

Como os valores obtidos em *datasheet* é referente a ponte retificadora completa, já que os diodos estão incorporados no mesmo encapsulamento, a perda total neste componente é igual a perda de condução, como mostra (6.14).

$$P_{T.ponte} = P_{Dcond} = 283,921 \times 10^{-3} \text{ W} \quad (6.14)$$

6.3.3 Perdas nos diodos D₅ e D₆

O diodo adotado para utilizar como D₅ e D₆ foi o diodo SF26G. A partir dos dados desse componente e dos dados de projeto, que são apresentados na Tabela 6.5, as perdas por condução e comutação são calculadas. Para o cálculo das perdas por condução nos diodos é utilizado o equacionamento proposto em Barbi (2012).

Tabela 6.5 - Dados do diodo SF26G.

Máxima corrente média de condução	I_f	2A
Queda de tensão de limiar	V_{do}	0,7V
Queda de tensão máxima de condução	V_f	1,3V
Tempo de recuperação reversa	T_{rr}	$35 \times 10^{-9} \text{ s}$
Tensão reversa máxima	V_{rm}	400V
Tensão reversa aplicada no diodo	V_{rr}	311V
Capacitância para o valor de tensão reversa aplicada	C_{rr}	$10 \times 10^{-12} \text{ F}$
Corrente eficaz no diodo	$I_{D.rms}$	438,72 mA
Corrente média no diodo	$I_{D.med}$	145,36 mA

Fonte: Elaborado pelo autor.

6.3.3.1 Perdas por condução

As perdas por condução dos diodos D₅ e D₆ são calculadas a partir de (6.15).

$$P_{D_{5,6}cond} = V_{do} \cdot I_{D.med} + \left(\frac{V_f - V_{do}}{I_f} \right) \cdot I_{D.rms}^2 = \quad (6.15)$$

$$0,7 \times 145,36 \times 10^{-3} + \left(\frac{1,3 - 0,7}{2} \right) \times (438,72 \times 10^{-3})^2 = 159,495 \times 10^{-3} \text{ W}$$

6.3.3.2 Perdas por comutação

Inicialmente a carga de recuperação reversa deve ser calculada a partir de (6.16).

$$Q_{rr} = V_{rr} \cdot C_{rr} = 311 \times (10 \times 10^{-9}) = 3,11 \text{ } \mu\text{C} \quad (6.16)$$

A partir de (6.16) é possível obter a corrente de recuperação reversa do diodo, expressa por (6.17).

$$I_{rr} = \frac{2 \cdot Q_{rr}}{T_{rr}} = \frac{2 \times (3,11 \times 10^{-9})}{35 \times 10^{-9}} = 0,178 \text{ A} \quad (6.17)$$

Assim, as perdas por comutação dos diodos D₅ e D₆ são calculadas a partir de (6.18)

$$P_{D_{5,6}com} = \frac{1}{2} \cdot V_{rm} \cdot I_{rr} \cdot T_{rr} \cdot f_s = \frac{1}{2} \times 400 \times 0,178 \times (35 \times 10^{-9}) \times 67000 = 83,348 \text{ mW} \quad (6.18)$$

6.3.3.3 Perdas totais nos diodos D₅ e D₆

As perdas totais nos diodos D₅ e D₆ são obtidos através da soma das perdas por condução e das perdas por comutação, sendo expressa em (6.19). Sendo n_{do} o número de diodos.

$$P_{TD_{5,6}} = n_{do} (P_{D_{5,6}cond} + P_{D_{5,6}com}) = 2 \times \left[(159,495 \times 10^{-3}) + (83,348 \times 10^{-3}) \right] = 485,685 \text{ mW} \quad (6.19)$$

6.3.4 Perdas no diodo D₇

O diodo adotado para utilizar como D₇ foi o diodo NUR 460. A partir dos dados desse componente e dos dados de projeto, que são apresentados na Tabela 6.6, as perdas por condução e comutação são calculadas. Para o cálculo das perdas por condução nos diodos é utilizado o equacionamento proposto em Barbi (2012).

Tabela 6.6 - Dados diodo NUR 460.

Máxima corrente média de condução	I_f	4 A
Queda de tensão de limiar	V_{do}	0,55 V
Queda de tensão máxima de condução	V_f	1,28 V
Tempo de recuperação reversa	T_{rr}	33×10^{-9}
Tensão reversa máxima	V_{rm}	600 V
Tensão reversa aplicada no diodo	V_{rr}	430 V
Capacitância para o valor de tensão reversa aplicada	C_{rr}	44×10^{-12} F
Corrente de recuperação reversa	I_{rr}	$50 \cdot 10^{-6}$ A
Corrente eficaz no diodo	$I_{D.rms}$	771,75 mA
Corrente média no diodo	$I_{D.med}$	508,79 mA

Fonte: Elaborado pelo autor.

6.3.4.1 Perdas por condução

As perdas por condução do diodo D_7 são calculadas a partir de (6.20).

$$P_{D_7cond} = V_{do} \cdot I_{D.med} + \left(\frac{V_f - V_{do}}{I_f} \right) \cdot I_{D.rms}^2 = \quad (6.20)$$

$$0,55 \times 508,79 \times 10^{-3} + \left(\frac{1,28 - 0,55}{4} \right) \times (771,75 \times 10^{-3})^2 = 388,531 \times 10^{-3} \text{ W}$$

6.3.4.2 Perdas por comutação

As perdas por comutação do diodo D_7 são calculadas em (6.21), a partir de (6.18).

$$P_{D_7com} = \frac{1}{2} \cdot V_{rm} \cdot I_{rr} \cdot T_{rr} \cdot f_s = \quad (6.21)$$

$$\frac{1}{2} \times 600 \times (50 \times 10^{-6}) \times (33 \times 10^{-9}) \times 67000 = 33,165 \mu\text{W}$$

6.3.4.3 Perdas totais no do diodo D_7

A perda total no diodo D_7 é obtido através da soma das perdas por condução e das perdas por comutação, sendo expressa em (6.22).

$$P_{TD_7} = P_{D_7cond} + P_{D_7com} = (388,531 \times 10^{-6}) + (33,165 \times 10^{-6}) = 388,564 \times 10^{-3} \text{ W} \quad (6.22)$$

6.3.5 Perdas adicionais

Para as perdas adicionais são consideradas apenas as perdas no núcleo magnético e as perdas no cobre. Desse maneira, os principais componentes do conversor são englobados na estimativa das perdas.

O cálculo das perdas nas indutâncias L_1 e L_2 é apresentado no Apêndice A. Assim, as perdas calculadas foram:

- Perdas no núcleo: $P_{L_{1,2}.nucleo} = 74,796 \text{ mW}$.
- Perdas no enrolamento: $P_{L_{1,2}.cobre} = 698,932 \text{ mW}$

Portanto as perdas totais nas indutâncias L_1 e L_2 são calculadas por (6.23).

$$P_{T.L_{1,2}} = 2 \cdot (P_{L_{1,2}.nucleo} + P_{L_{1,2}.cobre}) = 2 \times \left[(74,796 \times 10^{-3}) + (698,932 \times 10^{-3}) \right] = 1,547 \text{ W} \quad (6.23)$$

Sendo esse valor total proveniente das perdas ca e cc, expressas em (6.24) e (6.25), respectivamente.

$$P_{L_{1,2}CA} = 540,82 \times 10^{-3} \text{ W} \quad (6.24)$$

$$P_{L_{1,2}CC} = 232,907 \times 10^{-3} \text{ W} \quad (6.25)$$

O cálculo das perdas no indutor L_f é apresentado no Apêndice B. Assim, as perdas calculadas foram:

- Perdas no núcleo: $P_{L_f.nucleo} = 70,244 \text{ mW}$.
- Perdas no enrolamento: $P_{L_f.cobre} = 4,304 \text{ mW}$

Portanto a perda total no indutor L_f sé calculada por (6.26).

$$P_{T.L_f} = P_{L_f.nucleo} + P_{L_f.cobre} = (70,244 \times 10^{-3}) + (4,304 \times 10^{-3}) = 74,548 \times 10^{-3} \text{ W} \quad (6.26)$$

Sendo esse valor total proveniente das perdas ca e cc, expressas em (6.27) e (6.28), respectivamente.

$$P_{L_fCA} = 72,224 \times 10^{-3} \text{ W} \quad (6.27)$$

$$P_{L_fCC} = 2,323 \times 10^{-3} \text{ W} \quad (6.28)$$

6.3.6 Perdas total no conversor

A perda total no conversor pode ser obtida a partir da soma de todas as perdas nos componentes, como é mostrada em (6.29).

$$P_{total.conv} = P_{T.MOSFET} + P_{T.ponte} + P_{TD_{5,6}} + P_{TD_7} + P_{T.L_f} + P_{T.L_{1,2}} = 3,674 \text{ W} \quad (6.29)$$

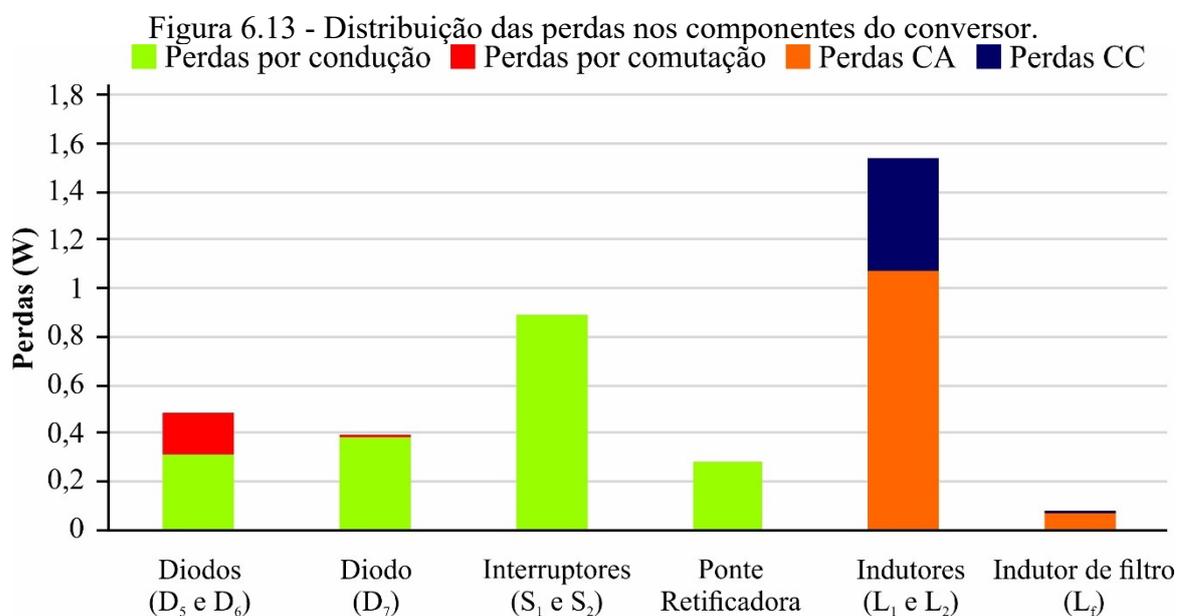
Deve-se ressaltar que a metodologia aplicada para o cálculo das perdas é baseada em aproximações, cujos valores não devem ser tomados como absolutos. Isso se deve ao comportamento dinâmico que alguns fatores, como a temperatura de operação dos semicondutores, o tipo de material dos capacitores utilizados, entre outros fatores, que não podem ser mensurados com exatidão. Portanto, esses fatores podem modificar o comportamento de diversos parâmetros do circuito implementado.

6.3.7 Rendimento teórico

A Figura 6.13 apresenta o gráfico da distribuição das perdas calculadas do conversor proposto. A perda total ($P_{total.conv}$) obtida foi de aproximadamente 3,67 W. A maior parcela das perdas foi devido as perdas nos indutores L_1 e L_2 . Como os indutores possuem várias espiras e vários fios em paralelo, as perdas no fio de cobre se tornam mais significantes.

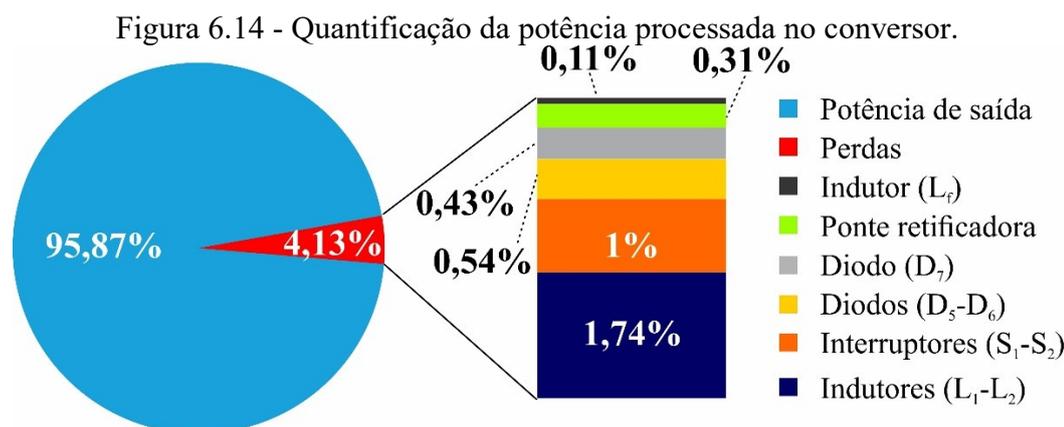
O rendimento teórico do conversor proposto operando nas condições nominais é calculado, através da equação (6.30).

$$\eta_{teorico} = \frac{P_o}{P_o + P_{total.conv}} = \frac{85,3}{85,3 + 3,674} = 95,87\% \quad (6.30)$$



Fonte: Elaborado pelo autor.

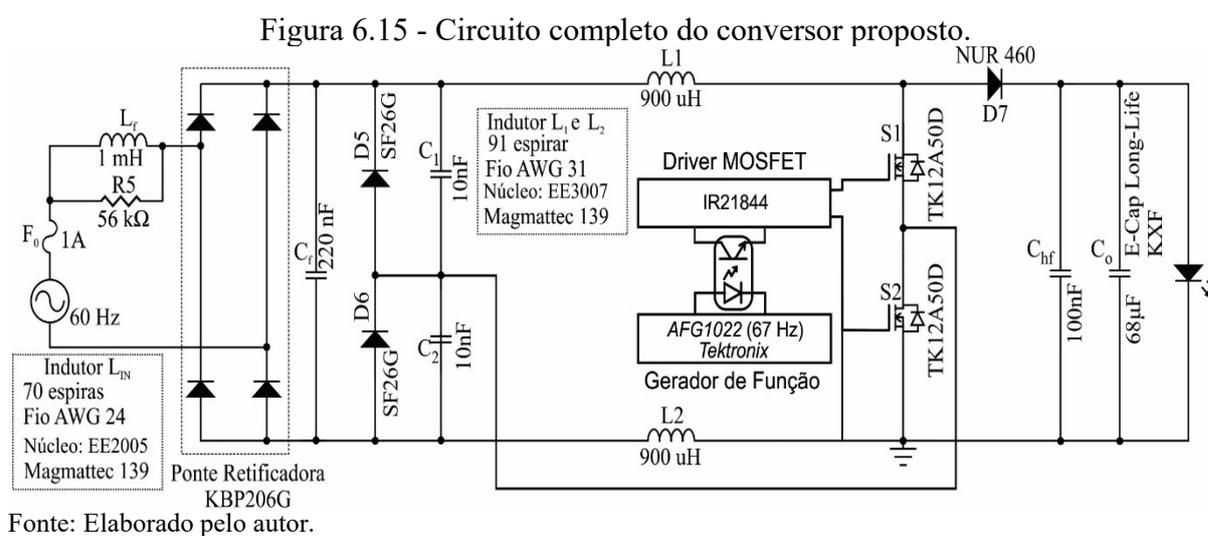
A Figura 6.14 apresenta a distribuição percentual das perdas no circuito de potência. As perdas podem se tornar maiores, caso sejam consideradas as perdas nos componentes do circuito de acionamento dos interruptores.



Fonte: Elaborado pelo autor.

6.4 Resultados Experimentais

A Figura 6.15 apresenta o esquema completo do circuito do conversor proposto. O conversor utiliza um *driver*, que utiliza o CI IR21844, para o acionamento dos interruptores. A frequência de comutação é determinada a partir do gerador de função AFG1022. Um capacitor de 100nF foi adicionado em paralelo com o capacitor de filtro de saída para absorver a alta frequência.



A Tabela 6.7 apresenta a lista de todos os componentes utilizados para a confecção do protótipo.

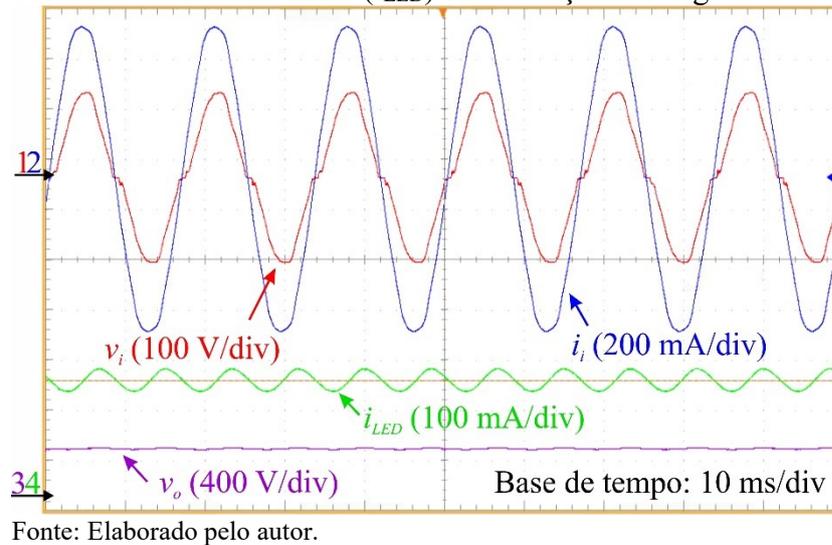
Tabela 6.7 - Lista de componentes utilizados no circuito.

Referência	Valor	Modelo	Comentários
L_f	1 mH	MMT139EE2005K Magmattec	Indutor do Filtro de Entrada
C_f	220 nF	220n K 274V X2 PCX2 335MMKD EPCOS	Capacitor de Filtro de Entrada: Capacitor de polipropileno 275 V
$D_1, D_2, D_3,$ D_4	-	KBP206G	Ponte retificadora de baixa frequência
C_1, C_2	10 nF	P692 A510 10n K 1K6	Capacitor comutado: Capacitor de poliéster 450 V
D_5, D_6	-	SF26G	Diodo retificador ultrarrápido, tensão reversa de 400 V
L_1, L_2	900 μ H	MMT140EE3007 Magmattec	Indutores ressonantes
D_7, D_8	-	NUR 460	Diodos ultrarrápidos, tensão reversa de 600 V
S_1, S_2	-	TK12A50D	MOSFET
C_{hf}	100 nF	P693 C417 μ 1 K 630V	Capacitor de poliéster 630 V
C_o	68 μ F	Série KYB da Nippon Chemi-Con	Capacitor Eletrolitico de longa vida útil

Fonte: Elaborado pelo autor.

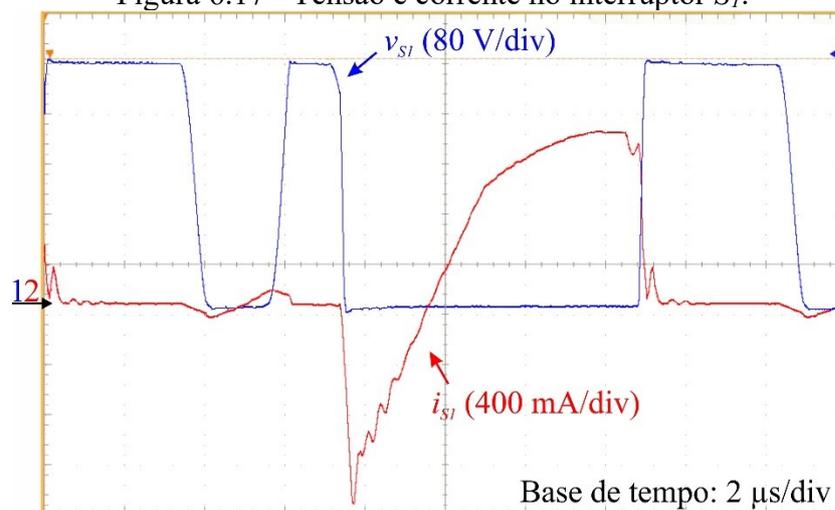
A Figura 6.16 apresenta as formas de onda da tensão de entrada (v_i) e corrente de entrada (i_i), e também a tensão de saída (v_o) e a corrente através dos LEDs (i_{LED}) em condição de carga nominal. O conversor apresentou um fator de potência de 0,988 e uma distorção harmônica total de 14,5 %. Os valores eficazes da tensão e corrente de entrada são 220,411 V e 434,276 mA, respectivamente. A tensão de saída é de 393,3 V, a corrente média através dos LEDs é 232,8 mA e uma potência de saída de 90,31 W, os quais estão compatíveis com os valores projetados. O conversor apresentou uma ondulação de corrente em baixa frequência de 49 mA, o que corresponde a 19,7 % do valor médio da corrente no LED. O conversor apresentou um rendimento de 94,639%.

Figura 6.16 - Tensão de entrada entrada (v_o) e corrente de entrada (i_i); Tensão de saída (v_o) e a corrente através dos LEDs (i_{LED}) em condição de carga nominal.

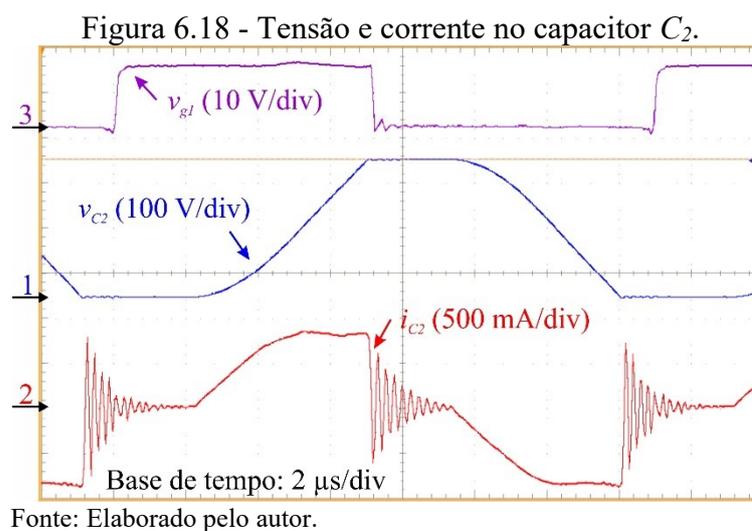


Analisando o detalhe das formas de onda da tensão e da corrente através do interruptor S_I , que são apresentadas na Figura 6.17, observa-se que o interruptor liga e desliga em tensão nula, o que permite a redução das perdas por comutação. Entretanto, o desligar sobre tensão nula só pode ser observado em simulação, pois, a capacitância intrínseca pode ser simulada possibilitando a visualização. Já em resultado experimental, a forma de onda da capacitância intrínseca não pode ser emulada fora do MOSFET, por isso a visualização não se torna clara. A baixa perda de comutação permite que os interruptores operem sem a necessidade de dissipador.

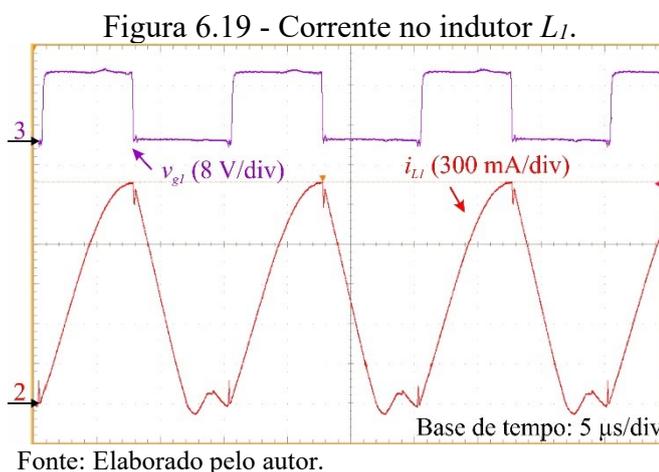
Figura 6.17 - Tensão e corrente no interruptor S_I .



Analisando o detalhe das formas de onda da tensão e corrente através do capacitor C_2 , que são apresentadas na Figura 6.18, observa-se que o capacitor carrega e descarrega completamente em um período de comutação.



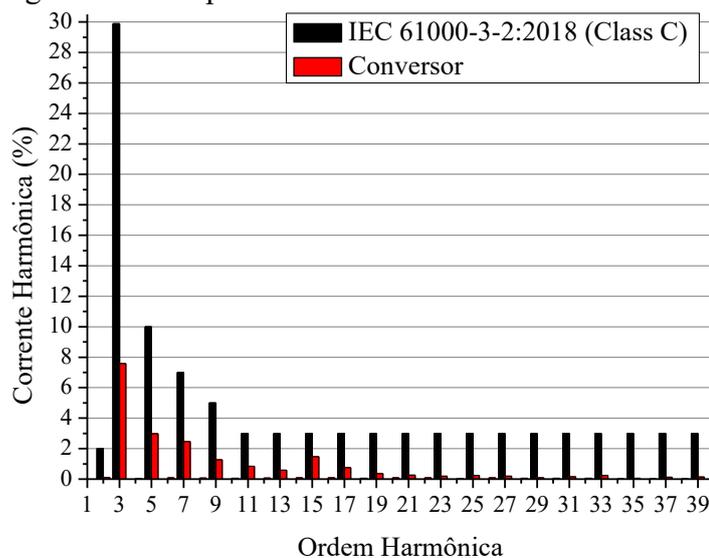
Na Figura 6.19 é apresentada a forma de onda da corrente no indutor ressonante L_1 na baixa frequência.



A Figura 6.20 mostra o espectro harmônico da corrente de entrada. É importante mencionar que de acordo com a IEC61000-3-2:2018, os equipamentos de iluminação com potência ativa de entrada menor ou igual a 25 W devem obedecer aos seguintes requisitos: a corrente harmônica não deve exceder os limites referentes a equipamento da classe D ou a terceira harmônica, expressa em porcentagem da corrente fundamental, não deve exceder 86 % e a quinta harmônica não deve exceder 61 %. No entanto, a Classe C é utilizada como base, pois é mais restrita do que os requisitos da Classe D. Dessa forma, o espectro harmônico da corrente de entrada é comparado com os limites da Classe C, pois é mais restrita. A Figura 6.20

mostra que o conversor está em conformidade com os limites da Classe C da IEC 61000-3-2:2018.

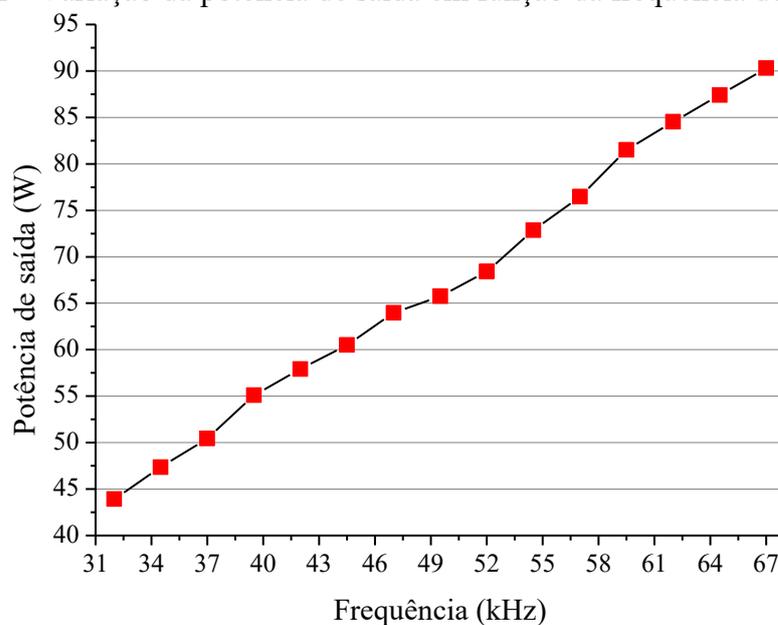
Figura 6.20 - Espectro harmônico da corrente de entrada.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 6.21 apresenta o comportamento da potência de saída em função da frequência de comutação. A variação da frequência de comutação de 67 kHz até 32 kHz permitiu uma variação de potência de saída de 100% a 47,76 %. Portanto, o gráfico demonstra uma relação linear entre a potência de saída e a frequência de comutação.

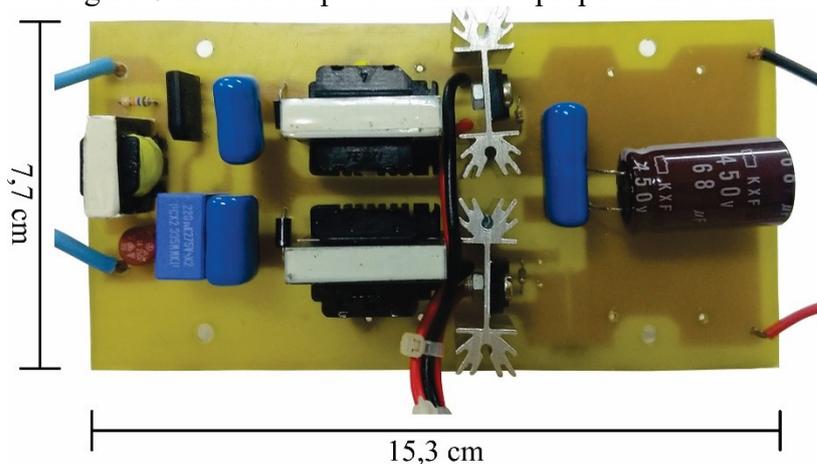
Figura 6.21 - Variação da potência de saída em função da frequência de comutação.



Fonte: Elaborado pelo autor.

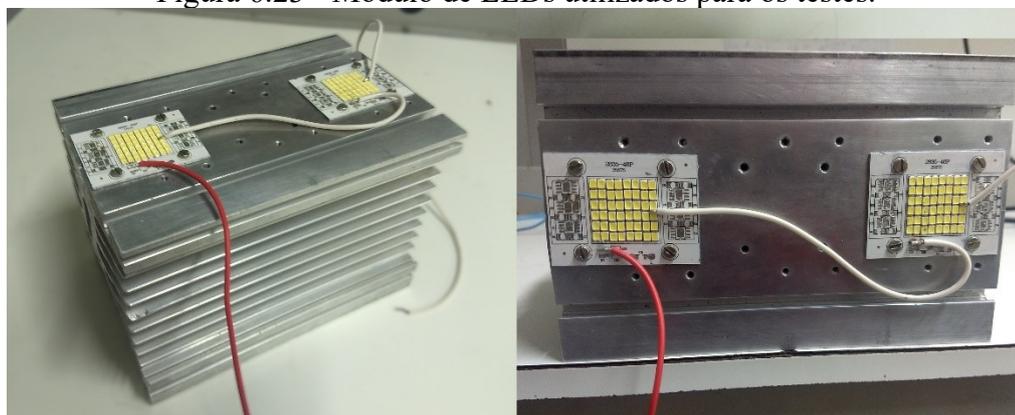
Por fim, a Figura 6.22 apresenta a foto do protótipo desenvolvido, e a Figura 6.23 apresenta o módulo de LEDs utilizados para os testes do conversor.

Figura 6.22 - Protótipo do conversor proposto montado.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 6.23 - Módulo de LEDs utilizados para os testes.



Fonte: Elaborado pelo autor.

6.5 Conclusão parcial

Esse capítulo apresentou a concepção de um conversor ca-cc ressonante de estágio único, baseado na topologia de capacitor chaveado, para alimentação de LEDs de potência. Foi apresentado o projeto para implementação do conversor. O conversor foi projetado para tensão de entrada de 220V/60Hz e apresentou um elevado fator de potência 0,988. Com os resultados experimentais foi possível validar o princípio de funcionamento do conversor. A estimativa de perdas dos componentes foi apresentada, por meio do qual foi possível calcular as perdas nos principais componentes do conversor, sendo os indutores ressonantes os que apresentaram maiores perdas teóricas. O conversor apresentou rendimento de 94,63%, um fator de

potência de 0,988 e uma THD de 14,5%, nas condições nominais de operação. Um *flicker* percentual de 8,98% foi obtido, estando este valor em conformidade com os limites recomendado pela IEEE Std 1789:2015.

7 CONVERSOR RESSONANTE DE ESTÁGIO ÚNICO MODIFICADO

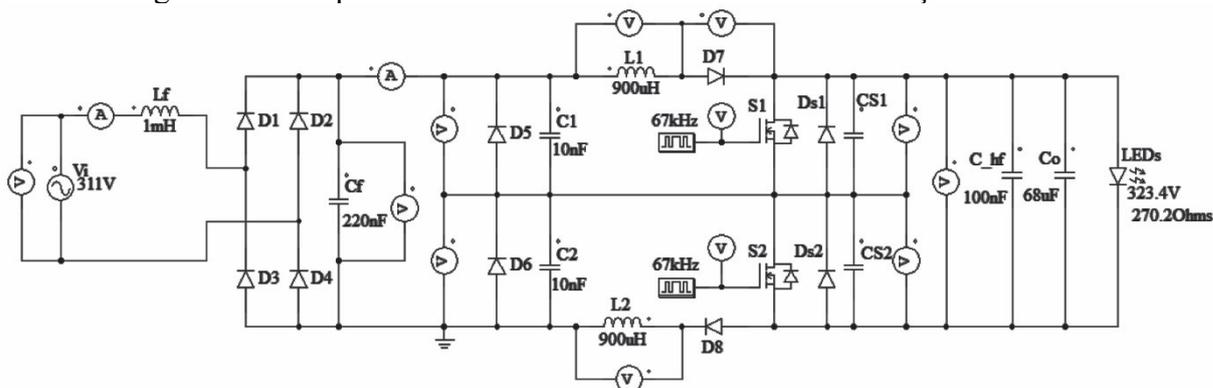
Devido o capacitor intrínseco do MOSFET interferir na descarga do capacitor de filtro de entrada C_f e entrar em ressonância com a indutância L_1 , o circuito apresentado no Capítulo 6 foi modificado. O diodo D_7 foi colocado em série com o indutor L_1 e como o conversor apresenta uma estrutura simétrica, outro diodo (D_8) foi adicionado em série com o indutor L_2 . Assim, os diodos D_7 e D_8 impedem que a capacitância intrínseca do MOSFET interfira no circuito.

Com a adição de mais um diodo, a validação por simulação e experimental do conversor devem ser realizadas. A análise quantitativa e qualitativa do conversor realizado no Capítulo 5 não muda em ambos os conversores, assim como as valores dos componentes selecionados. Devido a reorganização do circuito os esforços de corrente e tensão em alguns componentes mudam, assim, o cálculo de perdas teórica do conversor é realizado.

7.1 Validação das equações por simulações

A validação do equacionamento do conversor proposto é realizada por meio de simulação computacional utilizando o software PSIM[®]. A Figura 7.1 apresenta o circuito elétrico utilizado para a simulação do conversor. O circuito é simulado em malha aberta para a tensão de entrada eficaz de 220 V. As principais formas de onda obtidas são apresentadas a seguir.

Figura 7.1 - Esquema do circuito elétrico utilizado na simulação no PSIM.



Fonte: Elaborado pelo autor

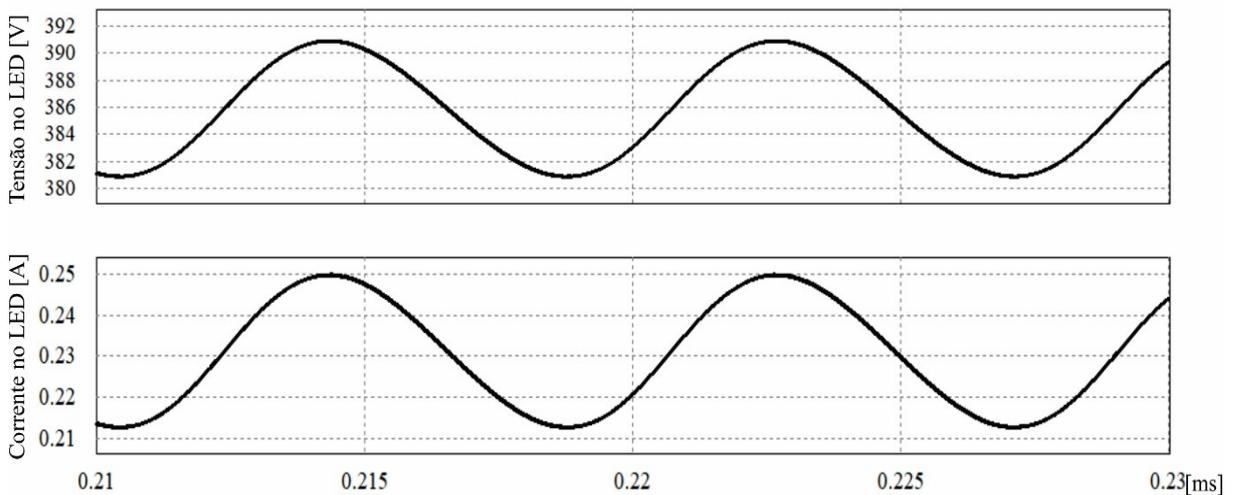
A Figura 7.2 mostra o detalhe da ondulação da tensão e da corrente no LED. A ondulação da tensão foi de 2,6% e a ondulação da corrente foi, aproximadamente, de 16,2%.

A Figura 7.3 mostra a forma de onda da tensão e da corrente no capacitor C_1 . É possível observar que o capacitor carrega e descarrega completamente.

Na Figura 7.4 são apresentados as formas de onda da tensão e da corrente no interruptor S_1 , mostrando que o interruptor apresenta ZVS ao acionar, pois não há o cruzamento da forma de onda da tensão com a forma de onda da corrente. A tensão no interruptor está com uma proporção de (1:250) para que as duas formas de onda pudessem ser plotadas na mesma figura.

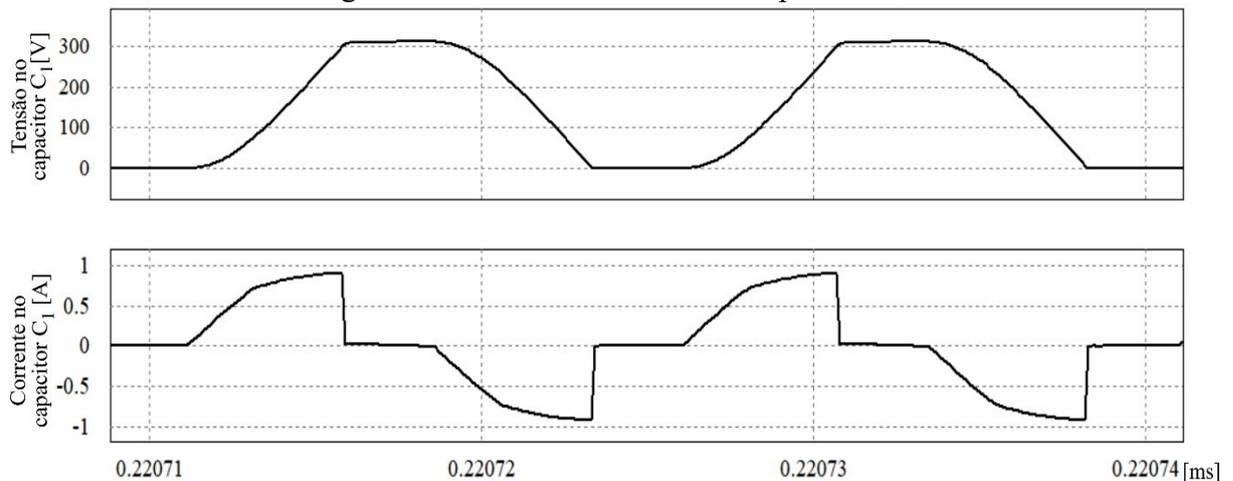
A Figura 7.5 mostra a tensão e a corrente no indutor L_1 . A corrente que circula nos diodos D_7 e D_8 possui a mesma forma de onda da corrente nos indutores L_1 e L_2 , respectivamente.

Figura 7.2 - Tensão e corrente no LED.

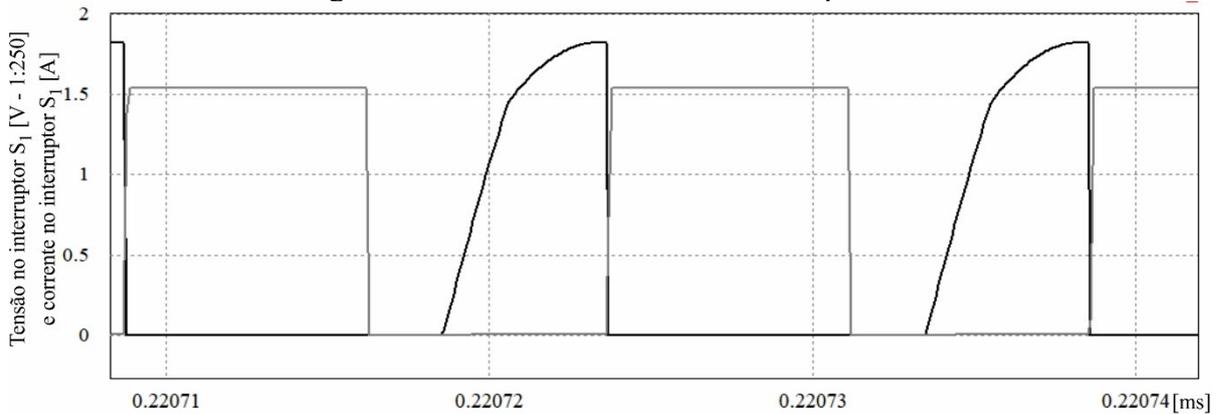


Fonte: Elaborado pelo autor.

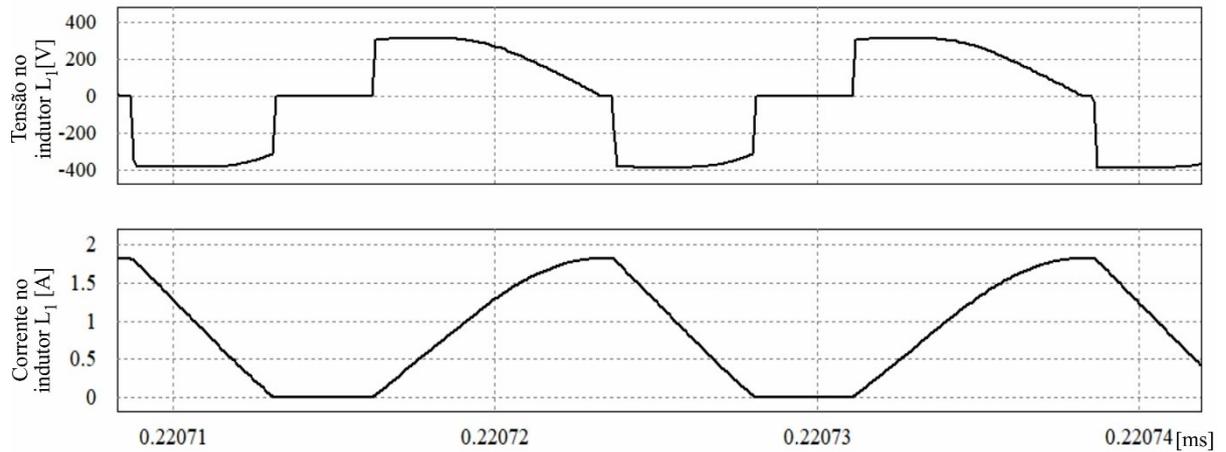
Figura 7.3 - Tensão e corrente no capacitor C_1 .



Fonte: Autor.

Figura 7.4 - Tensão e corrente no interruptor S_1 .

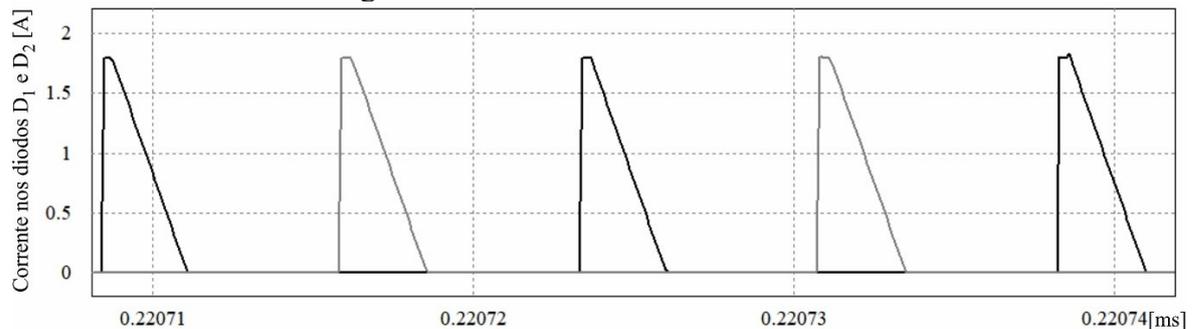
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 7.5 - Tensão e corrente no indutor L_1 .

Fonte: Elaborado pelo autor.

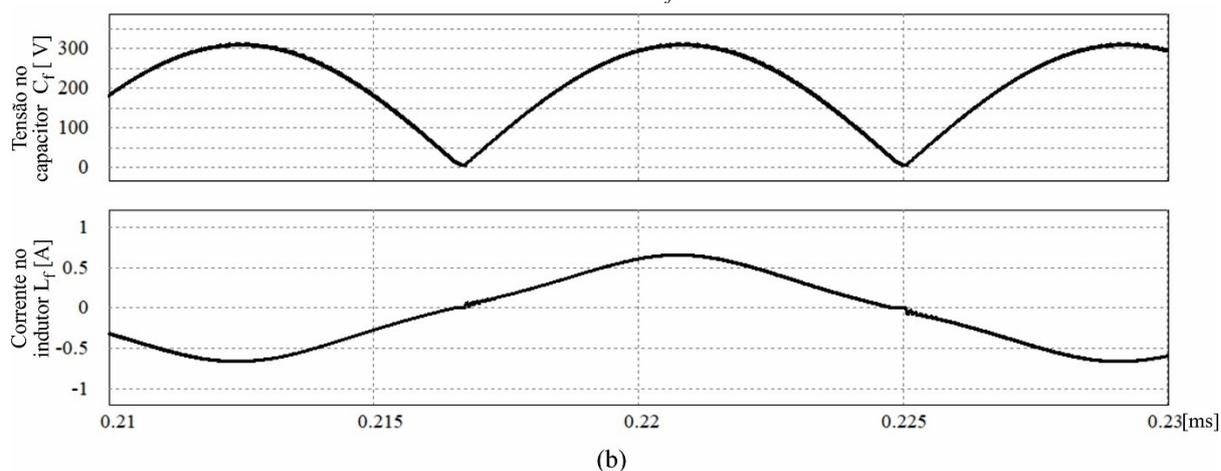
A Figura 7.6 mostra as formas de onda dos diodos D_5 e D_6 . Esses diodos só entram em condução no momento que os capacitores C_1 e C_2 estão completamente descarregados.

Na Figura 7.7 são apresentados as formas de onda da tensão no capacitor de filtro de entrada C_f e a corrente no indutor de filtro de entrada L_f .

Figura 7.6 - Corrente nos diodos D_5 e D_6 .

Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 7.7 - Tensão no capacitor de filtro de entrada C_f e a corrente no indutor de filtro de entrada L_f .



Fonte: Elaborado pelo autor.

7.2 Cálculo das perdas

Neste tópico são realizadas as estimativas das perdas no conversor proposto, por isso são calculadas as perdas nos principais componentes do conversor a fim de determinar a eficiência teórica do conversor. Os valores de corrente e tensão a qual os componentes estão submetidos foram obtidos a partir da simulação do conversor apresentado na seção 7.1.

7.2.1 Perdas nos Interruptores S_1 e S_2

A partir das correntes e tensões no MOSFET, apresentado na Tabela 7.1, as perdas referente a esse componente são calculadas. O cálculo das perdas no MOSFET é baseado no estudo realizado por (GRAOVAC; PÜRSCHEL; ANDREAS, 2006).

Tabela 7.1 - Corrente e tensão no MOSFET.

Corrente no dreno após ligar	I_{Don}	-1,44 A
Corrente no dreno antes de desligar	I_{Doff}	1,826 A
Corrente eficaz no MOSFET	I_{rms}	903,76 mA
Tensão dreno-source no ligar	U_{DSon}	0 V
Tensão dreno-source no desligar	U_{DSoff}	0 V

Fonte: Elaborado pelo autor.

7.2.1.1 Perdas por condução no MOSFET

Aplicando os valores da Tabela 7.1 em (7.1), as perdas por condução são obtidas em (7.1).

$$P_{cond} = r_{ds} \cdot I_{rms}^2 = 450 \times 10^{-3} \times (903,76 \times 10^{-3})^2 = 368,55 \times 10^{-3} \text{ W} \quad (7.1)$$

7.2.1.2 Detalhamento das perdas no ligar e desligar do MOSFET

As perdas de cruzamento do MOSFET no ligar e desligar são obtidas a partir de (6.8) e (6.9), como é mostrado em (7.2) e (7.3).

$$P_{turn.on} = \frac{1}{2} \cdot t_r \cdot I_{Don} \cdot U_{DSon} \cdot f_s = \frac{1}{2} \times (22 \times 10^{-9}) \times (-1,44) \times 0 \times 67000 = 0 \text{ W} \quad (7.2)$$

$$P_{turn.off} = \frac{1}{2} \cdot t_r \cdot I_{Doff} \cdot U_{DSoff} \cdot f_s = \frac{1}{2} \times (22 \times 10^{-9}) \times 1,826 \times 0 \times 67000 = 0 \text{ W} \quad (7.3)$$

7.2.1.3 Perdas decorrentes a capacitância de saída do MOSFET

A energia armazenada no capacitor antes de ligar pode ser obtida a partir de (6.10), como mostra (7.4).

$$E_{Cturn.on} = \frac{1}{2} \cdot C_{oss,eff} \cdot U_{DSon} = \frac{1}{2} \times (135 \times 10^{-12}) \times 0 = 0 \text{ J} \quad (7.4)$$

A potência dissipada em decorrência dessa energia é obtida a partir de (6.11), Como é mostrado em (7.5).

$$P_C = E_{Cturn.on} \cdot f_s = 0 \times 67000 = 0 \text{ W} \quad (7.5)$$

7.2.1.4 Perdas totais no MOSFET (sem considerar o acionamento)

As perdas totais do MOSFET são obtidas através da soma das perdas por condução, perdas ao ligar, perdas ao desligar e perdas decorrente da capacitância, sendo expressa em (7.6).

$$P_{T.MOSFET} = (P_{cond} + P_{turn.on} + P_{turn.off} + P_C) = \left[(368,55 \times 10^{-3}) + 0 + 0 + 0 \right] \times 2 = 735,1 \times 10^{-3} \text{ W} \quad (7.6)$$

7.2.2 Perdas nos diodos da ponte retificadora de baixa frequência

A partir da corrente eficaz e média que passa na ponte retificadora apresentados na Tabela 7.2, as perdas por condução são calculadas. Como a ponte retificadora de entrada opera em baixa frequência, as perdas por comutação são negligenciadas.

Tabela 7.2 - Corrente na ponte retificadora.

Corrente eficaz na ponte	$I_{P.rms}$	446,25 mA
Corrente média na ponte	$I_{P.med}$	393,9 mA

Fonte: Elaborado pelo autor.

As perdas por condução na ponte de diodo é calculada a partir de (6.13), como é mostrado de (7.7).

$$P_{Dcond} = V_{do} \cdot I_{P.med} + \left(\frac{V_f - V_{do}}{I_f} \right) \cdot I_{P.rms}^2 = \quad (7.7)$$

$$\left(0,65 \times 393,9 \times 10^{-3} \right) + \left(\frac{1,1 - 0,65}{2} \right) \times \left(446,25 \times 10^{-3} \right)^2 = 368,55 \text{ mW}$$

Como os valores obtidos em *datasheets* são referentes a ponte retificadora completa, já que os diodos estão incorporados no mesmo encapsulamento, a perda total neste componente é igual a perda de condução, como mostra (7.8).

$$P_{T.ponte} = P_{Dcond} = 368,55 \text{ mW} \quad (7.8)$$

7.2.3 Perdas nos diodos D_5 e D_6

A partir da corrente eficaz e média que passa na ponte retificadora apresentados na Tabela 7.3, as perdas por condução e comutação são calculadas.

Tabela 7.3 - Corrente nos diodos D_5 e D_6 .

Corrente eficaz no diodo	$I_{D.rms}$	526,95 mA
Corrente média no diodo	$I_{D.med}$	208,6 mA

Fonte: Elaborado pelo autor.

7.2.3.1 Perdas por condução

As perdas por condução dos diodos D_5 e D_6 são calculadas a partir de (6.15), como é mostrado em (7.9).

$$P_{D_{5,6}cond} = V_{do} \cdot I_{D.med} + \left(\frac{V_f - V_{do}}{I_f} \right) \cdot I_{D.rms}^2 = \quad (7.9)$$

$$0,7 \times 208,6 \times 10^{-3} + \left(\frac{1,3 - 0,7}{2} \right) \times (526,95 \times 10^{-3})^2 = 229,3 \text{ mW}$$

7.2.3.2 Perdas por comutação

Inicialmente, a carga de recuperação reversa deve ser calculada a partir de (6.16), como é mostrado em (7.10).

$$Q_{rr} = V_{rr} \cdot C_{rr} = 311 \times (10 \times 10^{-9}) = 3,11 \text{ } \mu\text{C} \quad (7.10)$$

A partir de (6.16) é possível obter a corrente de recuperação reversa do diodo, expressa por (7.11).

$$I_{rr} = \frac{2 \cdot Q_{rr}}{T_{rr}} = \frac{2 \times (3,11 \times 10^{-9})}{35 \times 10^{-9}} = 0,178 \text{ A} \quad (7.11)$$

Assim, as perdas por comutação dos diodos D_5 e D_6 são calculadas a partir de (6.18), como é mostrado em (7.12).

$$P_{D_{5,6}com} = \frac{1}{2} \cdot V_{rm} \cdot I_{rr} \cdot T_{rr} \cdot f_s = \quad (7.12)$$

$$\frac{1}{2} \times 400 \times 0,178 \times (35 \times 10^{-9}) \times 67000 = 83,348 \text{ mW}$$

7.2.3.3 Perdas totais nos diodos D_5 e D_6

As perdas totais nos diodos D_5 e D_6 são obtidos através da soma das perdas por condução e das perdas por comutação, sendo expressa em (7.13).

$$P_{TD_{5,6}} = n_{do} (P_{D_{5,6}cond} + P_{D_{5,6}com}) = \quad (7.13)$$

$$2 \times (229,3 \times 10^{-3} + 83,348 \times 10^{-3}) = 625,34 \text{ mW}$$

7.2.4 Perdas nos diodos D_7 e D_8

A partir das correntes que circulam pelos diodos D_7 e D_8 apresentados na Tabela 7.4, as perdas por condução e comutação são calculadas.

Tabela 7.4 - Correntes nos diodos D_7 e D_8 .

Corrente eficaz no diodo	$I_{D.rms}$	1,053 A
Corrente média no diodo	$I_{D.med}$	801,42 mA

Fonte: Elaborado pelo autor.

7.2.4.1 Perdas por condução

As perdas por condução dos diodos D_7 e D_8 são calculadas a partir de (6.20), como é mostrado em (7.14).

$$P_{D_{7,8}cond} = V_{do} \cdot I_{D.med} + \left(\frac{V_f - V_{do}}{I_f} \right) \cdot I_{D.rms}^2 = \quad (7.14)$$

$$0,55 \times 801,42 \times 10^{-3} + \left(\frac{1,28 - 0,55}{4} \right) \times 1,053^2 = 643,139 \times 10^{-3} W$$

7.2.4.2 Perdas por comutação

As perdas por comutação dos diodos D_7 e D_8 são calculadas a partir de (6.18), como é mostrado em (7.15).

$$P_{D_{7,8}com} = \frac{1}{2} \cdot V_{rm} \cdot I_{rr} \cdot T_{rr} \cdot f_s = \quad (7.15)$$

$$\frac{1}{2} \times 600 \times (50 \times 10^{-6}) \times (33 \times 10^{-9}) \times 67000 = 33,165 \mu W$$

7.2.4.3 Perdas totais nos diodos D_7 e D_8

As perdas totais nos diodos D_7 e D_8 são obtidos através da soma das perdas por condução e das perdas por comutação, sendo expressa em (7.16).

$$P_{TD_{7,8}} = n_{do} (P_{D_{7,8}cond} + P_{D_{7,8}com}) = \quad (7.16)$$

$$2 \times (643,139 \times 10^{-3} + 33,165 \times 10^{-6}) = 1,286 W$$

7.2.5 Perdas adicionais

Para as perdas adicionais são consideradas apenas as perdas no núcleo magnético e as perdas no cobre. Desse maneira, os principais componentes do conversor são englobados na estimativa das perdas.

O cálculo das perdas nas indutâncias L_1 e L_2 utiliza o mesmo cálculo apresentado no Apêndice A. Assim, as perdas calculadas foram:

- Perdas no núcleo: $P_{L_1.L_2.nucleo} = 74,79 \text{ mW}$.
- Perdas no enrolamento: $P_{L_1.L_2.cobre} = 653 \text{ mW}$

Portanto as perdas totais nas indutâncias L_1 e L_2 são calculadas por (7.17).

$$P_{T.L_1.L_2} = 2 \cdot (P_{L_1.L_2.nucleo} + P_{L_1.L_2.cobre}) = 2 \times (74,79 \times 10^{-3} + 653 \times 10^{-3}) = 1,456 \text{ W} \quad (7.17)$$

Sendo esse valor total proveniente das perdas ca e cc, expressas em (7.18) e (7.19), respectivamente.

$$P_{L_{1,2}CA} = 540,82 \times 10^{-3} \text{ W} \quad (7.18)$$

$$P_{L_{1,2}CC} = 232,907 \times 10^{-3} \text{ W} \quad (7.19)$$

O cálculo das perdas no indutor L_f utiliza o mesmo cálculo apresentado no Apêndice B. Assim, as perdas calculadas foram:

- Perdas no núcleo: $P_{L_f.nucleo} = 70,244 \text{ mW}$
- Perdas no enrolamento: $P_{L_f.cobre} = 4,304 \text{ mW}$

Portanto a perda total no indutor L_f é calculada por (7.20).

$$P_{T.L_f} = P_{L_f.nucleo} + P_{L_f.cobre} = 4,304 \times 10^{-3} + 70,244 \times 10^{-3} = 74,548 \times 10^{-3} \text{ W} \quad (7.20)$$

Sendo esse valor total proveniente das perdas ca e cc, expressas em (7.21) e (7.22), respectivamente.

$$P_{L_fCA} = 72,224 \times 10^{-3} \text{ W} \quad (7.21)$$

$$P_{L_fCC} = 2,323 \times 10^{-3} \text{ W} \quad (7.22)$$

7.2.6 Perdas total no conversor

A perda total no conversor pode ser obtida a partir da soma de todas as perdas nos componentes, como é mostrada em (7.23).

$$P_{total.conv} = P_{T.MOSFET} + P_{T.ponte} + P_{TD_{5,6}} + P_{TD_7} + P_{T.L_f} + P_{T.L_{1,2}} = 3,674 \text{ W} \quad (7.23)$$

Deve-se ressaltar que a metodologia aplicada para o cálculo das perdas é baseada em aproximações, cujos valores não devem ser tomados como absolutos. Isso se deve ao comportamento dinâmico que alguns fatores, como a temperatura de operação dos semicondutores, o tipo de material dos capacitores utilizados, entre outros fatores, que não

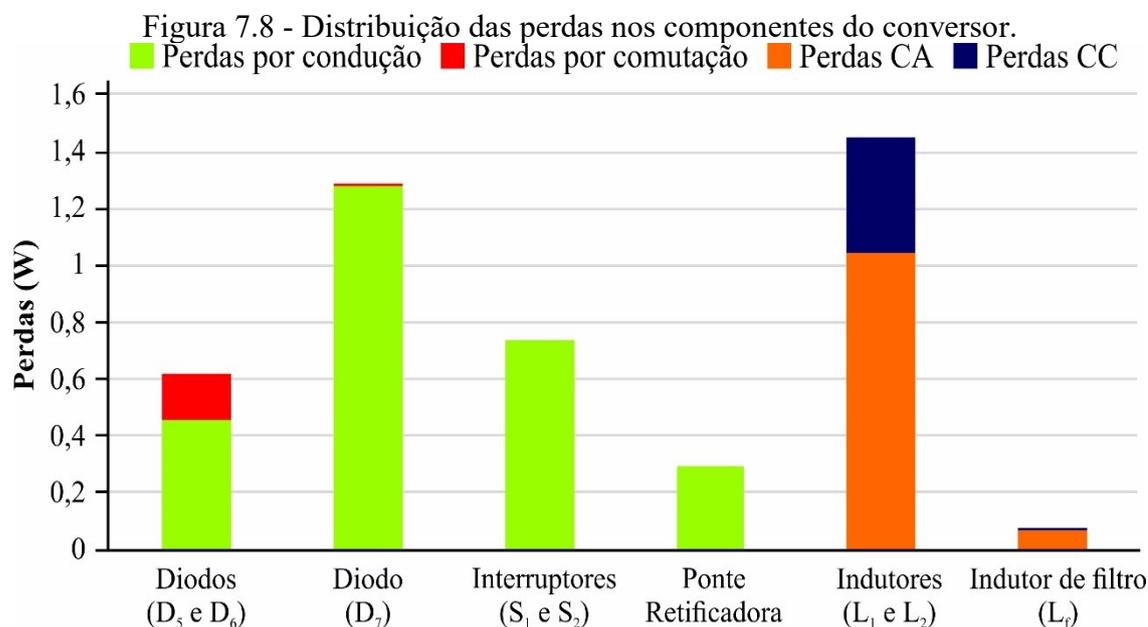
podem ser mensurados com exatidão. Portanto, esses fatores podem modificar o comportamento de diversos parâmetros do circuito implementado.

7.2.7 Rendimento teórico

A Figura 7.8 apresenta o gráfico da distribuição das perdas calculadas do conversor proposto. A perda total ($P_{total.conv}$) obtida foi de aproximadamente 4,478 W. A maior parcela das perdas foi devido as perdas nos indutores L_1 e L_2 . Como os indutores possuem várias espiras e vários fios em paralelo, as perdas no cobre se tornam mais significante.

O rendimento teórico do conversor proposto operando nas condições nominais é calculado através da equação (7.24).

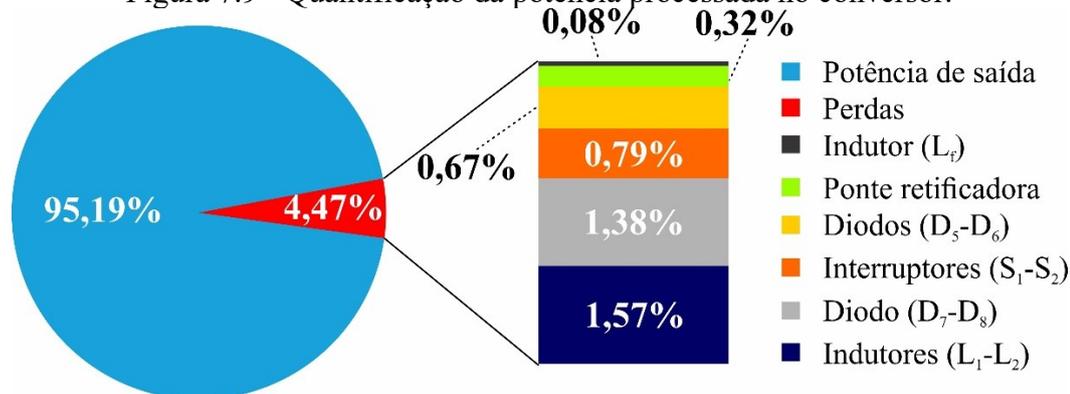
$$\eta_{teorico} = \frac{P_o}{P_o + P_{total.conv}} \cdot 100 = \frac{88,69}{88,69 + 4,478} \times 100 = 95,19\% \quad (7.24)$$



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 7.9 apresenta a distribuição percentual das perdas no circuito de potência. As perdas podem se tornar maiores, caso sejam consideradas as perdas nos componentes do circuito de acionamento dos interruptores.

Figura 7.9 - Quantificação da potência processada no conversor.

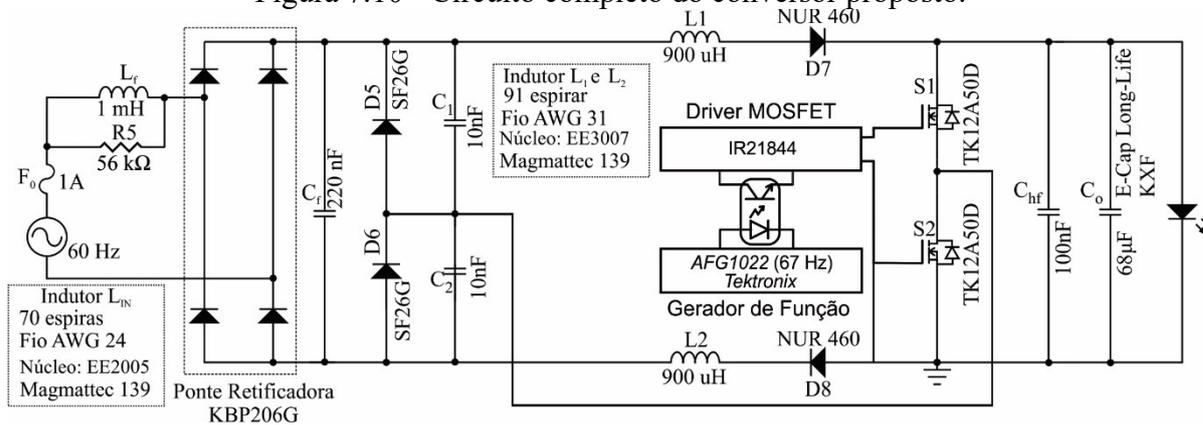


Fonte: Elaborado pelo autor.

7.3 Resultados Experimentais

A Figura 7.10 apresenta o esquema completo do circuito do conversor proposto. O conversor utiliza um *driver*, que utiliza o CI IR21844, para o acionamento dos interruptores. A frequência de comutação é determinada a partir do gerador de função AFG1022. Um capacitor de 100nF foi adicionado em paralelo com o capacitor de filtro de saída para absorver a alta frequência.

Figura 7.10 - Circuito completo do conversor proposto.

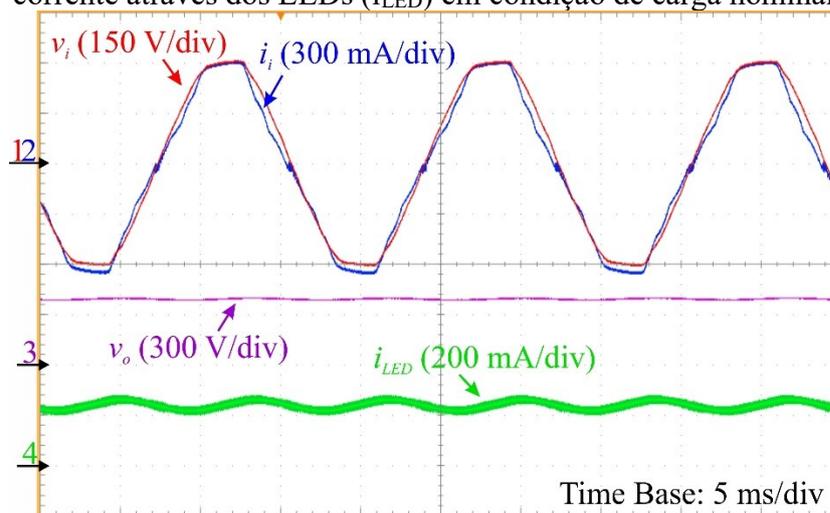


Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 7.11 apresenta as formas de onda da tensão de entrada (v_i), da corrente de entrada (i_i), da tensão de saída (v_o) e da corrente através dos LEDs (i_{LED}) em condição de carga nominal. O conversor apresentou um fator de potência de 0,993 e uma distorção harmônica total de 8,85 %. Os valores eficazes da tensão e corrente de entrada são 222,09 V e 426,86 mA, respectivamente. A tensão de saída é de 389,5 V e a corrente média através dos LEDs é 237,7 mA e uma potência de saída de 88 W, os quais estão compatíveis com os valores

projetados. O conversor apresentou uma ondulação de corrente em baixa frequência de 40 mA, o que corresponde a 17,65 % do valor médio da corrente no LED. O rendimento final do conversor foi de 94,1%.

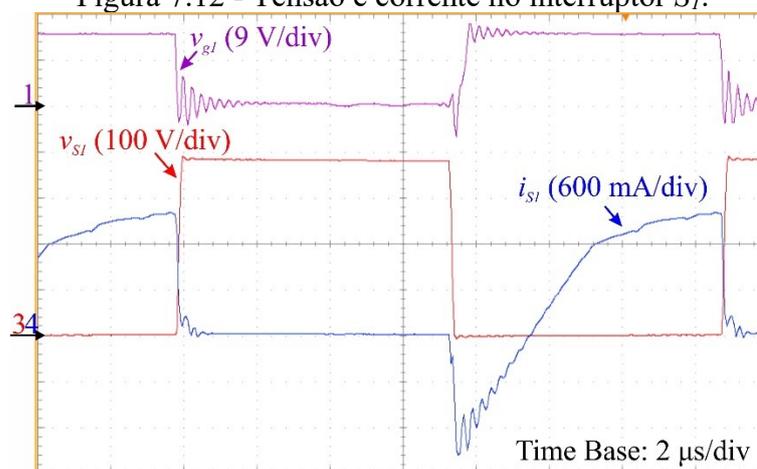
Figura 7.11 - Tensão de entrada (v_i) e corrente de entrada (i_i); Tensão de saída (v_o) e a corrente através dos LEDs (i_{LED}) em condição de carga nominal.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Analisando o detalhe das formas de onda da tensão e da corrente através do interruptor S_2 , que são apresentadas na Figura 7.12, observa-se que o interruptor aciona em tensão nula, o que permite a redução das perdas por comutação. A baixa perda de comutação permite que os interruptores operem sem a necessidade de dissipador.

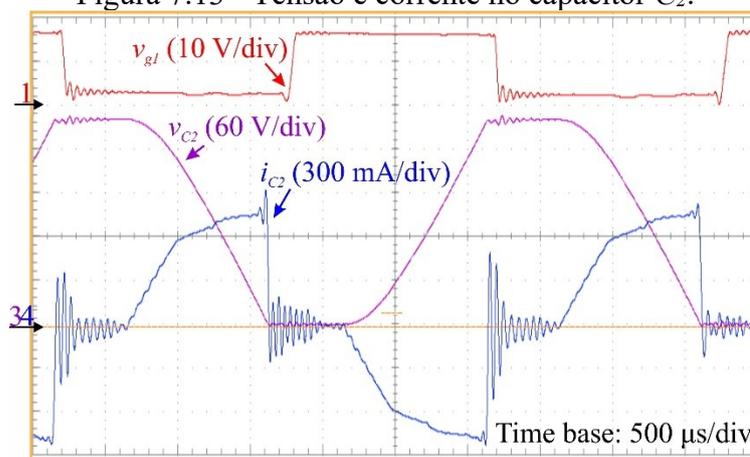
Figura 7.12 - Tensão e corrente no interruptor S_1 .



Fonte: Elaborado pelo autor.

Analisando o detalhe das formas de onda da tensão e corrente através do capacitor C_2 , que são apresentadas na Figura 7.13, observa-se o capacitor carrega e descarrega completamente em um período de comutação.

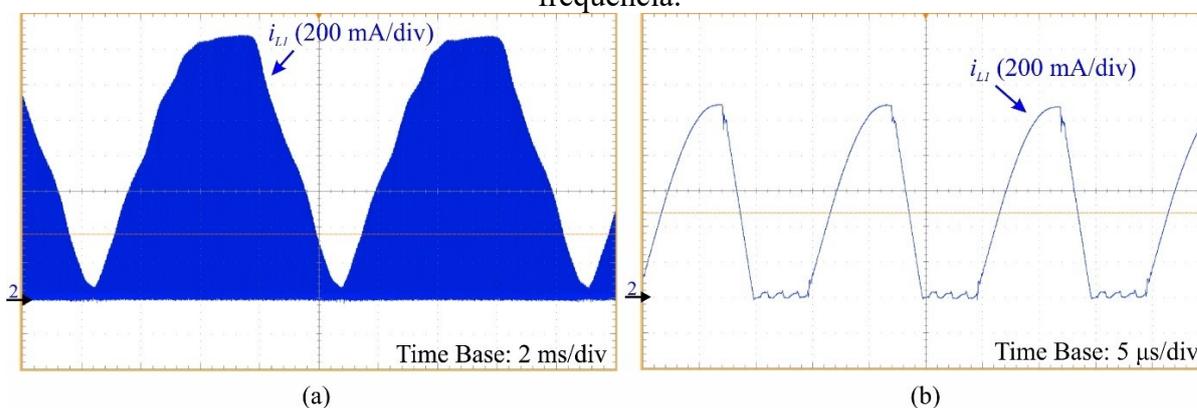
Figura 7.13 - Tensão e corrente no capacitor C_2 .



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 7.14 é apresentada a forma de onda da corrente no indutor ressonante L_I na alta frequência e na baixa frequência.

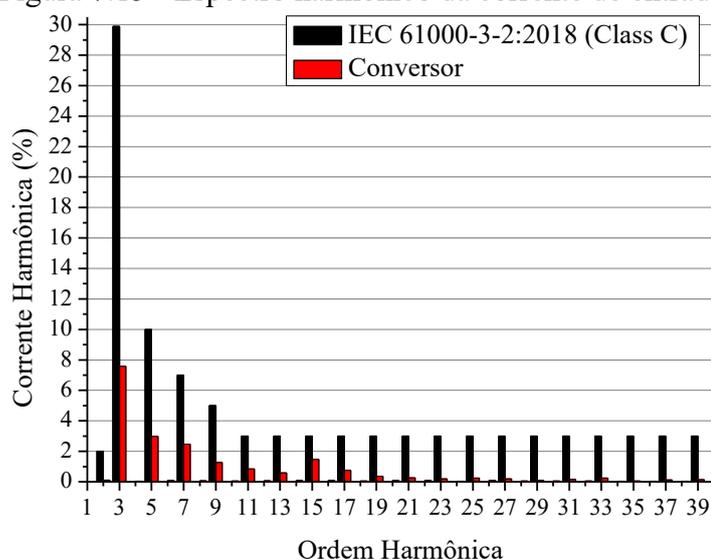
Figura 7.14 - Corrente no indutor L_I ; a) corrente na alta frequência; b) Corrente na baixa frequência.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 7.15 mostra o espectro harmônico da corrente de entrada. É importante mencionar que de acordo com a IEC61000-3-2:2018, os equipamentos de iluminação com potência ativa de entrada menor ou igual a 25 W devem obedecer aos seguintes requisitos: a corrente harmônica não deve exceder os limites referentes a equipamento da classe D ou a terceira harmônica, expressa em porcentagem da corrente fundamental, não deve exceder 86 % e a quinta harmônica não deve exceder 61 %. No entanto, a Classe C pois é mais restrita do que os requisitos. Dessa forma, o espectro harmônico da corrente de entrada é comparado com os limites da Classe C, pois é mais restrita. A figura mostra que o conversor está em conformidade com os limites da Classe C da IEC 61000-3-2:2018.

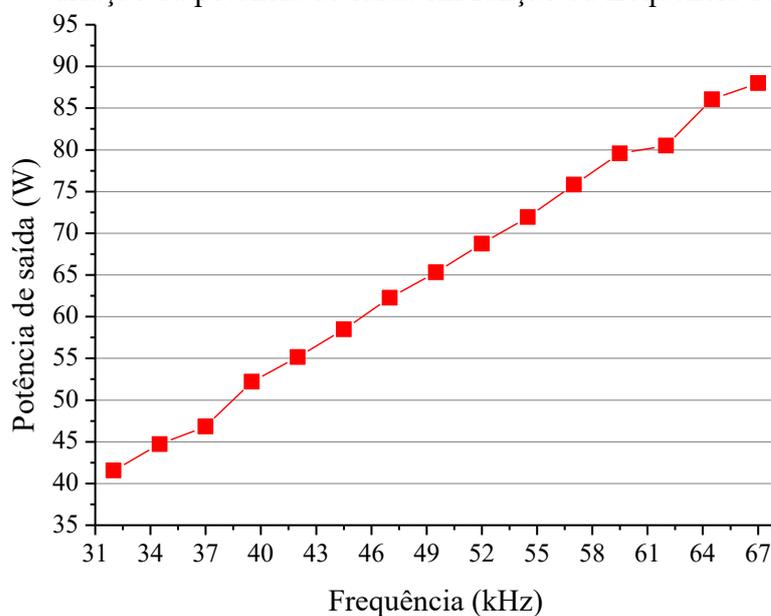
Figura 7.15 - Espectro harmônico da corrente de entrada.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 7.16 representa o comportamento da potência de saída em função da frequência de comutação. A variação da frequência de comutação de 67 kHz até 32 kHz permitiu uma variação de potência de saída de 100% a 47,76 %. Portanto, o gráfico demonstra uma relação linear entre a potência de saída e a frequência de comutação.

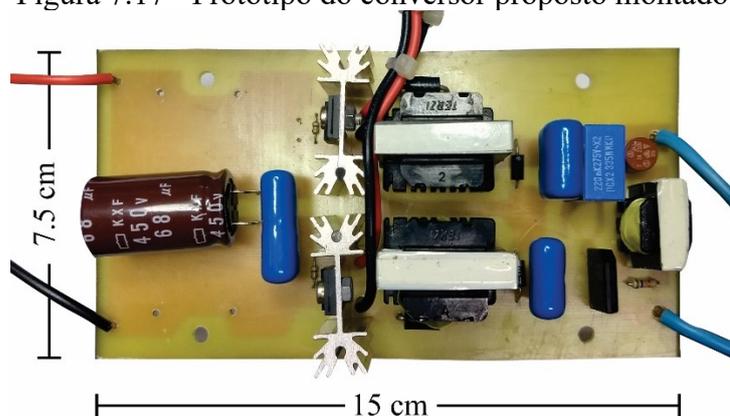
Figura 7.16 - Variação da potência de saída em função da frequência de comutação.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Por fim, a Figura 7.17 apresenta a foto do protótipo desenvolvido.

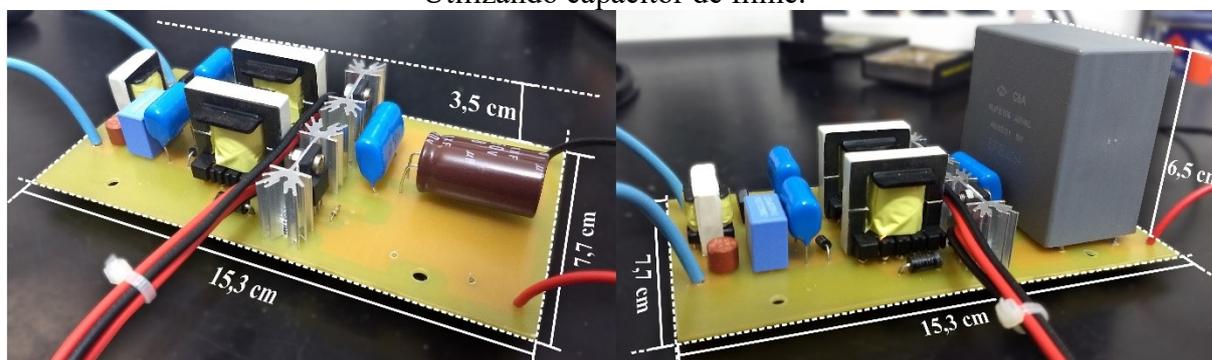
Figura 7.17 - Protótipo do conversor proposto montado.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 7.18 é comparado o tamanho da placa do conversor utilizando um capacitor de filme, para um mesmo valor de capacitância e mesmo nível de tensão. Como pode ser visto, o volume do conversor aumentaria além do seu peso, sendo que *driver* para acionamento de LED requerem um baixo peso e volume.

Figura 7.18 - Análise tamanho do conversor montado; a) Utilizando capacitor eletrolítico; b) Utilizando capacitor de filme.



(a)

(b)

Fonte: Elaborado pelo autor.

7.4 Conclusão parcial

Esse capítulo apresentou os resultados obtidos pela modificação do conversor apresentado no capítulo 6. Com a realocação do diodo D_7 e a adição do diodo D_8 o conversor apresentou um fator de potência quase unitário, de 0,993. Com os resultados experimentais foi possível validar o princípio de funcionamento do conversor. A estimativa de perdas dos componentes foi apresentada, por meio do qual foi possível calcular as perdas nos principais componentes do conversor, sendo os indutores L_1 e L_2 os que apresentaram maiores perdas teóricas. O conversor apresentou rendimento de 94,1% e uma THD de 8,85%, nas condições

nominais de operação. O *flicker* percentual foi medido e obtido um valor de 8,63%, estando este valor dentro do limite recomendado pela IEEE Std 1789:2015. Com a realocação e inserção de componentes, necessários para evitar que as capacitâncias intrínsecas dos MOSFETs influenciem na carga e descarga completa do capacitor de filtro de entrada, foi possível elevar o fator de potência, reduzir a THD e o *flicker* percentual.

8 CONCLUSÃO FINAL

Com o intuito de apresentar a viabilidade da aplicação de E-Caps em sistemas de iluminação com LED, inicialmente foi realizado uma análise sobre a propagação da ondulação da corrente de saída em *drivers* de estágio único foi realizada, permitindo encontrar a relação da ondulação da corrente de saída e da resistência intrínseca do LED no cálculo da capacitância de filtro de saída. Em seguida, foi analisada a influência da conexão dos LEDs na energia do capacitor. Assim foi visto que, para uma mesma tecnologia de capacitores, a conexão dos LEDs em série ou em paralelo não causam influência no volume do capacitor.

Uma validação experimental da análise sobre a corrente de saída do conversor de estágio único foi realizada utilizando uma lâmpada comercial. Aplicando o capacitor de filtro de saída dimensionado, a partir do estudo realizado, pode-se reduzir a ondulação de corrente no LED em 75,67% e o *flicker* percentual em 74,73%.

Com a melhoria da estabilidade térmica do eletrólito nos E-Caps uma estimativa da vida útil e a influência da conexão dos LEDs na vida útil do capacitor foram realizadas. Assim, desde que em projeto sejam atendido critérios como baixa ondulação de corrente e que o capacitor esteja submetido a baixas temperaturas, a vida útil do E-Cap pode ser equivalente ou superior à vida útil dos LEDs. Assim, é possível utilizar conversores de estágio único sem se preocupar com a adição de estágios para evitar o uso de E-Caps. A partir desse estudo foi proposto e projetado um conversor ressonante de estágio único utilizando E-Cap como filtro de saída.

Um primeiro protótipo de aproximadamente 90 W alimentado pela rede elétrica com tensão de entrada eficaz de 220 V foi implementado. Com potência nominal, o conversor apresentou um rendimento de 94,639%, um fator de potência de 0,988 e uma distorção harmônica de 14,5%, obedecendo a Classe C da norma IEC 61000-3-2:2018. Além disso, foi obtido uma ondulação de corrente de baixa frequência igual a 19,7% e um *flicker* percentual de 8,98%, estando de acordo com as recomendações da IEEE Std 1789:2015.

Um segundo protótipo de aproximadamente 88 W alimentado pela rede elétrica com tensão eficaz de 220 V foi implementado. Com potência nominal, o conversor apresentou um rendimento de 94,1%, um fator de potência de 0,993 e uma distorção harmônica de 8,85%, obedecendo a Classe C da norma IEC 61000-3-2:2018. Além disso, foi obtido uma ondulação de corrente de baixa frequência igual a 17,65% e um *flicker* percentual de 8,63%, estando de acordo com as recomendações da IEEE Std 1789:2015.

Como proposta para trabalhos futuros, propõe-se o ensaio físico da estimativa de vida útil do capacitor eletrolítico, a fim de comprovar experimentalmente o aumento da vida útil final do capacitor.

PRODUÇÃO CIENTÍFICA RESULTANTE DESTE TRABALHO

Artigo publicado em Congresso Internacional:

FERNANDES, A. DA S., DO NASCIMENTO, F. C., DA ROCHA, A. F., DOS SANTOS, R. L., ANTUNES, F. L. M., & SA, E. M. (2019). Design and Analysis of Output Filter with Long Lifetime E-Cap for AC-DC LED Driver. **2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)**.

REFERÊNCIAS

- AHN, Hyun-A; HONG, Seong-Kwan; KWON, Oh-Kyong. A Highly Accurate Current LED Lamp Driver With Removal of Low-Frequency Flicker Using Average Current Control Method. **IEEE Transactions on Power Electronics** v. 33, n. 10, p. 8741–8753 , out. 2018. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/8214229/>>.
- ALMEIDA, Pedro S.; BRAGA, Henrique A.C.; *et al.* Offline soft-switched LED driver based on an integrated bridgeless boost-asymmetrical half-bridge converter. **IEEE Transactions on Industry Applications** v. 51, n. 1, p. 761–769 , 2015.
- ALMEIDA, Pedro S.; BENDER, Vitor C.; *et al.* Static and dynamic photoelectrothermal modeling of LED lamps including low-frequency current ripple effects. **IEEE Transactions on Power Electronics** v. 30, n. 7, p. 3841–3851 , 2015.
- ALONSO, José Marcos *et al.* Analysis and Experiments on a Single-Inductor Half-Bridge LED Driver With Magnetic Control. **IEEE Transactions on Power Electronics** v. 32, n. 12, p. 9179–9190 , 2017.
- ARIAS, Manuel *et al.* Optimized Design of a High Input-Voltage-Ripple-Rejection Converter for LED Lighting. **IEEE Transactions on Power Electronics** v. 33, n. 6, p. 5192–5205 , jun. 2018. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7981387/>>.
- BAEK, Jong-bok; CHAE, Suyong. Single-Stage Buck-Derived LED Driver With Improved Efficiency and Power Factor Using. v. 64, n. 10, p. 7852–7861 , 2017.
- BAEK, Jongbok; CHAE, Su-Yong. Single-Stage Buck-Derived LED Driver With Improved Efficiency and Power Factor Using Current Path Control Switches. **IEEE Transactions on Industrial Electronics** v. 64, n. 10, p. 1–1 , 2017. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7913618/>>.
- BRANAS, Christian; AZCONDO, Francisco J.; ALONSO, J. Marcos. Solid-State Lighting: A System Review. **IEEE Industrial Electronics Magazine** v. 7, n. 4, p. 6–14 , dez. 2013. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6681992/>>.
- BULLOUGH, J. D. *et al.* Detection and acceptability of stroboscopic effects from flicker. **Lighting Research and Technology** p. 477–483 , 2012.1477153511414.
- CAI, Yuefei *et al.* Low-Flicker Lighting from High-Voltage LEDs Driven by a Single

Converter-Free Driver. **IEEE Photonics Technology Letters** v. 29, n. 19, p. 1675–1678 , 2017.

CAMPONOGARA, Douglas *et al.* Capacitance reduction with an optimized converter connection applied to LED Drivers. **IEEE Transactions on Industrial Electronics** v. 62, n. 1, p. 184–192 , 2015.0278-0046.

CASTRO, Ignacio *et al.* A Review on Flicker-Free AC-DC LED Drivers for Single-Phase and Three-Phase AC Power Grids. **IEEE Transactions on Power Electronics** v. 34, n. 10, p. 10035–10057 , 2019.

CDM CORNELL DUBILIER. Aluminum Electrolytic Capacitor Application Guide.

Technology p. 1–22 , [S.d.]. Disponível em:

<<http://www.cde.com/resources/catalogs/AEappGUIDE.pdf>>.8862869266.

CORNELL DUBILIER. Aluminum Electrolytic Capacitor Application Guide. **Technology** n. 864, p. 1–22 , 2011. Disponível em:

<<http://www.cde.com/resources/catalogs/AEappGUIDE.pdf>>.8862869266.

DA FONSECA, Zito Palhano *et al.* Single-Stage High Power Factor Converters Requiring Low DC-Link Capacitance to Drive Power LEDs. **IEEE Transactions on Industrial Electronics** v. 64, n. 5, p. 3557–3567 , 2017.0278-0046.

DONG, Hanjing *et al.* An Electrolytic Capacitor-Less High Power Factor LED Driver Based on a One-and-a-Half Stage Forward-Flyback Topology. **IEEE Transactions on Power Electronics** v. 33, n. 2, p. 1572–1584 , 2018.

DOS SANTOS, Rodrigo L. *et al.* A dimmable charge-pump ZVS led driver with PFC. **2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference, COBEP/SPEC 2016** p. 2–7 , 2015.9781479987795.

ELIASSON, Leif. Aluminium Electrolytic Capacitors Designed for Long Operational Life. **CARTS International 2012 Proceedings** p. 1–6 , 2012.9781627481366.

EPCOS. Aluminum Electrolytic Capacitors. **Databook** , 2013.

EPCOS. Film Capacitors. **Databook** , 2015. Disponível em: <<http://goo.gl/o4c7Nk>>.

EPCOS. Multilayer Ceramic Capacitors. **Databook** , 2006.

FANG, Peng; SHENG, Bo; *et al.* LED Driver Achieves Electrolytic Capacitor-Less and Flicker-Free Operation with an Energy Buffer Unit. **IEEE Transactions on Power Electronics** v. 34, n. 7, p. 6777–6793 , 2019.

FANG, Peng; WEBB, Samuel; *et al.* Single-Stage LED Driver Achieves Electrolytic Capacitor-Less and Flicker-Free Operation With Unidirectional Current Compensator. **IEEE Transactions on Power Electronics** v. 34, n. 7, p. 6760–6776 , jul. 2019. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8486664/>>.

FANG, Peng; LIU, Yan Fei. Energy Channeling LED Driver Technology to Achieve Flicker-Free Operation with True Single Stage Power Factor Correction. **IEEE Transactions on Power Electronics** v. 32, n. 5, p. 3892–3907 , 2017.0885-8993.

GAO, Yuan; LI, Lisong; MOK, Philip K.T. An AC Input Switching-Converter-Free LED Driver with Low-Frequency-Flicker Reduction. **IEEE Journal of Solid-State Circuits** v. 52, n. 5, p. 1424–1434 , 2017.

GRAOVAC, Dušan; PÜRSCHEL, Marco; ANDREAS, Kiep. MOSFET Power Losses Calculation Using the Data- Sheet Parameters. **Infineon Technologies AG** n. July, p. 1–23 , 2006. Disponível em: <<http://application-notes.digchip.com/070/70-41484.pdf>>.

HE, Jiexiu; RUAN, Xinbo; ZHANG, Li. Adaptive Voltage Control for Bidirectional Converter in Flicker-Free Electrolytic Capacitor-Less AC–DC LED Driver. **IEEE Transactions on Industrial Electronics** v. 64, n. 1, p. 320–324 , jan. 2017. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7565598/>>.

HUANG, Pin Yu; NAGASAKI, Hironori; SHIMIZU, Toshihisa. Capacitor Characteristics Measurement Setup by Using B-H Analyzer in Power Converters. **IEEE Transactions on Industry Applications** v. 54, n. 2, p. 1602–1613 , 2018.9781509012107.

HWU, K. I.; JIANG, W. Z. Nonisolated Two-Phase Interleaved LED Driver With Capacitive Current Sharing. **IEEE Transactions on Power Electronics** v. 33, n. 3, p. 2295–2306 , mar. 2018. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7902213/>>.

IEC. Reliability data handbook – Universal model for reliability prediction of electronics components, PCBs and equipment. **IEC TR 62380** p. 1–90 , 2004.

IEEE POWER ELECTRONICS SOCIETY. **IEEE Recommended Practices for**

Modulating Current in High-Brightness LEDs for Mitigating Health Risks to Viewers.

[S.l: s.n.], 2015. 1–80 p. .9780738196442.

INMETRO. Regulamento Técnico da Qualidade para Lâmpadas LED com Dispositivo de Controle Integrado à Base. **nº 389** p. 30 , 2014.

KAZIMIERCZUK, Marian. **High-Frequency Magnetic Components**. 2. ed. Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd, 2014. .9781118717806.

KHALILIAN, Hosein *et al.* Analysis of a New Single-Stage Soft-Switching Power-Factor-Correction LED Driver With Low DC-Bus Voltage. **IEEE Transactions on Industrial Electronics** v. 65, n. 5, p. 3858–3865 , maio 2018. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/8074784/>>.8415683111.

KIM, Hyun-chang; CHOI, Moon Chul; KIM, Sungwoo. An AC - DC LED Driver with a Two Parallel Inverted Buck Topology for Reducing the Light Flicker in Lighting Applications to Low - Risk Levels. v. 8993, n. 99, p. 3879–3891 , 2016.

KIM, Jong-Woo; CHOE, Jung-Muk; LAI, Jih-Sheng Jason. Nonisolated Single-Switch Two-Channel LED Driver with Simple Lossless Snubber and Low-Voltage Stress. **IEEE Transactions on Power Electronics** v. 33, n. 5, p. 4306–4316 , maio 2018. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7974788/>>.

KIM, Marn-Go. High-Performance Current-Mode-Controller Design of Buck LED Driver With Slope Compensation. **IEEE Transactions on Power Electronics** v. 33, n. 1, p. 641–649 , jan. 2018. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7859361/>>.

LAM, John; EL-TAWEEL, Nader; ABBASI, Mehdi. An Output-Current-Dependent DC-Link Energy Regulation Scheme for a Family of Soft-Switched AC/DC Offline LED Drivers Without Electrolytic Capacitors. **IEEE Transactions on Industrial Electronics** v. 64, n. 7, p. 5838–5850 , 2017.

LEE, Sin-woo; DO, Hyun-lark. Boost-Integrated Two-Switch Forward AC–DC LED Driver With High Power Factor and Ripple-Free Output Inductor Current. **IEEE Transactions on Industrial Electronics** v. 64, n. 7, p. 5789–5796 , jul. 2017. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7815258/>>.2015403020072.

LENK, Ron; LENK, Carol. **Practical Lighting Design with LEDs, Second Edition**.

Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2017. 429–434 p. 28 v. Disponível em:
<<https://insights.ovid.com/crossref?an=00006324-195108000-00007>>. .9781119165347.

LITTELFUSE. Open LED Protection for LED Strings. **Application Note** p. 1–2 , 2009.

LIU, Xueshan *et al.* Single-Stage Single-Switch Four-Output Resonant LED Driver with High Power Factor and Passive Current Balancing. **IEEE Transactions on Power Electronics** v. 32, n. 6, p. 4566–4576 , 2017.0885-8993.

MA, Jianguang *et al.* LED driver based on boost circuit and LLC converter. **IEEE Access** v. 6, p. 49588–49600 , 2018.

MALSCHITZKY, Alessandro *et al.* Single-Stage Integrated Bridgeless-Boost Nonresonant Half-Bridge Converter for LED Driver Applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics** v. 65, n. 5, p. 3866–3878 , 2018.

NI, Yu *et al.* Capacitor Energy Buffers Through Capacitance Ratio Optimization. v. 32, n. 8, p. 6363–6380 , 2017.

NICHICON. Aluminum Electrolytic Capacitors - UCA Series. **Datasheet** p. 250–252 , [S.d.].

NICHICON. Aluminum Electrolytic Capacitors - ULD series. **Datasheet** p. 248–250 , [S.d.].

NICHICON. Application Guidelines for Aluminum Electrolytic Capacitors. p. 9–29 , [S.d.]. Disponível em: <<http://www.nichicon.co.jp/english/products/pdf/aluminum.pdf>>.

NIPPON CHEMI-CON. Technical Note - Judicious Use of Aluminum Electrolytic Capacitors. p. 1–14 , [S.d.]. Disponível em:
<https://www.mouser.com/pdfDocs/UCC_ElectrolyticCapacitorTechnicalNotes.pdf>.

PERETTO, Lorenzo *et al.* Theoretical analysis of the physiologic mechanism of luminous variation in eye-brain system. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement** v. 56, n. 1, p. 164–170 , 2007.0-7803-8879-8.

POORALI, Behzad; ADIB, Ehsan. Analysis of the Integrated SEPIC-Flyback Converter as a Single-Stage Single-Switch Power-Factor-Correction LED Driver. **IEEE Transactions on Industrial Electronics** v. 63, n. 6, p. 3562–3570 , 2016.8415683111.

POORALI, Behzad; ADIB, Ehsan; FARZANEHFARD, Hosein. A Single-Stage Single-Switch Soft-Switching Power-Factor-Correction LED Driver. **IEEE Transactions on Power**

Electronics v. 32, n. 10, p. 7932–7940 , 2017.8415683111.

REDDY, Udumula Ramanjaneya; NARASIMHARAJU, Beeramangalla Lakshminarasaiah. Single-stage electrolytic capacitor less non-inverting buck-boost PFC based AC-DC ripple free LED driver. **IET Power Electronics** v. 10, n. 1, p. 38–46 , 2017.

ROBERTS, J. E.; WILKINS, A. J. Flicker can be perceived during saccades at frequencies in excess of 1 kHz. **Lighting Research and Technology** v. 45, p. 124–132 , 2013.

RUBYCON CORPORATION. Technical Notes for Electrolytic Capacitor. **Technical notes for electrolytic capacitor** p. 1–2 , [S.d.]. Disponível em:

<<http://www.rubycon.co.jp/en/products/alumi/pdf/Life.pdf%5Cnhttp://www.rubycon.co.jp/en/products/alumi/technote.html>>.

SÁ JR., EDILSON MINEIRO. Estudo de Estruturas de Reatores Eletrônicos para LEDs de Iluminação. p. 185 , 2010.

SAM G. PARLER JR. Deriving Life Multipliers for Electrolytic Capacitors. **IEEE Power Electronics Society Newsletter** v. 16, n. 1, p. 11–12 , 2004.

SEMICONDUCTOR, Bright Power. BP233XJ Application Guide. , [S.d.].

SICHIROLLO, Francesco; ALONSO, J. Marcos; SPIAZZI, Giorgio. A Novel Double Integrated Buck Offline Power Supply for Solid-State Lighting Applications. **IEEE Transactions on Industry Applications** v. 51, n. 2, p. 1268–1276 , 2015.

SOARES, Guilherme Marcio *et al.* Capacitance minimization in offline LED drivers using an active-ripple-compensation technique. **IEEE Transactions on Power Electronics** v. 32, n. 4, p. 3022–3033 , 2017.0885-8993.

SOLIMAN, Hammam; WANG, Huai; BLAABJERG, Frede. A Review of the Condition Monitoring of Capacitors in Power Electronic Converters. **IEEE Transactions on Industry Applications** v. 52, n. 6, p. 4976–4989 , 2016.9781467372398.

SUN, Bo *et al.* A Reliability Prediction for Integrated LED Lamp with Electrolytic Capacitor-Free Driver. **IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology** v. 7, n. 7, p. 1081–1088 , 2017.

THE INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. *IEC61000-3-2* . [S.l.:

s.n.], 2018

TSAI, Pai-yang *et al.* High-Power LED Chip-on-Board Packages With Diamond-Like Carbon Heat-Spreading Layers. **Journal of Display Technology** v. 12, n. 4, p. 357–361 , abr. 2016. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7299605/>>.

VALIPOUR, Hamed; REZAZADEH, Ghasem; ZOLGHADRI, Mohammad Reza. Flicker-Free Electrolytic Capacitor-Less Universal Input Offline LED Driver With PFC. **IEEE Transactions on Power Electronics** v. 31, n. 9, p. 6553–6561 , set. 2016. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7339688/>>.

VIRSHAY. Capacitors -Aluminum in Power Supplies. **Application Note** p. 1–22 , [S.d.].

VISHAY. Engineering Solutions Aluminum Capacitors in Power Supplies. p. 1–18 , [S.d.].

WANG, Yijie *et al.* A single-stage LED driver based on BCM boost circuit and LLC converter for street lighting system. **IEEE Transactions on Industrial Electronics** v. 62, n. 9, p. 5446–5457 , 2015.

WANG, Yijie; HUANG, Jiaoping; WANG, Wei; *et al.* A Single-Stage Single-Switch LED Driver Based on Class-E Converter. **IEEE Transactions on Industry Applications** v. 52, n. 3, p. 2618–2626 , 2016.

WANG, Yijie; HUANG, Jiaoping; SHI, Guangyao; *et al.* A single-stage single-switch LED driver based on the integrated SEPIC circuit and class-E converter. **IEEE Transactions on Power Electronics** v. 31, n. 8, p. 5814–5824 , 2016.

WANG, Yijie; ALONSO, J. Marcos; RUAN, Xinbo. A Review of LED Drivers and Related Technologies. **IEEE Transactions on Industrial Electronics** v. 64, n. 7, p. 5754–5765 , 2017a.

WANG, Yijie; ALONSO, J. Marcos; RUAN, Xinbo. A Review of LED Drivers and Related Technologies. **IEEE Transactions on Industrial Electronics** v. 64, n. 7, p. 5754–5765 , jul. 2017b. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7869351/>>.

WILKINS, Arnold; VEITCH, Jennifer; LEHMAN, Brad. LED lighting flicker and potential health concerns: IEEE standard PAR1789 update. **2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2010 - Proceedings** p. 171–178 , 2010.9781424452866.

WONG, Pit-leong; LEE, Fred C. A Novel Concept in Integrating PFC and DC / DC Converters *. **Analysis** p. 274–281 , [S.d.].

YU, Xingjian *et al.* A Facile Approach to Fabricate Patterned Surfaces for Enhancing Light Efficiency of COB-LEDs. **IEEE Transactions on Electron Devices** v. 64, n. 10, p. 4149–4155 , 2017.

ZHANG, Jindong; JOVANOVIĆ, Milan M.; LEE, Fred C. Comparison between CCM single-stage and two-stage boost PFC converters. **Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC** v. 1, p. 335–341 , 1999.0780351606.

ZHANG, Shu *et al.* A high-power-factor integrated-stage AC-DC LED driver based on flyback-class E converter. out. 2017, [S.l.]: IEEE, out. 2017. p.1–5. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/8101808/>>. 978-1-5090-4894-6. .

ZHOU, Shengjun *et al.* A Comparative Study of GaN-Based Direct Current and Alternating Current High Voltage Light-Emitting Diodes. **physica status solidi (a)** v. 215, n. 10, p. 1700554 , maio 2018. Disponível em: <<http://doi.wiley.com/10.1002/pssa.201700554>>.



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ – CAMPUS SOBRAL
MESTRADO - PPGEEC

DIMENSIONAMENTO DOS INDUTORES L1 E L2 E CÁLCULO DE PERDAS

Apêndice A

1 - Especificações:

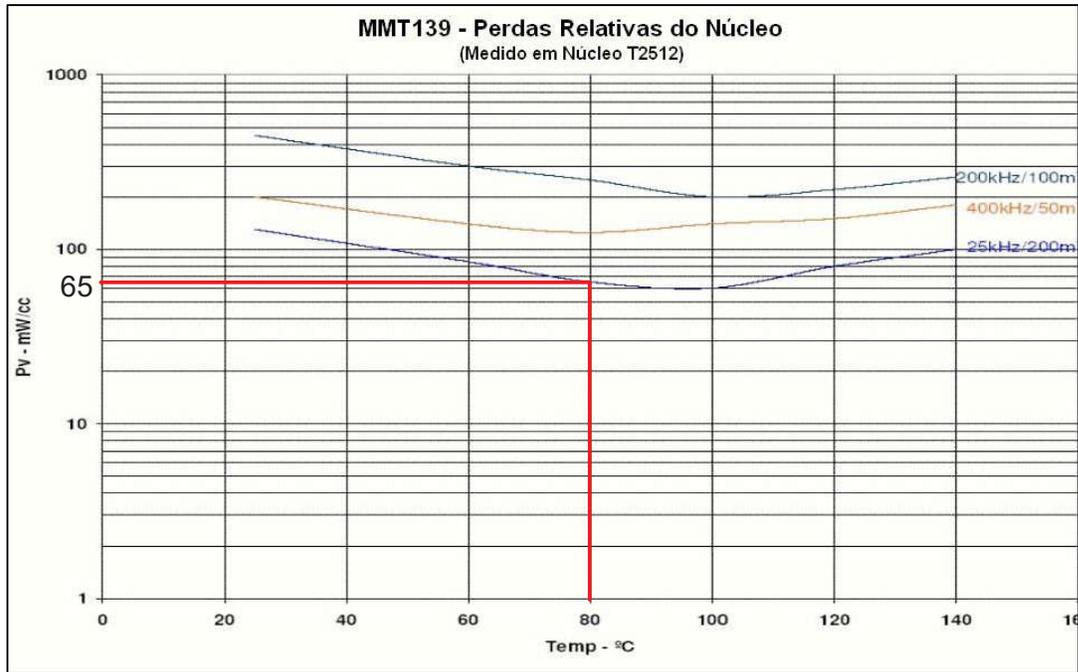
$L_w := 900 \times 10^{-6}$	[H]	[Indutância]
$I_{L_{peak}} := 1.827$	[A]	[Valor de pico da corrente]
$\Delta I_L := I_{L_{peak}}$	[A]	[Variação da corrente]
$I_{L_{rms}} := 1.053$	[A]	[Valor eficaz da corrente]
$I_{L_{cc}} := 801.42 \cdot 10^{-3}$	[A]	[Valor médio de corrente]
$f := 67 \cdot 10^3$	[Hz]	[Frequência de operação]
$K_w := 0.4$		[Fator de utilização da área do enrolamento]
$J_w := 320$	[A/cm ²]	[Densidade de corrente]
$B_{max} := 0.3$	[T]	[Densidade de fluxo máximo]
$\mu_0 := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$	[Tm/A]	[Permeabilidade do ar]
$\rho_c := 1$	[$\Omega \cdot m$]	[Resistividade do núcleo 0.8 para IP12R, para núcleos melhores é próximo de 1]
$\rho_w := 2.3 \cdot 10^{-8}$	[$\Omega \cdot m$]	[Resistividade do cobre p/ 100°C]

Valores extraídos próximo ao ponto de operação do conversor. Para posterior utilização na estimativa de perdas do magnético

$P_v := 65 \cdot 10^{-3}$	[W/cm ³]	[Perdas relativas do núcleo @80°C Datasheet]
$f_n := 25 \cdot 10^3$	[Hz]	[Frequência de operação do núcleo, Datasheet]
$B_n := 0.39$	[T]	[Densidade de fluxo do núcleo, Datasheet]



Material – 139 e 140



Amplitude das harmônicas de corrente

$n := 1..5$ (Número de harmônicos)

$$I_{mn_n} := \left| \Delta I_L \cdot \left[\frac{\text{sinc}(n \cdot \pi \cdot D_{\text{max}})}{n \cdot \pi \cdot (1 - D_{\text{max}})} \right] \right| = \quad I_{mn} = \quad$$

Valores das harmônicas dependente de ΔI_L para os conversores BUCK, BUCK-BOOST e BOOST!!!

Obs.: O primeiro índice do vetor é zero

$$I_{mn} := \begin{pmatrix} 0 \\ 0.9308 \\ 0.0718 \\ 0.0183 \\ 0.00745 \\ 0.00925 \end{pmatrix}$$

Valores de amplitude das harmônicas da corrente no indutor obtido através da FFT.
Obs. NÃO USE VALOR EFICAZ (RMS)

2 - Escolha do fio:

Conversão do diâmetro para AWG

$$\pi := 3.141592654$$

$$\text{AWG}(\text{Diametro_fio}) := \begin{cases} r \leftarrow 50 \\ \text{while } \text{Diametro_fio} \geq \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-r}{20}} \\ \quad r \leftarrow r - 1 \\ r \end{cases}$$

Efeito pelicular sobre os enrolamentos:

$$\delta := \frac{7.6328}{\sqrt{f}} = 0.029 \quad [\text{Profundidade de penetração}]$$

$$\text{Diametro_máximo} := 2 \cdot \delta = 0.059 \quad [\text{cm}]$$

Otimizando o valor do diâmetro máximo para minimizar as perdas, é utilizado somente 37% deste valor (fator de aproximação e empilhamento das espiras) [Ver o livro do Keith Billings: 1999, Switchmode Power Supply Handbook, 2 ed., McGraw-Hill]. Logo o seu valor será:

$$\text{Diametro_otimo} := 2 \cdot \delta \cdot 0.35 = 0.021 \quad [\text{cm}]$$

$$\text{AWG}(\text{Diametro_otimo}) = 31 \quad [\text{AWG}]$$

$$\text{AWG_utilizado} := \text{AWG}(\text{Diametro_otimo})$$

$$\text{AWG_utilizado} = 31 \quad [\text{AWG}]$$

$$\text{AWG_utilizado} := 31 \quad \lllll \text{REDEFINE O FIO A SER UTILIZADO}$$

Diâmetro máximo do fio sem isolamento em centímetros:

$$D_i := \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-\text{AWG_utilizado}}{20}} \quad D_i = 0.023 \quad [\text{cm}]$$

Secção do fio sem isolamento em centímetros quadrados

$$S_{\text{fio_pelicular}} := \pi \cdot \left(\frac{D_i}{2} \right)^2 = 4.078 \times 10^{-4} \quad [\text{cm}^2]$$

Escolha do fio para o enrolamento :

$$A_{\text{Cu}} := \frac{I_{\text{rms}}}{J} = 3.291 \times 10^{-3} \quad [\text{cm}^2]$$

Fios paralelos no enrolamento:

$$\frac{A_{Cu}}{S_{fio_pelicular}} = 8.069$$

$$N_{fios} := \text{ceil}\left(\frac{A_{Cu}}{S_{fio_pelicular}}\right) = 9$$

$$A_{pCu} := \frac{A_{Cu}}{N_{fios}} = 3.656 \times 10^{-4} \quad [\text{cm}^2]$$

Densidade de corrente final:

$$J_{final} := \frac{I_{L_{rms}}}{S_{fio_pelicular} \cdot N_{fios}} = 286.899 \quad [\text{A/cm}^2]$$

Fio a ser utilizado

$$AWG_{utilizado} = 31 \quad N_{fios} = 9$$

Diâmetro do fio com isolamento em centímetros

$$D_{i_iso} := D_i + 0.028 \cdot \sqrt{D_i} = 0.027 \quad [\text{cm}]$$

Secção do fio com isolamento em centímetros quadrados

$$S_{fio_iso} := \pi \cdot \left(\frac{D_{i_iso}}{2}\right)^2 = 5.731 \times 10^{-4} \quad [\text{cm}^2]$$

3 - Escolha do núcleo:

$$AeAw := \frac{L \cdot I_{L_{rms}} \cdot I_{L_{peak}} \cdot 10^4}{K_w \cdot J \cdot B_{max}}$$

$$AeAw = 0.451 \quad [\text{cm}^4]$$

ESCOLHA O MODELO DO NÚCLEO

$$\text{nucleo} := \text{"EE3007_Mag"}$$

$\begin{pmatrix} Ae \\ Aw \\ Ve \\ AeAw \\ \mu_{rc} \\ l_t \\ l_e \\ D \end{pmatrix} :=$	0.31	
	0.48	
	0.827	
	0.145	if nucleo = "EE2005_Mag"
	1750	
	3.8	
	4.3	
	0.63	
	0.52	
	0.87	
1.748		
0.452	if nucleo = "EE2507_Mag"	
1750		
5.2		
5.75		
0.87		
0.6		
1.19		
2.45		
0.714	if nucleo = "EE3007_Mag"	
1750		
5.6		
6.7		
0.97		
1.22		
1.19		
8.174		
1.45	if nucleo = "EE3014_Mag"	
1750		
6.7		
6.7		
0.97		
1.53		
1.7		
6.164		
2.6	if nucleo = "EE4012_Mag"	
1750		
7		
7.9		
1.1		
2.4		
2.56		

12.69	if nucleo = "EE4220_Mag"
6.14	
1750	
10.5	
9.7	
1.5	
4.22	if nucleo = "EE5525_Mag"
3.756	
28.84	
15.85	
1750	
12	
12	
1.9	
5.32	if nucleo = "EE6527_Mag"
5.37	
44.5	
28.568	
1750	
14.8	
14.7	
2.2	

$A_e = 0.6$	[cm ²]	[Área da seção]
$A_w = 1.19$	[cm ²]	[Área da janela]
$V_e = 2.45$	[cm ³]	[Volume efetivo]
$A_e A_w = 0.714$	[cm ⁴]	[Produto da área do núcleo]
$\mu_{rc} = 1750$		[Permeabilidade relativa]
$l_t = 5.6$	[cm]	[Comprimento médio de uma espira]
$l_e = 6.7$	[cm]	[Comprimento efetivo]
$D = 0.97$	[cm]	[Comprimento da janela]

O número de espiras do indutor deve ser:

$$NL := \frac{L \cdot I_{L_{peak}} \cdot 10^4}{A_e \cdot B_{max}}$$

$$NL = 91.35 \quad [\text{espiras}]$$

$$NL := \text{floor}(NL)$$

Para o projeto assume-se:

$$NL = 91 \quad [\text{espiras}]$$

O entreferro deve ser ajustado em:

$$lg := \frac{\mu_0 \cdot NL^2 \cdot Ae \cdot 10^{-2}}{L}$$

$$lg = 0.069 \quad [\text{cm}]$$

Para encontrar o numero de camadas de fios no carretel, deve-se considerar o diâmetro do cobre como todo, através da sua área.

Diâmetro do fio sem isolamento em centímetros

$$D_e := \sqrt{\frac{A_{Cu} \cdot 4}{\pi}} = 0.065 \quad [\text{cm}]$$

Diâmetro do fio com isolamento em centímetros

$$D_{e_iso} := D_e + N_{\text{fios}} \cdot 0.028 \cdot \sqrt{D_e} = 0.129 \quad [\text{cm}]$$

$$N_{\text{camadas}} := \frac{2D}{D_{e_iso}} = 15.057 \quad [\text{Numero de fios por camada}]$$

$$N_1 := \frac{NL}{N_{\text{camadas}}} = 6.044 \quad [\text{Numero de camadas}]$$

4 - Possibilidade de execução:

Possibilidade de execução (menor ou igual 0.4):

$$A_{Cu_isol} := S_{\text{fio_iso}} \cdot NL \cdot N_{\text{fios}}$$

$$A_{Cu_isol} = 0.469 \quad [\text{cm}^2]$$

$$ku := \frac{A_{Cu_isol}}{A_w} \quad ku = 0.394$$

$$\text{Possibilidade} := \begin{cases} \text{"OK"} & \text{if } ku < 0.4 \\ \text{"Núcleo muito pequeno ! Escolha outro!"} & \text{if } ku \geq 0.4 \end{cases}$$

O fator k_u é menor 0.4, possibilitando a sua construção do indutor.

5 - Perdas no indutor:

nucleo = "EE3007_Mag"		[Nucleo utilizado]
$A_e = 0.6$	[cm ²]	[Área da seção]
$A_w = 1.19$	[cm ²]	[Área da janela]
$V_e = 2.45$	[cm ³]	[Volume efetivo]
$A_e A_w = 0.714$	[cm ⁴]	[Produto da área do núcleo]
$\mu_{rc} = 1.75 \times 10^3$		[Permeabilidade de relativa]
$l_t = 5.6$	[cm]	[Comprimento médio de uma espira]
$l_e = 6.7$	[cm]	[Comprimento efetivo]

5.1 Perdas no Núcleo

$$\Delta B := \frac{B_{\max} \cdot \Delta I_L}{I_{L_{\text{peak}}}} = 0.3 \quad [T] \quad [\text{Variação da densidade de fluxo}]$$

$$B_m := \frac{\Delta B}{2} = 0.15 \quad [T] \quad [\text{Valor de pico da variação da densidade}]$$

$$\alpha := \frac{P_v}{f_n \cdot (B_n)^2} = 17.094 \times 10^{-6} \quad [\text{Coeficiente de perdas do magnético - APROXIMAÇÃO}]$$

valores obtidos da curva da frequência

$$K_H := \frac{4}{\mu_{rc} \cdot \mu_0} = \blacksquare$$

$$K_E := \frac{(\pi \cdot A_e) \cdot 10^{-4}}{4 \cdot \rho_c} = 47.124 \times 10^{-6} \quad [\text{Coeficiente de perdas por correntes parasitas}]$$

$$P_H := B_m^2 \alpha \cdot f \cdot V_e = 0.063 \quad [W] \quad [\text{Perdas por histerese}]$$

$$P_E := B_m^2 K_E \cdot f^2 \cdot V_e \cdot 10^{-6} = 0.012 \quad [W] \quad [\text{Perdas por correntes parasitas}]$$

$$P_n := P_H + P_E = 0.075 \quad [W] \quad [\text{Perdas do núcleo}]$$

5.2 Perdas no Cobre CC

Fórmula obtida da pág 164 do livro Kazimierzczuk, High-Frequency Magnetic

Components, second edition - 2014

5.2.1 Tamanho do Condutor

$$l_w := NL \cdot l_t = 509.6 \quad [\text{cm}]$$

5.2.2 Resistência do Condutor

$$R_{wcc} := \frac{\rho_w}{N_{\text{fios}}} \cdot \frac{4 \cdot l_w \cdot 10^{-2}}{\pi \cdot (D_i \cdot 10^{-2})^2} = 319.343 \times 10^{-3} \quad [\Omega]$$

5.2.3 Potência Dissipada CC pelo Enrolamento

Equacionamento obtido do artigo publicado na IET Power Electronics em 2010 por Kondrath e Kazimierczuk "Inductor winding loss owing to skin and proximity effects including harmonics in non-isolated pulse-width modulated dc-dc converters operating in continuous conduction mode"

As perdas CC (P_{wcc}) são dependentes da resistência (R_{wcc}) com o quadrado da corrente que passa pelo indutor. As perdas são aumentadas com o aumento da corrente no indutor.

$$P_{wcc} := I_{L_{cc}}^2 \cdot R_{wcc} = 0.205 \quad [\text{W}]$$

5.3 Perdas CA no Cobre

As perdas CA (P_{wac}) são independentes da corrente no indutor e são proporcional a variação da corrente no indutor (Δi_L).

5.3.1 Amplitude das Harmônicas da Corrente do Indutor

$$dp := 0.8 \quad (\text{di} / p) \quad (\text{Diametro do enrolamento sem isolante} / \text{distância centro a centro dos enrolamentos "valor do artigo"})$$

5.3.2 Dimensão do Enrolamento Normalizado

$$A_w := \left(\frac{\pi}{4}\right)^{\frac{3}{4}} \cdot \left(\frac{D_i}{\delta}\right) \cdot \sqrt{dp} = 0.577$$

5.3.3 Fator Efeito Skin

$$F_{RS_n} := \frac{(\sinh(2 \cdot A \cdot \sqrt{n}) + \sin(2 \cdot A \cdot \sqrt{n}))}{\cosh(2 \cdot A \cdot \sqrt{n}) - \cos(2 \cdot A \cdot \sqrt{n})} = \dots$$

5.3.4 Fator Efeito Proximidade

$$F_{RP_n} := \frac{(\sinh(A \cdot \sqrt{n}) - \sin(A \cdot \sqrt{n}))}{\cosh(A \cdot \sqrt{n}) + \cos(A \cdot \sqrt{n})} = \dots$$

5.3.5 Fator da Resistência do Enrolamento

$$F_{Rn_n} := A \cdot \sqrt{n} \cdot \left[F_{RS_n} + 2 \cdot (N_l^2 - 1) \cdot \frac{F_{RP_n}}{3} \right] = \dots$$

$$R_{eff} := \frac{\left[I_{L_{cc}}^2 + \left(\frac{1}{2} \right) \right] \cdot \sum_{n=1}^5 (F_{Rn_n} \cdot I_{mn_n})}{I_{L_{rms}}^2} \cdot R_{wcc} = 0.589 \quad [\Omega] \quad \text{Resistência efetiva do indutor para a componente CC e CA}$$

5.3.8 Perdas no Enrolamento

$$P_w := \left[I_{L_{cc}}^2 + \left(\frac{1}{2} \right) \right] \cdot \left[\sum_{n=1}^5 (F_{Rn_n} \cdot I_{mn_n}) \right] \cdot R_{wcc} = 0.653 \quad [W]$$

5.3.9 Perdas Totais no Indutor

$$P_t := (P_w + P_n) = 0.728 \quad [W] \quad P_{wcc} = 0.205$$

$$P_{wca} := P_t - P_{wcc} = 522.696 \times 10^{-3} \quad [W] \quad \text{Perdas da componente CA no enrolamento}$$

6 - Resumo do indutor:

nucleo = "EE3007_Mag"	[Nucleo utilizado]
NL = 91	[Número de espiras]
AWG_utilizado = 31	[AWG] [Tipo de Fio]
N_fios = 9	[Número de fios em paralelo]
lg = 0.069	[cm] [Gap]
ku = 0.394	[Possibilidade de execução ku<0.4]
Possibilidade = "OK"	
J_final = 286.899	[A/cm ²] [Densidade final de corrente]
B_max = 0.3	[T] [Densidade máxima de fluxo]
P_H = 0.063	[W] [Perdas por histerese no núcleo]

$P_E = 0.012$	[W]	[Perdas por corrente parasitas no núcleo]
$P_n = 74.796 \times 10^{-3}$	[W]	[Perdas totais no núcleo]
$P_{wcc} = 205.106 \times 10^{-3}$	[W]	[Perdas CC no cobre]
$P_{wca} = 522.696 \times 10^{-3}$	[W]	[Perdas CA no cobre]
$P_w = 653.006 \times 10^{-3}$	[W]	[Perdas totais no cobre]
$P_t = 727.802 \times 10^{-3}$	[W]	[Perdas totais no indutor]



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ – CAMPUS SOBRAL
MESTRADO - PPGEEC

DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR L_f E CÁLCULO DE PERDAS

Apêndice B

1 - Especificações:

$L_f := 1 \times 10^{-3}$	[H]	[Indutância]
$I_{L_{peak}} := 657.49 \cdot 10^{-3}$	[A]	[Valor de pico da corrente]
$\Delta I_L := 2I_{L_{peak}}$	[A]	[Variação da corrente]
$I_{L_{rms}} := 446.28 \cdot 10^{-3}$	[A]	[Valor eficaz da corrente]
$I_{L_{cc}} := 91.89 \cdot 10^{-3}$	[A]	[Valor médio de corrente]
$f := 134 \cdot 10^3$	[Hz]	[Frequência de operação]
$K_w := 0.4$		[Fator de utilização da área do enrolamento]
$J_w := 300$	[A/cm ²]	[Densidade de corrente]
$B_{max} := 0.3$	[T]	[Densidade de fluxo máximo]
$\mu_o := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$	[Tm/A]	[Permeabilidade do ar]
$\rho_c := 1$	[$\Omega \cdot m$]	[Resistividade do núcleo 0.8 para IP12R, para núcleos melhores é próximo de 1]
$\rho_w := 2.3 \cdot 10^{-8}$	[$\Omega \cdot m$]	[Resistividade do cobre p/ 100°C]

Valores extraídos próximo ao ponto de operação do conversor. Para posterior utilização na estimativa de perdas do magnético

$P_v := 115 \cdot 10^{-3}$	[W/cm ³]	[Perdas relativas do núcleo @80°C Datasheet]
$f_n := 200 \cdot 10^3$	[Hz]	[Frequencia de operação do núcleo, Datasheet]
$B_n := 0.39$	[T]	[Densidade de fluxo do núcleo, Datasheet]



Material – 139 e 140



Amplitude das harmônicas de corrente

$n := 1..5$ (Numero de harmônicos)

$$I_{mn_n} := \left| \Delta I_L \cdot \left[\frac{\text{sinc}(n \cdot \pi \cdot D_{\text{max}})}{n \cdot \pi \cdot (1 - D_{\text{max}})} \right] \right| \quad I_{mn} = \dots$$

Valores das harmônicas dependente de ΔI_L para os conversores BUCK, BUCK-BOOST e BOOST!!!

Obs.: O primeiro índice do vetor é zero

$$I_{mn} := \begin{pmatrix} 0 \\ 0.000166 \\ 0.00147 \\ 0.000171 \\ 0.000199 \\ 0.000102 \end{pmatrix}$$

Valores de amplitude das harmônicas da corrente no indutor obtido através da FFT.
Obs. NÃO USE VALOR EFIZAZ (RMS)

2 - Escolha do fio:

Converção do diâmetro para AWG

$$\pi := 3.141592654$$

$$\text{AWG}(\text{Diametro_fio}) := \begin{cases} r \leftarrow 50 \\ \text{while } \text{Diametro_fio} \geq \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-r}{20}} \\ \quad r \leftarrow r - 1 \\ r \end{cases}$$

Efeito pelicular sobre os enrolamentos:

$$\delta := \frac{7.6328}{\sqrt{f}} = 0.021 \quad [\text{Profundidade de penetração}]$$

$$\text{Diametro_máximo} := 2 \cdot \delta = 0.042 \quad [\text{cm}]$$

Otimizando o valor do diâmetro máximo para minimizar as perdas, é utilizado somente 37% deste valor (fator de aproximação e enfilamento das espiras) [Ver o livro do Keith Billings: 1999, Switchmode Power Supply Handbook, 2 ed., McGraw-Hill]. Logo o seu valor será:

$$\text{Diametro_otimo} := 2 \cdot \delta \cdot 0.35 = 0.015 \quad [\text{cm}]$$

$$\text{AWG}(\text{Diametro_otimo}) = 34 \quad [\text{AWG}]$$

$$\text{AWG_utilizado} := \text{AWG}(\text{Diametro_otimo})$$

$$\text{AWG_utilizado} = 34 \quad [\text{AWG}]$$

$$\text{AWG_utilizado} := 24 \quad \lllll \text{REDEFINE O FIO A SER UTILIZADO}$$

Diâmetro máximo do fio sem isolamento em centímetros:

$$D_i := \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-\text{AWG_utilizado}}{20}} \quad D_i = 0.051 \quad [\text{cm}]$$

Secção do fio sem isolamento em centímetros quadrados

$$S_{\text{fio_pelicular}} := \pi \cdot \left(\frac{D_i}{2} \right)^2 = 2.044 \times 10^{-3} \quad [\text{cm}^2]$$

Escolha do fio para o enrolamento :

$$A_{\text{Cu}} := \frac{I_{\text{rms}}}{J} = 1.488 \times 10^{-3} \quad [\text{cm}^2]$$

Fios paralelos no enrolamento:

$$\frac{A_{\text{Cu}}}{S_{\text{fio_pelicular}}} = 0.728$$

$$N_{\text{fios}} := \text{ceil}\left(\frac{A_{\text{Cu}}}{S_{\text{fio_pelicular}}}\right) = 1$$

$$A_{\text{PCu}} := \frac{A_{\text{Cu}}}{N_{\text{fios}}} = 1.488 \times 10^{-3} \quad [\text{cm}^2]$$

Densidade de corrente final:

$$J_{\text{final}} := \frac{I_{\text{Lrms}}}{S_{\text{fio_pelicular}} \cdot N_{\text{fios}}} = 218.348 \quad [\text{A/cm}^2]$$

Fio a ser utilizado

$$\text{AWG_utilizado} = 24 \quad N_{\text{fios}} = 1$$

Diâmetro do fio com isolamento em centímetros

$$D_{\text{i_iso}} := D_{\text{i}} + 0.028 \cdot \sqrt{D_{\text{i}}} = 0.057 \quad [\text{cm}]$$

Secção do fio com isolamento em centímetros quadrados

$$S_{\text{fio_iso}} := \pi \cdot \left(\frac{D_{\text{i_iso}}}{2}\right)^2 = 2.582 \times 10^{-3} \quad [\text{cm}^2]$$

3 - Escolha do núcleo:

$$A_{\text{eAw}} := \frac{L \cdot I_{\text{Lrms}} \cdot I_{\text{Lpeak}} \cdot 10^4}{K_{\text{w}} \cdot J \cdot B_{\text{max}}}$$

$$A_{\text{eAw}} = 0.082 \quad [\text{cm}^4]$$

ESCOLHA O MODELO DO NUCLEO

nucleo := "EE2005_Mag"

$\begin{pmatrix} Ae \\ Aw \\ Ve \\ AeAw \\ \mu_{rc} \\ l_t \\ l_e \\ D \end{pmatrix} :=$	0.31	
	0.48	
	0.827	
	0.145	if nucleo = "EE2005_Mag"
	1750	
	3.8	
	4.3	
	0.63	
	0.52	
	0.87	
1.748		
0.452	if nucleo = "EE2507_Mag"	
1750		
5.2		
5.75		
0.87		
0.6		
1.19		
2.45		
0.714	if nucleo = "EE3007_Mag"	
1750		
5.6		
6.7		
0.97		
1.22		
1.19		
8.174		
1.45	if nucleo = "EE3014_Mag"	
1750		
6.7		
6.7		
0.97		
1.53		
1.7		
6.164		
2.6	if nucleo = "EE4012_Mag"	
1750		
7		
7.9		
1.1		
2.4		
2.56		

12.69	if nucleo = "EE4220_Mag"
6.14	
1750	
10.5	
9.7	
1.5	
4.22	if nucleo = "EE5525_Mag"
3.756	
28.84	
15.85	
1750	
12	
12	
1.9	
5.32	if nucleo = "EE6527_Mag"
5.37	
44.5	
28.568	
1750	
14.8	
14.7	
2.2	

$A_e = 0.31$	$[cm^2]$	[Área da seção]
$A_w = 0.48$	$[cm^2]$	[Área da janela]
$V_e = 0.827$	$[cm^3]$	[Volume efetivo]
$A_e A_w = 0.145$	$[cm^4]$	[Produto da área do núcleo]
$\mu_{rc} = 1750$		[Permeabilidade relativa]
$l_t = 3.8$	$[cm]$	[Comprimento médio de uma espira]
$l_e = 4.3$	$[cm]$	[Comprimento efetivo]
$D = 0.63$	$[cm]$	[Comprimento da janela]

O número de espiras do indutor deve ser:

$$NL := \frac{L \cdot I_{peak} \cdot 10^4}{A_e \cdot B_{max}}$$

$$NL = 70.698 \quad [espiras]$$

$$NL := \text{floor}(NL)$$

Para o projeto assume-se:

$$NL = 70 \quad [\text{espiras}]$$

O entreferro deve ser ajustado em:

$$lg := \frac{\mu_o \cdot NL^2 \cdot Ae \cdot 10^{-2}}{L}$$

$$lg = 0.019 \quad [\text{cm}]$$

Para encontrar o número de camadas de fios no carretel, deve-se considerar o diâmetro do cobre como todo, através da sua área.

Diâmetro do fio sem isolamento em centímetros

$$D_e := \sqrt{\frac{A_{Cu} \cdot 4}{\pi}} = 0.044 \quad [\text{cm}]$$

Diâmetro do fio com isolamento em centímetros

$$D_{e_iso} := D_e + N_{\text{fios}} \cdot 0.028 \cdot \sqrt{D_e} = 0.049 \quad [\text{cm}]$$

$$N_{\text{camadas}} := \frac{2D}{D_{e_iso}} = 25.526 \quad [\text{Numero de fios por camada}]$$

$$N_1 := \frac{NL}{N_{\text{camadas}}} = 2.742 \quad [\text{Numero de camadas}]$$

4 - Possibilidade de execução:

Possibilidade de execução (menor ou igual 0.4):

$$A_{Cu_isol} := S_{\text{fio_iso}} \cdot NL \cdot N_{\text{fios}}$$

$$A_{Cu_isol} = 0.181 \quad [\text{cm}^2]$$

$$ku := \frac{A_{Cu_isol}}{A_w} \quad ku = 0.377$$

$$\text{Possibilidade} := \begin{cases} \text{"OK"} & \text{if } ku < 0.4 \\ \text{"Núcleo muito pequeno ! Escolha outro!"} & \text{if } ku \geq 0.4 \end{cases}$$

O fator k_u é menor 0.4, possibilitando a sua construção do indutor.

5 - Perdas no indutor:

nucleo = "EE2005_Mag"		[Nucleo utilizado]
$A_e = 0.31$	[cm ²]	[Área da seção]
$A_w = 0.48$	[cm ²]	[Área da janela]
$V_e = 0.827$	[cm ³]	[Volume efetivo]
$A_e A_w = 0.145$	[cm ⁴]	[Produto da área do núcleo]
$\mu_{rc} = 1.75 \times 10^3$		[Permeabilidade relativa]
$l_t = 3.8$	[cm]	[Comprimento médio de uma espira]
$l_e = 4.3$	[cm]	[Comprimento efetivo]

5.1 Perdas no Núcleo

$\Delta B := \frac{B_{max} \cdot \Delta I_L}{I_{L_{peak}}} = 0.6$	[T]	[Variação da densidade de fluxo]
$B_m := \frac{\Delta B}{2} = 0.3$	[T]	[Valor de pico da variação da densidade]
$\alpha := \frac{P_v}{f_n \cdot (B_n)^2} = 3.78 \times 10^{-6}$		[Coeficiente de perdas do magnético - APROXIMAÇÃO valores obtidos da curva da frequência]
$K_H := \frac{4}{\mu_{rc} \cdot \mu_0}$		
$K_E := \frac{(\pi \cdot A_e) \cdot 10^{-4}}{4 \cdot \rho_c} = 24.347 \times 10^{-6}$		[Coeficiente de perdas por correntes parasitas]
$P_H := B_m^2 \alpha \cdot f \cdot V_e = 0.038$	[W]	[Perdas por histerese]
$P_E := B_m^2 K_E \cdot f^2 \cdot V_e \cdot 10^{-6} = 0.033$	[W]	[Perdas por correntes parasitas]
$P_n := P_H + P_E = 0.07$	[W]	[Perdas do núcleo]

5.2 Perdas no Cobre CC

Formula obtida da pág 164 do livro Kazimierczuk, High-Frequency Magnetic Components, second edition - 2014

5.2.1 Tamanho do Condutor

$$l_w := NL \cdot l_t = 266 \quad [\text{cm}]$$

5.2.2 Resistência do Condutor

$$R_{wcc} := \frac{\rho_w}{N_{\text{fios}}} \cdot \frac{4 \cdot l_w \cdot 10^{-2}}{\pi \cdot (D_i \cdot 10^{-2})^2} = 299.331 \times 10^{-3} \quad [\Omega]$$

5.2.3 Potência Dissipada CC pelo Enrolamento

Equacionamento obtido do artigo publicado na IET Power Electronics em 2010 por Kondrath e Kazimierczuk "Inductor winding loss owing to skin and proximity effects including harmonics in non-isolated pulse-width modulated dc-dc converters operating in continuous conduction mode"

As perdas CC (P_{wcc}) são dependentes da resistência (R_{wcc}) com o quadrado da corrente que passa pelo indutor. As perdas são aumentadas com o aumento da corrente no indutor.

$$P_{wcc} := I_{L_{cc}}^2 \cdot R_{wcc} = 2.527 \times 10^{-3} \quad [\text{W}]$$

5.3 Perdas CA no Cobre

As perdas CA (P_{wac}) são independentes da corrente no indutor e são proporcional a variação da corrente no indutor (ΔI_L).

5.3.1 Amplitude das Harmônicas da Corrente do Indutor

$$d_p := 0.8 \quad (d_i / p) \quad (\text{Diametro do enrolamento sem isolante / distância centro a centro dos enrolamentos "valor do artigo"})$$

5.3.2 Dimensão do Enrolamento Normalizado

$$A_{ww} := \left(\frac{\pi}{4}\right)^{\frac{3}{4}} \cdot \left(\frac{D_i}{\delta}\right) \cdot \sqrt{d_p} = 1.826$$

5.3.3 Fator Efeito Skin

$$F_{RS_n} := \frac{(\sinh(2 \cdot A \cdot \sqrt{n}) + \sin(2 \cdot A \cdot \sqrt{n}))}{\cosh(2 \cdot A \cdot \sqrt{n}) - \cos(2 \cdot A \cdot \sqrt{n})} = \dots$$

5.3.4 Fator Efeito Proximidade

$$F_{RP_n} := \frac{(\sinh(A\sqrt{n}) - \sin(A\sqrt{n}))}{\cosh(A\sqrt{n}) + \cos(A\sqrt{n})} = \dots$$

5.3.5 Fator da Resistência do Enrolamento

$$F_{Rn_n} := A\sqrt{n} \cdot \left[F_{RS_n} + 2 \cdot (N_1^2 - 1) \cdot \frac{F_{RP_n}}{3} \right] = \dots$$

$$R_{eff} := \frac{\left[I_{L_{cc}}^2 + \left(\frac{1}{2} \right) \right] \cdot \sum_{n=1}^5 (F_{Rn_n} \cdot I_{mn_n})}{I_{L_{rms}}^2} \cdot R_{wcc} = 0.024 \quad [\Omega] \quad \text{Resistência efetiva do indutor para a componente CC e CA}$$

5.3.8 Perdas no Enrolamento

$$P_w := \left[I_{L_{cc}}^2 + \left(\frac{1}{2} \right) \right] \cdot \sum_{n=1}^5 (F_{Rn_n} \cdot I_{mn_n}) \cdot R_{wcc} = 4.824 \times 10^{-3} \quad [W]$$

5.3.9 Perdas Totais no Indutor

$$P_t := (P_w + P_n) = 0.075 \quad [W] \quad P_{wcc} = 2.527 \times 10^{-3}$$

$$P_{wca} := P_t - P_{wcc} = 72.54 \times 10^{-3} \quad [W] \quad \text{Perdas da componente CA no enrolamento}$$

6 - Resumo do indutor:

nucleo = "EE2005_Mag"	[Nucleo utilizado]
NL = 70	[Número de espiras]
AWG_utilizado = 24	[AWG] [Tipo de Fio]
N _{fios} = 1	[Número de fios em paralelo]
lg = 0.019	[cm] [Gap]
ku = 0.377	[Possibilidade de execução ku<0.4]
Possibilidade = "OK"	
J _{final} = 218.348	[A/cm ²] [Densidade final de corrente]
B _{max} = 0.3	[T] [Densidade máxima de fluxo]
P _H = 0.038	[W] [Perdas por histerese no núcleo]
P _E = 0.033	[W] [Perdas por corrente parasitas no núcleo]

$P_n = 70.244 \times 10^{-3}$	[W]	[Perdas totais no núcleo]
$P_{wcc} = 2.527 \times 10^{-3}$	[W]	[Perdas CC no cobre]
$P_{wca} = 72.54 \times 10^{-3}$	[W]	[Perdas CA no cobre]
$P_w = 4.824 \times 10^{-3}$	[W]	[Perdas totais no cobre]
$P_t = 75.068 \times 10^{-3}$	[W]	[Perdas totais no indutor]