



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ESIO ELOI DOS SANTOS FILHO

**CONVERSOR CA-CC COM CAPACITOR COMUTADO COM ALTO FATOR DE
POTÊNCIA PARA O ACIONAMENTO DE LEDS DE POTÊNCIA**

FORTALEZA

2015

ESIO ELOI DOS SANTOS FILHO

**CONVERSOR CA-CC COM CAPACITOR COMUTADO ALTO FATOR DE
POTÊNCIA PARA O ACIONAMENTO DE LEDS DE POTÊNCIA**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como requisito à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistema de Energia Elétrica.

Orientador: Prof. PhD. Fernando L. M. Antunes.
Coorientador: Prof. Dr. Edilson Mineiro Sá Jr.

FORTALEZA

2015

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Biblioteca de Pós-Graduação em Engenharia – BPGE

S235c Santos Filho, Esio Eloi dos.
Conversor ca-cc com capacitor comutado com alto fator de potência para o acionamento de LEDs de potência / Esio Eloi dos Santos Filho. – 2015.
174 f. : il. color., enc. ; 30 cm.

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Departamento de Engenharia Elétrica, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2015.
Área de Concentração: Sistemas de Energia Elétrica.
Orientação: Prof. Dr. Fernando Luiz Marcelo Antunes.
Coorientação: Prof. Dr. Edilson Mineiro Sá Júnior.

1. Engenharia elétrica. 2. Eficiência energética. 3. Eletrônica de potência. I. Título.

CDD 621.3

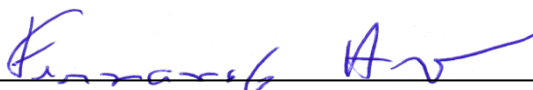
ESIO ELOI DOS SANTOS FILHO

**CONVERSOR CA-CC COM CAPACITOR COMUTADO COM ALTO FATOR DE
POTÊNCIA PARA O ACIONAMENTO DE LEDS DE POTÊNCIA**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como requisito à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistema de Energia Elétrica.

Aprovada em: 28/09/2015.

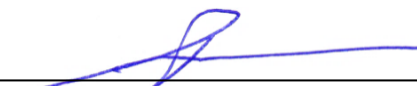
BANCA EXAMINADORA



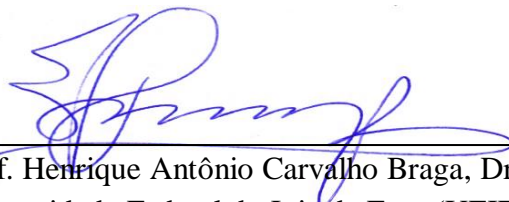
Prof. Fernando Luiz Marcelo Antunes, PhD (Orientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)



Prof. Edilson Mineiro Sá Jr., Dr. (Coorientador)
Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará (IFCE)



Prof. Demercil de Souza Oliveira Júnior, Dr.
Universidade Federal do Ceará (UFC)



Prof. Henrique Antônio Carvalho Braga, Dr.
Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF)

Dedico este trabalho aos meus pais, Esio e Vanusa, e a minha irmã Thaís.

AGRADECIMENTOS

Foram muitas pessoas que me ajudaram nesta jornada e quero agradecer a todas, mesmo correndo o risco de esquecer alguém.

Primeiramente, gostaria de expressar minha gratidão aos professores Fernando Antunes e Edilson Mineiro, meus orientadores, os quais me introduziram na Eletrônica de Potência e me deram a oportunidade de trabalhar sob suas excelentes orientações. Muito obrigado pelo apoio e pela amizade, que tem sido muito importante para mim.

Ao Prof. Edilson e a Prof.^a Daniele e seus pequenos, Victor e Igor, por me receberem tão bem em sua casa as vezes que fui a Sobral para dar continuidade a este projeto.

Aos meus pais e a toda minha família pelo apoio e amor incondicional, a quem eu dedico minha vida, meu trabalho, e tudo que tenho alcançado na minha vida até agora.

Ao Rodrigo Linhares, Tecnólogo em Mecatrônica Industrial pelo Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará (IFCE) – Campus Sobral, pelo suporte fundamental dado para a realização deste trabalho.

Ao Grupo de Processamento de Energia e Controle (GPEC), em especial ao Pedro Augusto por sua imprescindível ajuda, e o Laboratório de Eletrônica I do IFCE – Campus Sobral pelo suporte a realização do trabalho.

Aos professores e funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica e do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Aos professores participantes da banca examinadora, pelo tempo e por suas valiosas colaborações.

Aos companheiros e amigos do GPEC e do departamento: Antônio Barbosa (Toin), Wellington (ULN), Saulo, Erasmo, Wilmar, Pedro Augusto, Janaína, Marcão, Ernande, Paulo Henrique (Casquinha), Dalton, Davi Joca, Hélio, George Harrison, Lino, Mário Apolinário, Francisco Brito, Ronny, Samuel Jó, Marcus Anderson, Antônio Dias, Domenico, Juliano, Hermínio, Ítalo, Jéssica, Paulo Marcos, Luan, Jorge Wattes, Bruno, Ailton, Pedro Henrique, Fabio Freire, Fernando, Lucas, Amaury, pelas reflexões, críticas, sugestões recebidas e por tornarem esta etapa bem mais agradável e proveitosa.

Ao povo brasileiro, que através da FUNCAP, concedeu-me apoio financeiro com a manutenção da bolsa de auxílio para a realização deste trabalho.

Aos meus amigos de toda vida que de alguma forma contribuíram para minha formação como cidadão.

Também agradeço aqueles a quem eu possa ter esquecido de citar e deixo aqui meu pedido de perdão e minhas sinceras desculpas.

A todos muito obrigado !

Esio Eloi dos Santos Filho

“Nada posso lhe dar que já não exista em você mesmo. Nada posso lhe dar a não ser a chave e um impulso. Não posso abrir-lhe outro mundo além do que há em sua própria alma.”

Hermann Hesse – escritor alemão, prêmio Nobel de Literatura de 1946.

RESUMO

Este trabalho apresenta o estudo e desenvolvimento de um conversor com capacitor comutado para o acionamento de diodos emissores de luz (LED) de potência, alimentado a partir da rede elétrica de baixa tensão. Diferente dos conversores tradicionais de corrente contínua, a corrente direcionada aos LEDs é fornecida por meio de capacitores comutados. O conversor proposto ainda difere dos conversores convencionais baseados no capacitor comutado, pois utiliza uma indutância para evitar o carregamento e o descarregamento forçado dos capacitores comutados, reduzindo os picos de corrente e a emissão eletromagnética do circuito. O conversor proposto apresenta correção do fator de potência inerente e pode proporcionar isolamento através de capacitores. Também se propõe a utilização de duas topologias de filtro LC sintonizado (filtro LC paralelo e LC série) para reduzir a ondulação da corrente de saída do conversor, evitando a utilização de capacitores eletrolíticos. Um estudo teórico do conversor proposto é realizado através das análises qualitativa e quantitativa, nas quais são determinados os esforços de tensão e corrente nos principais componentes e também as perdas nos componentes do conversor. Um protótipo de laboratório de 51 W com tensão de entrada eficaz de 220 V é projetado e testado experimentalmente. Os resultados de simulação e experimentais são apresentados e discutidos, demonstrando a viabilidade técnica do conversor proposto. Para a condição de carga nominal o conversor apresenta rendimento de 75,3% e fator de potência de entrada de 0,996, respeitando os limites de emissão de harmônicos determinados pela norma IEC 61000-3-2. Com a aplicação do filtro LC paralelo, conectado em série com os LEDs, obtém-se ondulação de corrente de saída de aproximadamente 68%, sendo essa topologia a que apresenta melhor desempenho, entre os filtros testados, estando apta a substituir o capacitor eletrolítico de saída.

Palavras-chave: Capacitor Comutado. Correção do Fator de Potência. Eficiência Energética. Eletrônica de Potência. Iluminação Artificial.

ABSTRACT

This work presents a study and development of a switched capacitor-based converter to drive high power light emitting diodes (LEDs) fed from the main grid. Unlike to conventional constant current dc drivers, the current through LEDs is provided by a switched capacitor. The proposed converter approach differs from the traditional switched-capacitor-based one, because it uses an inductance to avoid the forced charging and discharging operation, reducing current spikes and EMI in the circuit. The proposed converter provides inherent power factor correction and it can provide isolation by capacitors. It is also proposed the use of two tuned LC filter topologies (parallel LC filter and series LC filter) to reduce the output current ripple, avoiding the use of large electrolytic capacitors. A theoretical analysis of the proposed converter is performed via quantitative and qualitative analysis, which determines the voltage and current efforts in main components and also losses in the converter. A 51 W, 220 V RMS laboratory prototype is designed and tested experimentally. Simulation and experimental results are presented and discussed demonstrating the technical feasibility of the proposed converter. At rated load, the converter features an efficiency of 75.3% and an input power factor of 0.996, while respecting emission limits of harmonics determined by IEC 61000-3-2. For the application of the parallel LC filter, connected in series with LED array, it is obtained output current ripple of approximately 68%. This topology presented better performance, between tested topologies, being able to replace the output electrolytic capacitor.

Keywords: Switched capacitor. Power Factor Correction. Energy Efficiency. Power Electronics. Artificial Lighting.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1.1 – Detalhe da recombinação e emissão de fótons em um LED quando alimentado por uma corrente direta.	32
Figura 1.2 – Percentual de iluminação a LED instalada nos EUA.	33
Figura 1.3 – Faixa aproximada da eficácia luminosa para diversas fontes de luz.	34
Figura 1.4 – (a) Modelo elétrico simplificado do LED; (b) Curva da corrente em função da tensão direta no LED.	35
Figura 1.5 – Fontes de falha em luminárias a LED.	37
Figura 2.1 – Circuitos passivos para o acionamento de LEDs de potência.	41
Figura 2.2 – Topologias usuais para o acionamento de LEDs.	42
Figura 2.3 – Diagrama conceitual de um conversor de um e dois estágios com correção ativa do fator de potência e formas de onda típicas ao longo do sistema (correntes em vermelho, tensões em azul, potências instantâneas em verde).	43
Figura 2.4 – Conversor <i>Flyback</i> sem capacitor eletrolítico com controle por injeção de harmônicos.	45
Figura 2.5 – Conversor <i>Ćuk</i> com alto fator de potência para acionar LEDs de potência.	45
Figura 2.6 – Divisão dos conversores de duplo estágio para o acionamento de LEDs.	46
Figura 2.7 – Conversor formado a partir integração do conversor <i>Boost bridgeless</i> e do conversor <i>half-bridge</i> série ressonante.	48
Figura 2.8 – Conversor CA-CC baseado no <i>Buck</i> quadrático integrado.	48
Figura 2.9 – Conversor CA-CC de dois estágios baseado no conversor <i>Flyback</i> para LEDs.	49
Figura 2.10 – Conversor <i>Flyback</i> com conversor <i>Buck/Boost</i> bidirecional em paralelo com os LEDs.	50
Figura 2.11 – Conversor com capacitor comutado proposto por MIRANDA (2012).	52
Figura 2.12 – Conversor com capacitor comutado proposto.	53
Figura 2.13 – Alternativa de isolamento através de capacitores.	55
Figura 3.1 – Circuito do conversor proposto.	57
Figura 3.2 – 1ª etapa de operação do conversor proposto.	58
Figura 3.3 – 2ª etapa de operação do conversor proposto.	59
Figura 3.4 – 3ª etapa de operação do conversor proposto.	59
Figura 3.5 – 4ª etapa de operação do conversor proposto.	60
Figura 3.6 – Formas de ondas teóricas do conversor proposto.	61
Figura 3.7 – Circuito equivalente que representa a primeira etapa de operação.	62

Figura 3.8 – Circuito equivalente que representa a segunda etapa de operação.	65
Figura 3.9 – Circuito equivalente que representa a terceira etapa de operação.....	66
Figura 3.10 – Fluxograma do algoritmo de determinação da indutância L_o	74
Figura 3.11 – Formas de onda na entrada do conversor proposto.	79
Figura 3.12 – Formas de onda teórica da componente média, alternada e corrente resultante através do LED.	81
Figura 3.13 - Fluxograma do algoritmo de determinação da indutância L_o para a operação com CFP.....	85
Figura 3.14 – Circuito equivalente do nó de saída do conversor.....	86
Figura 3.15 – Filtro LC de entrada.....	86
Figura 3.16 – Circuito equivalente para a análise da comutação suave no conversor proposto.	88
Figura 3.17 – Arranjo dos módulos de LEDs utilizados no trabalho.....	91
Figura 4.1 – Circuito esquemático utilizado na simulação do conversor.	96
Figura 4.2 – Forma de onda da corrente e da tensão sobre o vetor de LEDs.	97
Figura 4.3 – Forma de onda da tensão e corrente de entrada.	97
Figura 4.4 – Forma de onda da corrente do corrente no indutor L_o	98
Figura 4.5 – Forma de onda da tensão e corrente através do interruptor S_1	98
Figura 4.6 – Forma de onda da tensão e da corrente através do capacitor C_{s1}	99
Figura 4.7 – Forma de onda da tensão e da corrente através do capacitor C_{s2}	99
Figura 4.8 – Forma de onda da tensão e da corrente através do diodo D_5	100
Figura 4.9 – Formas de onda da corrente nos principais componentes do conversor.	101
Figura 4.10 – Intervalo de tempo da primeira etapa de operação ao longo do tempo.	103
Figura 4.11 – Linearização da curva ICE x VCE do IGBT IRGB20B60PD1.	109
Figura 4.12 – Curvas de dissipação de energia durante a comutação para o IGBT IRGB20B60PD1	110
Figura 4.13 – Distribuição das perdas nos componentes do conversor.	116
Figura 4.14 – Quantificação da potência processada no conversor.	117
Figura 4.15 – Circuito completo do conversor proposto.....	117
Figura 4.16 – Formas de onda da tensão (Ch3) e corrente (Ch2) no vetor de LEDs. (Ch2: 1 A/div., 4 ms/div.; Ch3: 20 V/div., 4ms/div.).	119
Figura 4.17 – Formas de onda da tensão (Ch1) e corrente (Ch2) na entrada do conversor (Ch1: 100 V/div., 4ms/div.; Ch2: 500 mA/div., 4 ms/div.).	120

Figura 4.18 – Análise das harmônicas de corrente do conversor operando com tensão de entrada de 220 V.	120
Figura 4.19 – Forma de onda da corrente através da indutância L_o	121
Figura 4.20 – Formas de onda da tensão e corrente através do interruptor S_2 para a baixa frequência.	121
Figura 4.21 – Detalhe da forma de onda da tensão (Ch1) e da corrente (Ch2) através do interruptor S_2 (Ch1: 200 V/div., 4 ms/div.; Ch2: 2 A/div., 4ms/div.).	122
Figura 4.22 – Formas de onda da tensão e da corrente através do capacitor comutado C_{s1} . .	123
Figura 4.23 – Detalhe da forma de onda da corrente através dos capacitores comutados C_{s1} e C_{s2}	124
Figura 4.24 – Forma de onda da tensão sobre o diodo D_6	124
Figura 4.25 – Forma de onda corrente através do diodo D_6	125
Figura 4.26 – Rendimento da estrutura em função da potência de saída e da frequência de comutação.	125
Figura 4.27 – Protótipo do conversor proposto montado.	126
Figura 4.28 – Módulo de LEDs utilizados para os testes.	126
Figura 5.1 – Formas de onda teórica da componente média, alternada e corrente resultante através do LED.	131
Figura 5.2 – Modelo simplificado da saída de um LED <i>driver</i>	132
Figura 5.3 – Capacitância de saída em função do ganho para a frequência da componente alternada.	134
Figura 5.4 – Topologia do filtro LC paralelo.	134
Figura 5.5 – Diagrama de Bode da impedância de saída Z_o	136
Figura 5.6 – Topologia do filtro LC série conectado em paralelo com os LEDs.	136
Figura 5.7 – Resposta em frequência da corrente através do LED com o filtro LC série.	137
Figura 5.8 – Lâmina EI.	140
Figura 5.9 – Indutor montado.	142
Figura 5.10 – Resposta em frequência de $Z_o(s)$ considerando a resistência do indutor.	143
Figura 5.11 – Resposta em frequência da corrente para o filtro LC série considerando a resistência do indutor.	144
Figura 5.12 – Circuito equivalente da operação do filtro LC na frequência central.	144
Figura 5.13 – Circuito utilizado para a simulação do filtro LC.	145
Figura 5.14 – Forma de onda da tensão e corrente através do LED com a aplicação do filtro LC paralelo conectado em série com os LEDs.	146

Figura 5.15 – Forma de onda da corrente através de L_f e da tensão sobre C_f (Filtro LC paralelo conectado em série com os LEDs).....	146
Figura 5.16 – Forma de onda da tensão e corrente através dos LEDs com a aplicação do filtro LC série conectado em paralelo com os LEDs.....	147
Figura 5.17 – Forma de onda da corrente através de L_f e da tensão sobre C_f (Filtro LC série conectado em paralelo com os LEDs).....	147
Figura 5.18 – Circuito utilizado para a validação experimental com a utilização dos filtros LC.	148
Figura 5.19 – Protótipo do filtro LC proposto.....	148
Figura 5.20 – Formas de onda da tensão (Ch3) e corrente (Ch4) no LED com a aplicação do filtro LC paralelo conectado em série com os LEDs (Ch3: 10 V/div., 4ms/div.; Ch4: 500 mA/div., 4 ms/div.).	149
Figura 5.21 – Forma de onda da tensão em C_f (Ch1) e da corrente em L_f (Ch4) para o filtro LC paralelo conectado em série com os LEDs (Ch1: 50 V/div., 4ms/div.; Ch4: 1 A/div., 4 ms/div.).....	150
Figura 5.22 – Formas de onda da tensão (Ch1) e corrente (Ch2) na entrada do conversor com a aplicação do filtro LC paralelo conectado em série com os LEDs (Ch1: 100 V/div., 4ms/div.; Ch2: 250 mA/div., 4 ms/div.).....	150
Figura 5.23 – Análise das harmônicas de corrente do conversor operando com tensão de entrada de 220 V e com o filtro de LC conectado em série na saída do conversor.	151
Figura 5.24 – Formas de onda da tensão (Ch3) e corrente (Ch4) no LED com a aplicação do filtro LC série conectado em paralelo com os LEDs (Ch3: 10 V/div., 4ms/div.; Ch4: 500 mA/div., 4 ms/div.).	151
Figura 5.25 – Forma de onda da tensão em C_f (Ch1) e da corrente em L_f (Ch4) para o filtro LC série conectado em paralelo com os LEDs (Ch1: 25 V/div., 4ms/div.; Ch4: 100 mA/div., 4 ms/div.).....	152
Figura S.1 – Esquema de monitoramento da tensão de entrada para o ajuste da frequência de comutação do conversor.....	157
Figura S.2 – Esquema do conversor operando em malha fechada para a regulação da corrente através dos LEDs.	158

LISTA DE TABELAS

Tabela 4.1 – Especificações e considerações de projeto do conversor.....	93
Tabela 4.2 – Valores dos esforços calculados e simulados.....	108
Tabela 4.3 – Coeficientes calculados dos polinômios.....	111
Tabela 4.4 – Dados do diodo UF4004 para o cálculo das perdas.....	112
Tabela 4.5 – Dados do diodo 1N4007 para o cálculo das perdas.....	114
Tabela 4.6 – Lista de componentes utilizados no circuito.....	118
Tabela 5.1 – Parâmetros de projeto do indutor L_f	139
Tabela 5.2 – Dados do fio AWG 22.....	140
Tabela A.1 – Parâmetros e especificações de projeto do induto L_{in}	169
Tabela A.2 – Dimensões do núcleo CNF15.....	170
Tabela A.3 – Resumo do projeto do indutor L_{in} de 1000 μ H.....	171
Tabela A.4 – Parâmetros e especificações de projeto do induto L_o	171
Tabela A.5 – Dimensões do núcleo EE/28.....	172
Tabela A.6 – Dados do fio AWG29.....	172
Tabela A.7 – Resumo do projeto do indutor L_o de 400 μ H.....	173

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica.
AWG	<i>American Wire Gauge</i> (Unidade Americana de Fios).
CA	Corrente Alternada.
CC	Corrente Contínua.
CCC	Conversor com Capacitor Comutado.
CFP	<i>Critical Flicker Fusion Frequency</i> .
CFP	Correção do Fator de Potência.
CI	Circuito Integrado.
COELCE	Companhia Elétrica do Estado do Ceará.
DOE	<i>United States Department of Energy</i> (Departamento de Energia dos Estados Unidos).
ESR	<i>Equivalent Series Resistance</i> (Resistência Série Equivalente).
HID	<i>High Intensity Discharge</i> (Lâmpadas de Descarga de Alta Intensidade).
HPS	<i>High Pressure Sodium</i> (Lâmpadas de Vapor de Sódio de Alta Pressão).
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i> .
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> (Transistor Bipolar de Porta Isolada).
LED	<i>Lighting Emitting Diode</i> (Diodo Emissor de Luz).
MCC	Modo de Condução Contínua.
MCD	Modo de Condução Descontínua.
PI	Proporcional–Integral.
PROCEL	Programa Nacional de Conservação de Energia Elétrica.
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso).
RELUZ	Programa Nacional de Iluminação Pública Eficiente.
SSL	<i>Solid State Lighting</i> (Iluminação de Estado Sólido).
TC	<i>Touch Current</i> .
VCO	<i>Voltage Controlled Oscillator</i> (Oscilador controlado por tensão).
ZCS	<i>Zero Current Switching</i> (Comutação sob Corrente Nula).

LISTA DE SÍMBOLOS

C_f	Capacitância do filtro sintonizado
C_{in}	Capacitância do filtro de entrada
C_s	Capacitância comutada equivalente
$ESR_{C_{s1}, C_{s2}}$	Resistência série equivalente dos capacitores comutados
E_{Sw_OFF}	Energia dissipada durante o desligamento
E_{Sw_ON}	Energia dissipada durante o ligamento
f_c	Frequência de corte
f_o	Frequência natural ou frequência de ressonância
f_r	Frequência de rede elétrica
f_s	Frequência de comutação dos interruptores
f_{s_borda}	Frequência de comutação de borda
$H_{Co}(s)$	Resposta em frequência da corrente do LED para o filtro capacitivo
I_{CE}	Corrente coletor-emissor
$i_{Cs1}(t), i_{Cs2}(t)$	Corrente instantânea no capacitor C_{s1} e C_{s2} respectivamente
I_{Cs1_max}, I_{Cs2_max}	Valor de corrente máxima nos capacitores comutados
I_{Cs1_rms}, I_{Cs2_rms}	Valor de corrente nos capacitores comutados
$i_{D1, D3}(t)$	Corrente instantânea nos diodos D_1 e D_3
I_{D1-D4_ef}	Valor eficaz de corrente nos diodos D_1 a D_4
I_{D1-D4_med}	Valor de corrente média nos diodos D_1 a D_4
$i_{D2, D4}(t)$	Corrente instantânea nos diodos D_2 e D_4
I_{D5-D8_ef}	Valor eficaz de corrente nos diodos D_5 a D_8
I_{D5-D8_med}	Valor médio de corrente nos diodos D_5 a D_8
I_{D5-D8_pk}	Valor máximo de corrente nos diodos D_5 a D_8
I_{f_120Hz}	Componente alternada de 120 Hz drenada pelo filtro LC de saída
I_{in}	Corrente de entrada
$i_{in}(t)$	Valor da corrente de entrada instantânea
I_{LED}	Valor médio da corrente no LED
$i_{LED}(t)$	Corrente instantânea no LED
I_{LED_120Hz}	Componente alternada de 120 Hz da corrente através do LED.
$I_{LED_CA}(t)$	Valor instantâneo da componente alternada de corrente no LED
I_{LED_med}	Valor da componente contínua de corrente no LED
I_{LED_pk}	Valor de corrente máxima no LED
I_{Lo}	Corrente através da indutância L_o
$i_{Lo}(t)$	Corrente instantânea na indutância L_o
I_{Lo_med}	Valor de corrente média em L_o

$I_{L_o_rms}$	Valor de corrente eficaz em L_o
$I_{L_{omin}}$	Valor da corrente mínima em L_o
$I_{L_{omin_max}}$	Valor máximo da corrente mínima em L_o
$I_{L_{opk}}$	Valor da corrente de pico em L_o
$I_{L_{opk_max}}$	Valor da corrente de pico máxima em L_o
I_o	Valor médio da corrente de saída
I_{O_120Hz}	Componente alternada de 120 Hz da corrente de saída
I_{pk}	Amplitude da corrente de entrada
$i_{S1}(t), i_{S2}(t)$	Corrente instantânea no interruptor S_1 e S_2
I_{S1}, I_{S2}	Corrente através do interruptor S_1 e S_2
I_{S1_max}, I_{S2_max}	Valor de corrente máxima nos interruptores
I_{S1_med}, I_{S2_med}	Valor de corrente média nos interruptores
I_{S1_rms}, I_{S2_rms}	Valor de corrente eficaz nos interruptores
L_f	Indutância do filtro sintonizado
L_{in}	Indutância do filtro de entrada
L_o	Indutância de saída
$L_{o_atribuído}$	Valor de indutância L_o atribuído
$P_{Cs1, Cs2}$	Perda nos capacitores comutados C_{s1} e C_{s2}
$P_{Cs1, Cs2_total}$	Perda total nos capacitores comutados C_{s1} e C_{s2}
P_{D1-D4_cond}	Perda por condução nos diodos da ponte retificadora de baixa frequência
P_{D1-D4_total}	Perda total diodos da ponte retificadora de baixa frequência
P_{D5-D8_cond}	Perda por condução nos diodos da ponte retificadora de alta frequência
P_{D5-D8_OFF}	Perda por comutação durante o bloqueio nos diodos de saída
P_{D5-D8_total}	Perda total diodos da ponte retificadora de alta frequência
$P_{in}(t)$	Potência instantânea de entrada
P_{out}	Valor médio de potência transferida para a saída
$P_{out}(t)$	Potência instantânea de saída do conversor
$P_{S1, S2_cond}$	Perdas por condução nos interruptores
$P_{S1, S2_cond}$	Perda por condução nos interruptores
$P_{S1, S2_total}$	Perda total nos interruptores
P_{S1_ON}, P_{S2_OFF}	Perda por comutação nos interruptores
R_{eq}	Resistência equivalente do conversor
R_{LED}	Resistência série equivalente de um LED
R_{Lf}	Resistência equivalente do indutor L_f
R_S	Resistência série equivalente
T_s	Período de comutação dos interruptores
V_{CE}	Tensão coletor-emissor

$v_{Cs1}(t), v_{Cs2}(t)$	Tensão instantânea no capacitor C_{s1} e C_{s2} respectivamente
V_{Cs1}, V_{Cs2}	Valor de tensão sobre o capacitor comutado C_{s1} e C_{s2} respectivamente
V_{Cs1_max}, V_{Cs2_max}	Valor de tensão máxima nos capacitores comutados
$V_{D1,D3}$	Valor de tensão sobre os diodos D_1 e D_3
V_{D1-D4_max}	Valor de tensão máxima nos diodos da ponte retificadora de alta frequência
V_{D1-D4_max}	Valor de tensão máximo nos diodos da ponte retificadora de entrada
V_{D5-D8_max}	Valor de tensão máximo nos diodos D_5 a D_8
V_F	Valor de tensão limiar
V_{G1}, V_{G2}	Tensão de gatilho nos interruptores S_1 e S_2 respectivamente
V_{GE}	Tensão <i>gate</i> -emissor
V_{in}	Tensão de entrada
$v_{in}(t)$	Valor da tensão de entrada instantânea
V_{inef_nom}	Tensão de entrada eficaz nominal
V_{LED}	Queda de tensão limiar em um LED
V_{Lo}	Tensão sobre a indutância L_o
V_o	Valor médio da tensão de saída
V_{pk}	Amplitude da tensão de entrada
V_{S1}, V_{S2}	Valor de tensão sobre o interruptor S_1 e S_2
V_{S1_max}, V_{S2_max}	Valor de tensão máxima nos interruptores
V_{TO}	Tensão limiar de condução
$Z_o(s)$	Impedância do filtro LC sintonizado
$\Delta I_{LED\%}$	Ondulação de corrente do LED percentual
ΔI_{Lo}	Ondulação de corrente no indutor L_o
ΔI_{Lo_calc}	Ondulação de corrente calculada em L_o
ΔI_{Lo_max}	Ondulação máxima de corrente no indutor L_o
$\Delta I_{Lo_max_calc}$	Ondulação de corrente de máxima calculada em L_o
$\Delta I_{Lo_max_ref}$	Ondulação de corrente máxima de referência em L_o
ΔI_{Lo_ref}	Ondulação de corrente de referência em L_o
$\Delta I_{Lo}(\omega t)$	Ondulação de corrente instantânea em L_o
ε	Erro
η	Eficiência do conversor
ξ	Fator de amortecimento
ω	Frequência angular da rede elétrica
ω_o	Frequência angular natural ou frequência angular de ressonância
ω_s	Frequência angular da frequência de comutação

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO GERAL	31
2 CONVERSORES CA-CC PARA O ACIONAMENTO DE LEDS DE POTÊNCIA	39
2.1 Introdução	39
2.2 Conversores passivos.....	39
2.3 Conversores ativos	42
2.3.1 <i>Conversores de estágio único</i>	44
2.3.2 <i>Conversores de duplo estágio</i>	46
2.3.2.1 <i>Conversores de duplo estágio integrado</i>	47
2.3.2.2 <i>Conversores com processamento parcial de energia</i>	48
2.4 Conversores com capacitores comutados e proposta do trabalho	51
2.5 Conclusão	56
3 ANÁLISE QUANTITATIVA E QUALITATIVA DO CONVERSOR PROPOSTO OPERANDO NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA	57
3.1 Introdução	57
3.2 Análise Qualitativa	57
3.2.1 <i>Etapas de Operação</i>	57
3.3 Análise Quantitativa	60
3.3.1 <i>Equacionamento</i>	60
3.3.2 <i>Expressões básicas no domínio do tempo</i>	68
3.3.3 <i>Cálculo da potência de saída</i>	70
3.3.4 <i>Dimensionamento da capacitância C_s</i>	72
3.3.5 <i>Determinação da indutância L_o</i>	72
3.3.6 <i>Determinação dos esforços de tensão e corrente nos componentes</i>	73
3.3.6.1 <i>Interruptores S_1 e S_2</i>	73

3.3.6.2 Capacitores comutados C_{s1} e C_{s2}	76
3.3.6.3 Indutância L_o	76
3.3.6.4 Diodos D_1 - D_4	77
3.4 Análise do conversor operando com correção do fator de potência.....	78
3.4.1 Determinação da corrente através dos LEDs.....	80
3.4.2 Dimensionamento da capacitância comutada C_s para a operação com CFP.....	82
3.4.3 Cálculo da indutância L_o para a operação com CFP.....	83
3.4.4 Dimensionamento da Capacitância C_o	84
3.4.5 Filtro de Entrada.....	86
3.5 Condições de comutação suave.....	87
3.6 Arranjo da Carga.....	90
3.7 Conclusão.....	91
4 PROJETO DO CONVERSOR PROPOSTO.....	93
4.1 Projeto do circuito de potência.....	93
4.1.1 Projeto do filtro de entrada.....	95
4.2 Simulação computacional do conversor proposto.....	96
4.3 Cálculo dos esforços nos componentes.....	100
4.3.1 Esforços no indutor L_o operando com CFP.....	103
4.3.2 Esforços nos capacitores comutados C_{s1} e C_{s2}	104
4.3.3 Esforços nos interruptores S_1 e S_2	104
4.3.4 Esforços nos diodos da ponte retificadora de alta frequência.....	105
4.3.5 Esforços nos diodos da ponte retificadora de entrada.....	106
4.4 Cálculo das Perdas.....	107
4.4.1 Perdas nos Interruptores S_1 e S_2	108
4.4.2 Perdas nos diodos da ponte retificadora de alta frequência.....	112

4.4.3 Perdas nos capacitores comutados	113
4.4.4 Perdas nos diodos da ponte retificadora de baixa frequência.....	114
4.4.5 Perdas Adicionais.....	115
4.4.6 Rendimento teórico do conversor	115
4.5 Resultados Experimentais.....	117
4.6 Conclusão	126
5 PROPOSTAS PARA A REDUÇÃO DA ONDULAÇÃO DA CORRENTE NO LED:	
APLICAÇÃO DE UM FILTRO LC SINTONIZADO	129
5.1 Introdução	129
5.2 Filtros passivos para reduzir a ondulação da corrente de saída.....	131
5.2.1 Filtro capacitivo de saída.....	132
5.2.2 Filtro LC paralelo conectado em série com os LEDs	134
5.2.3 Filtro LC série conectado em paralelo com os LEDs	135
5.3 Projeto do Filtro LC.....	138
5.3.1 Projeto físico do indutor L_f	139
5.4 Resultados de simulação e experimentais.....	145
5.5 Conclusão	153
6 CONCLUSÃO GERAL	155
SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	157
PRODUÇÃO CIENTÍFICA RESULTANTE DESSE TRABALHO	159
REFERÊNCIAS.....	161
APÊNDICES	169
A.1 Projeto físico do indutor L_{in}	169
A.2 Projeto físico do indutor L_o	171
A.2.1. Cálculo das perdas no indutor L_o	173

1 INTRODUÇÃO GERAL

Os conceitos de eficiência energética e de sustentabilidade se fazem mais presentes nos dias de hoje. Portanto, a utilização racional dos recursos energéticos é fundamental para o desenvolvimento da sociedade. As fontes de energia elétrica estão cada vez mais escassas e operando à sua carga quase máxima, devido ao consumo crescente de energia elétrica. Além da construção de novas unidades geradoras, uma possibilidade para o aumento da disponibilidade energética é através da efficientização dos sistemas consumidores de energia elétrica.

Dentre os principais alvos da eficiência energética podem-se citar os sistemas de iluminação artificial, pois eles são uma das principais cargas do sistema elétrico e apresentam grande potencial de economia de energia elétrica, além de a iluminação artificial ser fundamental para o desenvolvimento da qualidade de vida da sociedade. Segundo LI *et al.* (2009), a iluminação artificial é responsável pelo consumo de 15% a 20% da energia elétrica produzida mundialmente. Desse montante, até 3% são destinados para a iluminação pública. No Brasil, a iluminação pública corresponde a aproximadamente 3% do consumo total de energia elétrica do país, o que equivale a um consumo de 14.043 GWh/ano (EPE, 2015). Dessa maneira, se torna evidente o potencial de economia de energia elétrica resultante da efficientização dos sistemas de iluminação.

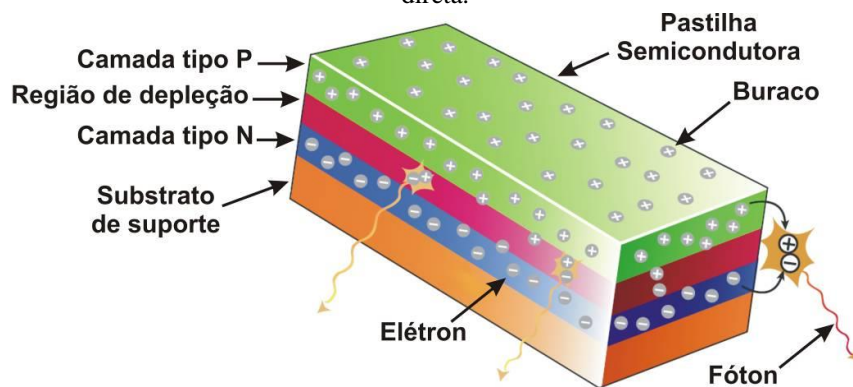
Visando medidas que contribuam com a utilização racional dos recursos naturais e da energia elétrica, o governo brasileiro idealizou em 1985 o PROCEL – Programa Nacional de Conservação de Energia Elétrica, que tem como objetivo aumentar a eficiência na cadeia de captação, transformação e consumo de energia. No campo da iluminação, em destaque a iluminação pública, o governo brasileiro lançou o programa nacional de iluminação pública (RELUZ), que visa promover o desenvolvimento de sistemas eficientes de iluminação pública, bem como a valorização noturna dos espaços públicos urbanos (MINAS E ENERGIA, 2011). Dentre as diretrizes desse programa, há o incentivo da utilização de novas tecnologias para iluminação a fim de proporcionar maior economia de energia elétrica e fortalecer o desenvolvimento tecnológico nacional.

Com a crescente preocupação com a economia de energia elétrica, a tecnologia de iluminação artificial que mais se desenvolve atualmente e já se apresenta como uma solução atrativa é a iluminação por estado sólido (SSL, do inglês *solid state lighting*) com os diodos emissores de luz (LED, do inglês *light emitting diode*). Os LEDs têm aumentado sua eficácia luminosa e reduzido seu custo significativamente, produzindo economia de energia

significativa por meio da substituição de fontes de luz menos eficientes por soluções mais eficientes, como os LEDs.

O LED é um componente eletrônico semicondutor que tem a propriedade de transformar energia elétrica em luz. Como a transformação da energia elétrica em luz ocorre na matéria, denomina-se de iluminação por estado sólido. Os LEDs são constituídos de semicondutores altamente dopados, que formam uma junção p-n. Nessa junção, no lado p predominam as lacunas (ausência de elétrons) enquanto no lado n predomina o excesso de elétrons. Quando esse cristal é polarizado diretamente, as lacunas do lado p se movem em direção ao lado n e os elétrons do lado n se movem em direção ao lado p, ou seja, as lacunas e os elétrons se movem em sentidos opostos em direção à camada de depleção. Assim, quando ocorre a recombinação dos elétrons com as lacunas injetadas na camada de depleção, há a liberação de energia na forma de fótons, que pode ser na forma de luz visível, caracterizando o fenômeno da eletroluminescência (KERN, 2004). A Figura 1.1 mostra a recombinação e a emissão de fótons no LED.

Figura 1.1 – Detalhe da recombinação e emissão de fótons em um LED quando alimentado por uma corrente direta.

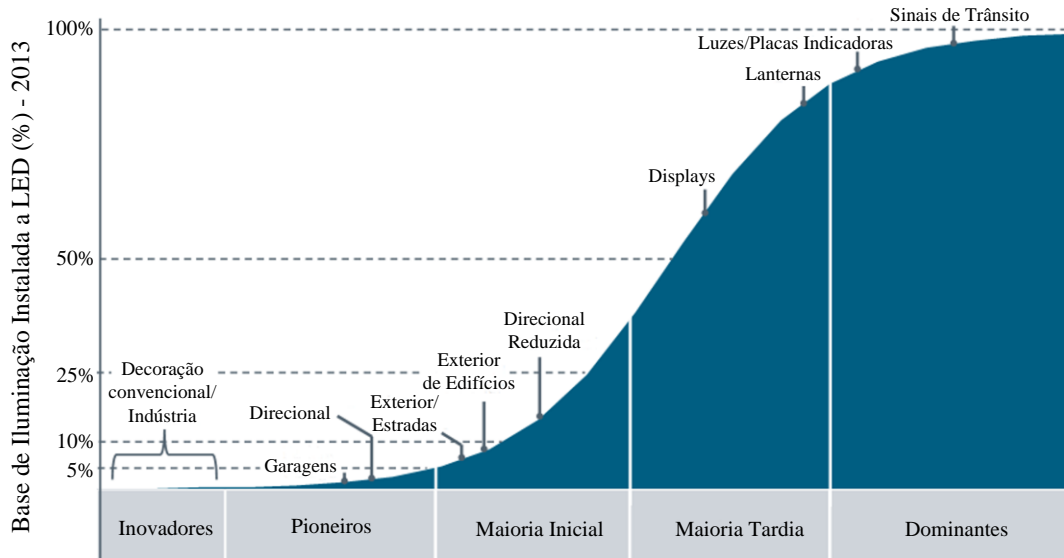


Fonte: SÁ JR. (2010).

Os LEDs já têm substituído às lâmpadas tradicionais em diversos sistemas de iluminação, incluindo semáforos, painéis luminosos, projetos arquitetônicos de iluminação e sinalização automobilística. Com os avanços na conversão de luz branca e na eficiência luminosa desses dispositivos, os LEDs já estão sendo utilizados para a iluminação de ambientes internos e externos. A Figura 1.2 apresenta a proporção da utilização dos LEDs em diversas aplicações nos Estados Unidos. Em aplicações de sinalização, os LEDs predominam, enquanto em aplicações de iluminação os LEDs já representam 10% dos dispositivos instalados. Estima-se que em torno de 50% da energia consumida no mundo em iluminação

poderiam ser poupados com a utilização de dispositivos mais eficientes, como os LEDs, representando um decréscimo de aproximadamente 10% no consumo total de energia. Dessa forma, poder-se-ia reduzir a necessidade de novas unidades de geração, preservando os recursos naturais e o meio ambiente (TSAO, 2004).

Figura 1.2 – Percentual de iluminação a LED instalada nos EUA.



Fonte: Adaptado de DOE (2014).

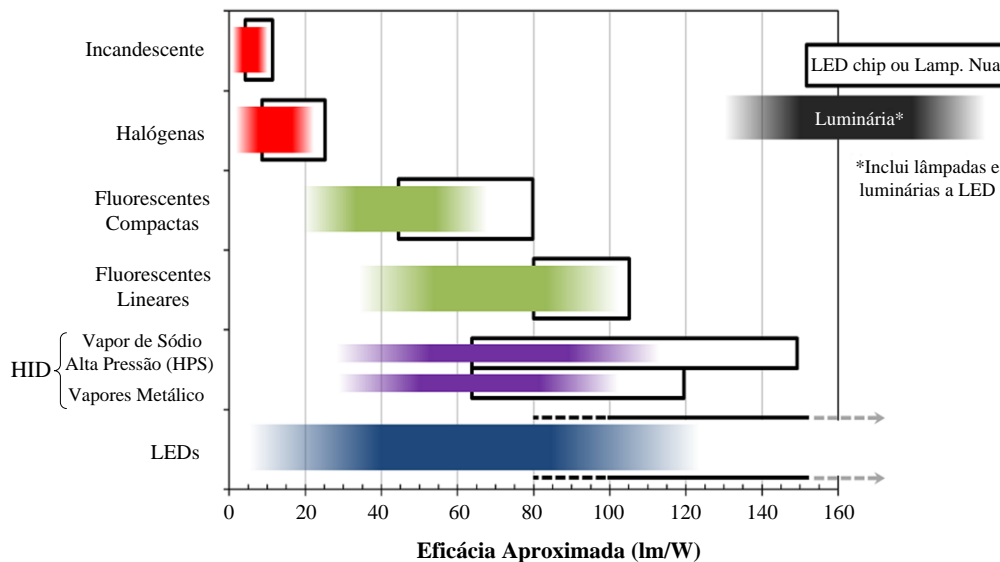
A SSL está cada vez mais presente na iluminação de ambientes devido às suas inúmeras vantagens. Os LEDs apresentam elevada eficiência luminosa, superando as lâmpadas fluorescentes, e são muito superiores às lâmpadas incandescentes. Os LEDs comerciais já apresentam eficácia luminosa entre 100 e 150 lm/W. Segundo projeções do DOE, os LEDs podem alcançar eficácia luminosa superiores 200 lm/W superando tecnologias já consolidadas, como as lâmpadas fluorescentes lineares e as compactas, de descarga e de alta intensidade (HID), as quais possuem menos oportunidade para obter melhor desempenho (DOE, 2013).

Um gráfico comparativo da eficácia dos LEDs com relação a outras tecnologias de iluminação pode ser visto na Figura 1.3. A eficácia luminosa apresentada considera o sistema completo incluindo perdas nos drivers, óticas e térmicas, e a região delimitada pelas caixas pretas mostram a eficácia das lâmpadas sem a influência da luminária propriamente dita. A eficácia luminosa dos LEDs já alcança duas das lâmpadas mais modernas e eficientes: as lâmpadas de descarga em alta pressão e há perspectivas de superá-las.

Os LEDs também apresentam vida útil elevada, podendo operar por até 50.000 h e com fluxo luminoso próximo ao nominal, reduzindo os custos com manutenção. Possuem

maior resistência mecânica, sendo mais resistentes contra impactos e vibrações, promovendo maior segurança; maior facilidade e versatilidade para realizar o controle sobre a intensidade luminosa; são ambientalmente amigáveis, pois não possuem metais pesados e também não emitem radiação ultravioleta, que pode ser prejudicial à saúde humana e também reduz a atração de insetos. Além disso, não necessitam de tempo de aquecimento para ignição e a luz gerada é direcional, o que colabora para a redução das perdas por reflexão e da poluição luminosa, proporcionando uma distribuição mais eficiente do fluxo luminoso (SÁ JR., 2010; DOE, 2012).

Figura 1.3 – Faixa aproximada da eficácia luminosa para diversas fontes de luz.



Fonte: Adaptado de DOE (2013).

Devido à distribuição luminosa mais eficiente, as luminárias a LED, que possuem fluxo luminoso de saída menor podem produzir os mesmos níveis de iluminação que luminárias com outros tipos de lâmpadas com maior consumo energético e fluxo luminoso. Essa é uma das grandes vantagens dessa nova tecnologia de iluminação. Isto sem levar em consideração a questão da resposta dinâmica do olho humano, uma vez que a luz branca produzida por luminárias LED produz uma melhor sensação de luminosidade em condições de baixa luminância, situação comum em iluminação pública (ALMEIDA, 2012; NOGUEIRA, 2013).

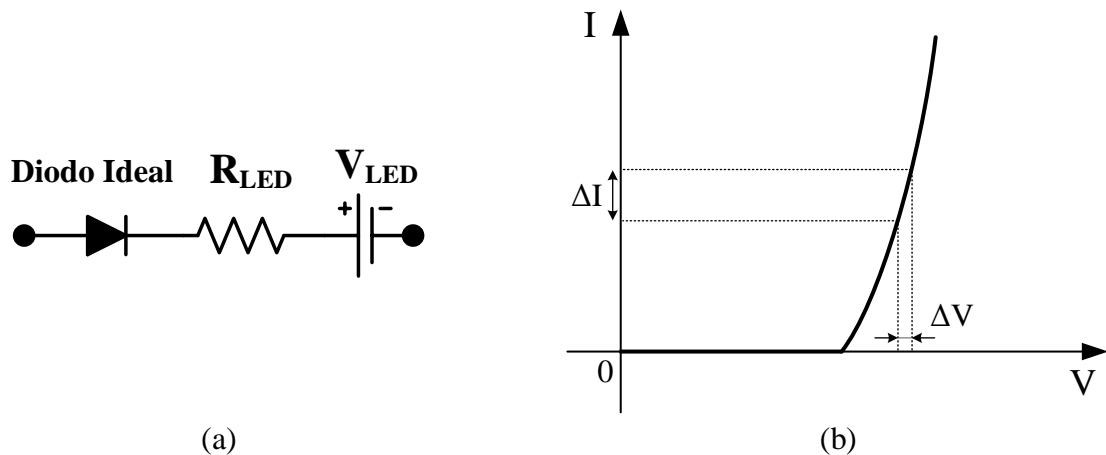
Os LEDs são inerentemente dispositivos de baixa tensão e dependendo da cor e da corrente nominal possuem tensão direta que pode variar de menos de 2 V a 4,5 V. Ao contrário da maioria dos componentes eletrônicos, os LEDs necessitam de um controle de corrente e não de tensão. Como o seu brilho é diretamente relacionado com a corrente direta

que flui no dispositivo deve-se garantir uma corrente adequada no semicondutor a fim de não danificar ou reduzir a vida útil do dispositivo.

Dado o modelo elétrico equivalente do LED, mostrado na Figura 1.4(a), que é composto por uma resistência equivalente (R_{LED}), uma fonte de tensão (V_{LED}) e um diodo ideal em série, observa-se pela Figura 1.4(b), que devido ao pequeno valor da resistência R_{LED} , pequenas variações de tensão no dispositivo provocam grandes variações de corrente. Além disso, os parâmetros de resistência e tensão dos LEDs podem variar com a temperatura de operação do semicondutor, com a corrente que passa pelo dispositivo e também podem estar sujeitos a variações paramétricas entre os LEDs de um mesmo vetor ou de componentes de diferentes fabricantes, tornando complexo o ajuste da corrente de operação nesses dispositivos (CAMPONOGARA, 2012).

Por isso, é necessário desenvolver um circuito para prover a alimentação adequada desse dispositivo. Esse circuito, também denominado de *driver*, deve ajustar a tensão e a corrente para os valores nominais do dispositivo e prover corrente média constante independente das variações em sua tensão direta (DIAS, 2012).

Figura 1.4 – (a) Modelo elétrico simplificado do LED; (b) Curva da corrente em função da tensão direta no LED.



Fonte: Próprio Autor.

De acordo com (SÁ JR., 2010), para a concepção de circuitos eletrônicos aplicados ao acionamento de LEDs devem-se considerar as seguintes características:

1. Os LEDs possuem resposta à corrente aplicada e as variações de corrente alteram suas propriedades ópticas, como consequência da rápida variação da temperatura na junção do LED;

2. Atingir elevado tempo de uso, que geralmente é limitada pela vida útil dos capacitores eletrolíticos frequentemente utilizados;
3. O *driver* frequentemente fica incorporado na luminária, o que obriga a redução das suas dimensões;
4. Dependendo da tecnologia utilizada, a corrente de pico máxima dos LEDs pode ser próxima da corrente nominal, o que obriga o uso de algum tipo de proteção ou limitação de corrente;
5. O LED de potência deve ser alimentado por fonte de corrente, pois estes LEDs podem apresentar variações na sua tensão direta, o que acarreta grandes variações de corrente quando estes são alimentados por fontes de tensão.

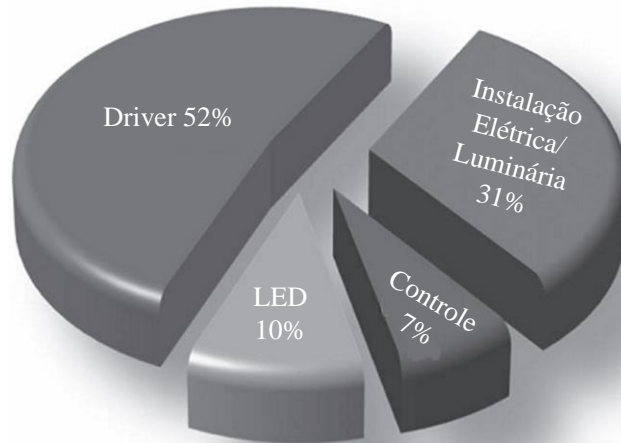
Portanto, o projeto desse conversor deve resultar em um dispositivo que seja compacto, eficiente, de baixo custo e com elevada vida útil, para que as vantagens oferecidas pelos LEDs não sejam limitadas pelo uso de um circuito de baixa qualidade. A busca por soluções eficientes e de baixo custo para ao acionamento dos LEDs de potência tem sido o foco de muitas pesquisas atualmente a fim de promover a consolidação dessa tecnologia de iluminação.

Um ponto que também tem sido foco de muitas pesquisas é a retirada ou substituição dos capacitores eletrolíticos, que são bastante comuns nos conversores de potência, por outros componentes de maior confiabilidade a fim de proporcionar maior confiabilidade aos *drivers*. Nos *drivers* ocorre a maior parte das falhas, como mostra a Figura 1.5, por isso busca-se elevar a confiabilidade dos circuitos desenvolvidos. Como a vida útil do capacitor eletrolítico é muito menor que a vida útil dos LED, a retirada ou substituição desse componente se torna atrativo, pois assim se pode usufruir por completo da vida útil do LED (ALMEIDA *et al.*, 2012; YANG *et al.*, 2014).

Portanto este trabalho tem como objetivo propor um conversor para acionar LEDs de potência a fim de ser aplicado na iluminação pública, que realize a correção do fator de potência (CFP) e atenda à norma IEC 61000-3-2. Propõe-se também a substituição do capacitor eletrolítico de saída do conversor por um filtro LC, que utiliza capacitores de poliéster a fim de elevar a vida útil e a confiabilidade do conversor proposto. Dessa forma, pretende-se aproveitar as vantagens já citadas dos LEDs no sistema de iluminação, proporcionando um sistema com maior eficiência e qualidade. O conversor é proposto para

ser alimentado a partir da rede elétrica com tensão de entrada eficaz de 220 V e frequência de 60 Hz. A seguir é apresentada a descrição dos outros capítulos presentes neste trabalho.

Figura 1.5 – Fontes de falha em luminárias a LED.



Fonte: Adaptado de COLE; CLAYTON e MARTIN (2015).

O capítulo 2 apresenta a revisão bibliográfica sobre o estado da arte das topologias aplicadas ao acionamento de LED, que são alimentadas a partir da rede elétrica de baixa tensão. Por fim é apresentada a topologia proposta a ser estudada nesse trabalho.

O capítulo 3 apresenta o estudo teórico do conversor por meio das análises qualitativa e quantitativa do conversor com capacitor comutado proposto, apresentando a descrição completa das etapas de operação do conversor e suas principais características.

O capítulo 4 apresenta o projeto do conversor proposto, bem como o cálculo dos esforços de tensão e corrente e a análise das perdas no conversor. Neste capítulo também é realizada a validação do funcionamento do conversor através de resultados de simulação e experimentais.

O capítulo 5 apresenta a proposta para a utilização de filtros LC sintonizados. São avaliadas duas topologias de filtro LC: filtro LC paralelo e LC série. O projeto dos filtros e os resultados de simulação e experimentais são apresentados e discutidos, mostrando a viabilidade técnica da proposta.

Por fim, são apresentadas as conclusões gerais acerca do conversor proposto e sugestões para trabalhos futuros relacionados ao desenvolvimento desta pesquisa.

2 CONVERSORES CA-CC PARA O ACIONAMENTO DE LEDS DE POTÊNCIA

2.1 Introdução

A alimentação dos LEDs através de conversores que podem ser conectados diretamente à rede elétrica é útil para a maioria das aplicações de iluminação e em especial para iluminação pública, na qual as luminárias são alimentadas pela rede de distribuição secundária, com exceção de luminárias autônomas (ALMEIDA, 2012).

Esses sistemas de iluminação conectados à rede devem atender requisitos mínimos de qualidade de energia. A resolução nº 414 da ANEEL (Agência Nacional de Energia Elétrica), em seu artigo 95, determina para as instalações de unidades consumidoras um fator de potência mínimo no valor de 0,92 (ANEEL, 2010). Ainda, a nível nacional, a concessionária local, a COELCE (Companhia Elétrica do Estado Ceará) por meio da NT 007/2012 (COELCE, 2015), que trata do fornecimento de energia elétrica para iluminação pública exige a utilização de reatores (*drivers*) com alto fator de potência, com fator de potência mínimo de também 0,92. Também há as regulamentações internacionais, como a norma IEC 61000 parte 3-2 (IEC, 2009), que possui bastante relevância, sendo um padrão internacional, a qual estabelece limites máximos para as componentes harmônicas da corrente de entrada de equipamentos de iluminação, que a norma denomina de equipamentos classe C.

Portanto, é desejável que além de prover o acionamento adequado dos LEDs, esses conversores atendam os requisitos mínimos de qualidade de energia. Os conversores para o acionamento de LEDs podem ser divididos em topologias passivas, as quais não possuem interruptores controlados e em topologias ativas, que além de possuírem interruptores controlados, também possuem circuito de controle da corrente.

Neste capítulo é apresentado um breve estudo das principais topologias e *drivers* para acionamento de LEDs a partir da rede elétrica explorados na literatura. As topologias recentes de conversores passivos e ativos são apresentadas e por fim é introduzida a topologia proposta a ser estudada nesse trabalho.

2.2 Conversores passivos

A grande vantagem dos conversores passivos para LEDs está na sua simplicidade, pois não há componentes ativos ou circuitos de controle. Apesar de prover confiabilidade,

longo tempo de vida útil e não utilizarem capacitores eletrolíticos, esses conversores são pouco utilizados (NOGUEIRA, 2013). CHEN; LI e HUI (2010) propõem o estudo de quatro conversores passivos para o acionamento de LEDs. As topologias apresentadas são predominantemente indutivas e apresentam corrente de saída com baixa ondulação.

A Figura 2.1 apresenta os quatro conversores passivos estudados em (CHEN; LI; HUI, 2010). Foram utilizados 16 LED *Sharp* LEDs (modelo GW5BWC15L02) conectados em série, totalizando uma carga de 50 W. A estrutura básica da topologia passiva é composta basicamente por uma indutância na entrada, um retificador de onda completa, um filtro de tensão, um filtro de corrente e, por fim, a carga de LEDs.

A indutância presente na entrada atua como filtro para a redução do conteúdo harmônico da corrente de entrada e para a redução da sensibilidade da potência de saída quanto a variações da tensão de entrada.

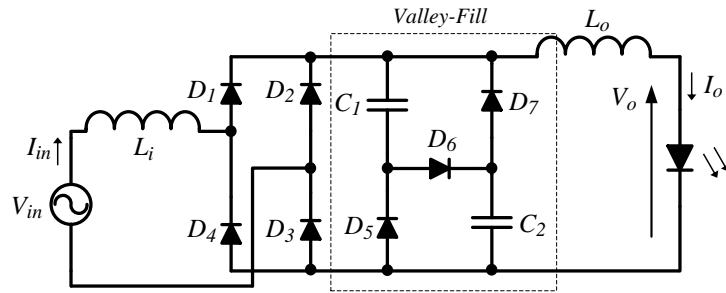
Após o estágio de retificação é utilizado um filtro de tensão, que tem como objetivo reduzir a ondulação da tensão retificada, contribuindo também para a redução do tamanho do filtro de corrente na saída. Os filtros de tensão utilizados nos conversores são: o circuito *Valley-Fill*, o circuito *Valley-Fill* modificado e um simples capacitor de suavização, que são apresentados na Figura 2.1.

Portanto, como a tensão aplicada aos LEDs já possui ondulação reduzida, devido ao filtro de tensão, utiliza-se o filtro de corrente para amenizar a ondulação de baixa frequência da corrente através dos LEDs. As duas configurações de filtro de corrente mostradas são: uma simples indutância e um circuito de cancelamento de ondulação. O circuito de cancelamento de ondulação funciona da seguinte maneira: seja uma corrente contínua I_1 com ondulação CA, que devido à ação do transformador induzirá uma corrente I_2 com fase oposta. Como a corrente de saída I_O é a soma das duas correntes, I_1 e I_2 , a ondulação CA é minimizada, resultando em uma corrente, em teoria, sem ondulação.

O estudo realizado por (CHEN; LI; HUI, 2010) apresentou uma relação entre a distorção da corrente de entrada e a ondulação na corrente de saída. Para as topologias com baixa distorção na corrente de entrada foram obtidas correntes de saída com ondulação de baixa frequência mais elevadas. Já as topologias com menores ondulações de baixa frequência na corrente de saída apresentaram correntes de entrada com maiores distorções.

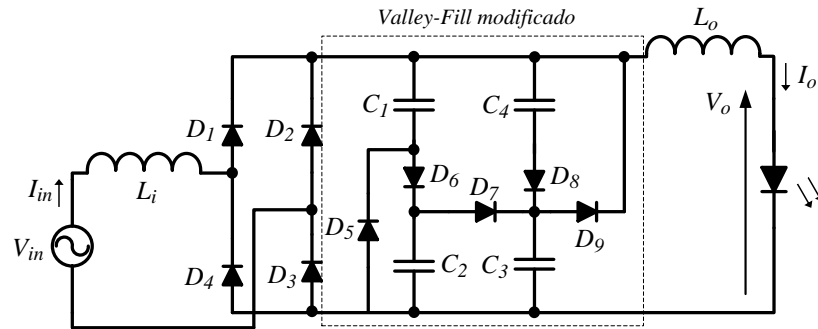
Esses conversores apresentaram eficiência entre 91,8% e 93,6%, porém como os filtros indutivos são projetados para a baixa frequência, eles apresentam magnéticos bastante

Figura 2.1 – Circuitos passivos para o acionamento de LEDs de potência.



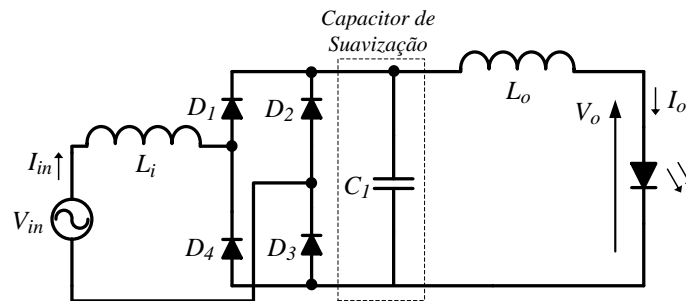
(a) - Circuito 1 – Conversor com Valley-Fill.

($L_i=1,47\text{H}$, $C_1=C_2=20\mu\text{F}$, $L_o=1,9\text{H}$)



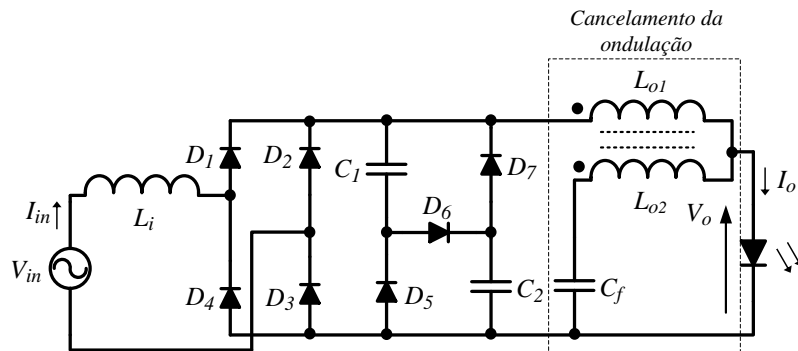
(b) - Circuito 2 – Conversor com Valley-Fill modificado.

($L_i=1,47\text{H}$, $C_1=C_4=10\mu\text{F}$, $C_2=C_3=20\mu\text{F}$, $L_o=1,9\text{H}$)



(c) - Circuito 3 – Conversor sem o circuito Valley-Fill.

($L_i=1,47\text{H}$, $C_1=40\mu\text{F}$, $L_o=1,9\text{H}$)



(d) - Circuito 4 – Conversor utilizando o circuito Valley-Fill e o circuito de cancelamento da ondulação.

($L_i=1,47\text{H}$, $C_1=C_2=20\mu\text{F}$, $C_f=20\mu\text{F}$, $L_{o1}=L_{o2}=2,1\text{H}$)

Fonte: Adaptado de CHEN; LI e HUI (2010).

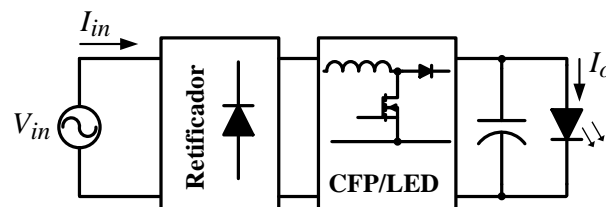
volumosos e pesados, por exemplo, para o circuito 1 (Figura 2.1a) é utilizado um indutor de 1,9 H para que se obtenha baixa ondulação de corrente. Contudo, a corrente através dos LEDs pode ser aumentada ou diminuída para as variações da tensão de entrada.

2.3 Conversores ativos

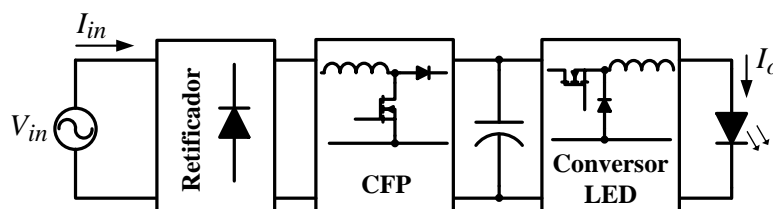
Os conversores ativos podem operar com malha de controle da corrente através dos LEDs, o que garante a regulação da corrente dentro dos valores estabelecidos e podem prover maior versatilidade para operação com outros valores de tensão de entrada. Devido à operação em alta frequência é possível reduzir o volume dos elementos magnéticos no circuito, sendo essas, as grandes vantagens das topologias ativas. Os conversores ativos geralmente são baseados nas topologias básicas dos conversores estáticos: *Buck*, *Boost*, *Buck-Boost*, *Ćuk*, *Sepic* e *Zeta*.

Para o acionamento dos LEDs de potência podem-se utilizar topologias com um, dois ou até três ou mais estágios, sendo cada estágio formado por um conversor. Normalmente as topologias com um e dois estágios são mais utilizadas e mais abundantes na literatura. A Figura 2.2 apresenta a estrutura básica da topologia com um e dois estágios.

Figura 2.2 – Topologias usuais para o acionamento de LEDs.



(a) Topologia de único estágio.



(b) Topologia de dois estágios.

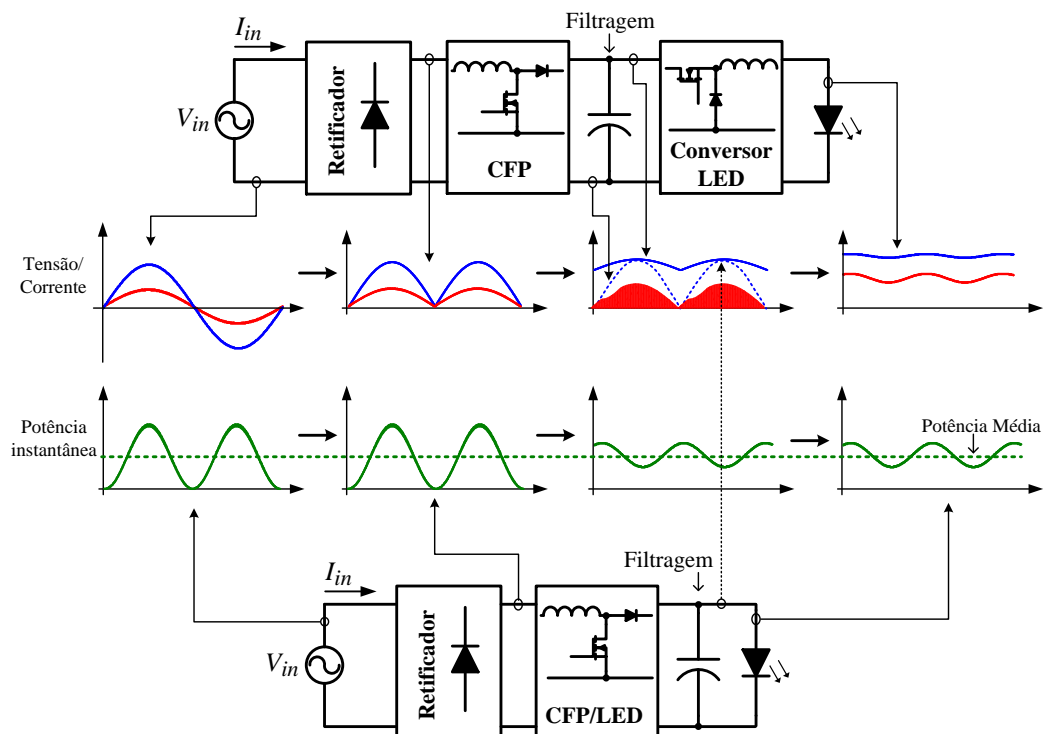
Fonte: Próprio autor.

As topologias de estágio único utilizam um conversor, que realiza todo o processamento de energia para a correção do fator de potência e o acionamento do LED. As topologias com dois estágios geralmente utilizam dois conversores cascadeados operando

independentemente. Um estágio realiza correção do fator de potência e o segundo estágio realiza o controle da corrente e da potência nos LEDs. As topologias de dois estágios também possuem outras variações: topologias com duplo estágio integrado e topologias com processamento parcial da energia (ALMEIDA, 2012; CAMPONOGARA, 2012).

Como esses conversores são alimentados a partir da rede elétrica de 60 Hz, por exemplo, a flutuação da potência instantânea da entrada, que ocorre na frequência de 120 Hz (dobro da frequência da rede de 60 Hz) se manifesta como ondulação de corrente de 120 Hz na saída do conversor. Portanto, para compensar o desbalanceamento de potência entre a entrada e a saída do conversor, geralmente recorre-se à utilização de capacitores de elevada capacitância, usualmente capacitores eletrolíticos. Desse modo, entrega-se ao LED potência instantânea quase constante, reduzindo a ondulação de corrente na saída do conversor, como exemplificado na Figura 2.3.

Figura 2.3 – Diagrama conceitual de um conversor de um e dois estágios com correção ativa do fator de potência e formas de onda típicas ao longo do sistema (correntes em vermelho, tensões em azul, potências instantâneas em verde).



Fonte: Adaptada de ALMEIDA (2012).

Contudo, como os capacitores eletrolíticos tendem a ter vida útil menor que a do LED, o tempo de vida desses conversores são reduzidos, especialmente em temperaturas mais elevadas, como é o caso de *drivers* aplicados na iluminação pública. Esse componente

também realiza todo o balanço energético. Dessa forma, o capacitor fica submetido a maiores esforços de tensão e corrente, o que tende a acentuar sua degradação. Portanto, é preferível a utilização de capacitores de filme de polipropileno metalizado, que possuem vida útil estimada de até 200.000 horas (TDK, 2012). Porém, esses capacitores possuem capacitâncias muito menores em comparação ao mesmo espaço físico dos capacitores eletrolíticos, sendo necessária a associação de vários elementos para se atingir o mesmo efeito.

Portanto, para equiparar o tempo de vida útil dos reatores eletrônicos ao dos LEDs de potência, justifica-se a eliminação dos capacitores eletrolíticos do circuito. Porém, a utilização de menores elementos de armazenamento implicam no aumento da ondulação de corrente na saída. Assim, projetar um conversor para acionar LEDs com alto fator de potência e que não utilize capacitores eletrolíticos e ao mesmo tempo proporcione corrente com ondulação reduzida requer soluções criativas.

2.3.1 Conversores de estágio único

Topologias de estágio único são consideradas soluções mais simples. Geralmente implicam em menores custos quando comparados a soluções com maior quantidade de estágios (MENDONÇA, 2014).

O conversor *Flyback*, versão isolada do conversor *Buck-Boost*, frequentemente é adotado em aplicações de iluminação. Esse conversor é bastante difundido, principalmente por existirem várias soluções de circuito integrado com o interruptor de potência incorporado. Este conversor também apresenta um menor custo para aplicações de baixa potência (SÁ JR., 2010).

Em publicações mais recentes, o emprego desse conversor pode ser visto, por exemplo, em CHUANG *et al.* (2010), XIE; LAN e ZHAO (2012), WANG; WU e PENG (2012), HU *et al.* (2012) e ALMEIDA; SOARES e BRAGA (2012). Contudo, essas topologias utilizam capacitores eletrolíticos na saída do conversor, o qual se deseja evitar a utilização, para reduzir a ondulação de baixa frequência na corrente através dos LEDs.

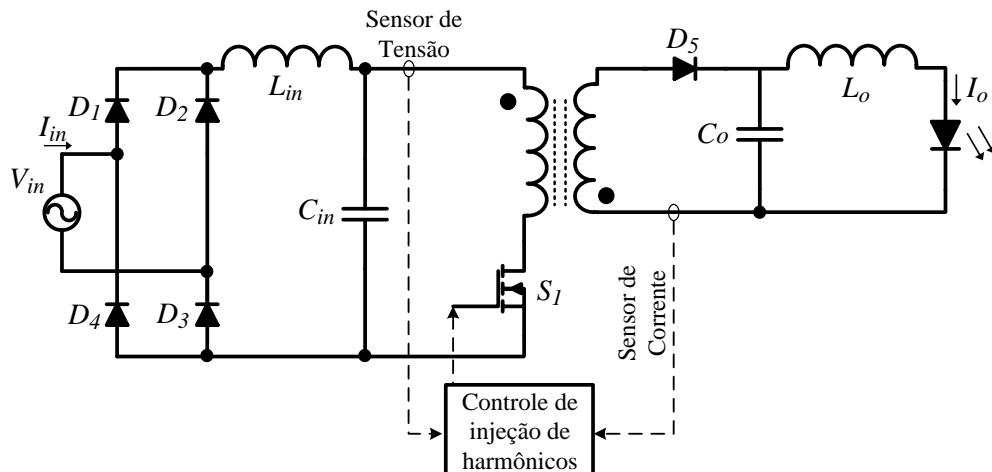
Soluções com estágio único sem o capacitor eletrolítico são apresentadas em WANG *et al.* (2010), (SOARES *et al.*, 2012), LAM e JAIN (2013) e RYU *et al.* (2011).

Em WANG *et al.* (2010) propõe-se uma técnica de injeção de harmônicas (terceira e a quinta harmônica) na malha de corrente para reduzir o fator de crista da corrente no módulo de LED. A Figura 2.4 mostra a topologia proposta. Essa proposição alcançou um

fator de potência de 0,90 e garantiu um fator de crista de 1,34 na corrente através do LED reduzindo a ondulação da corrente de saída. O filtro formado pela capacitância e a indutância na saída do conversor é utilizado para atenuar as harmônicas de alta frequência.

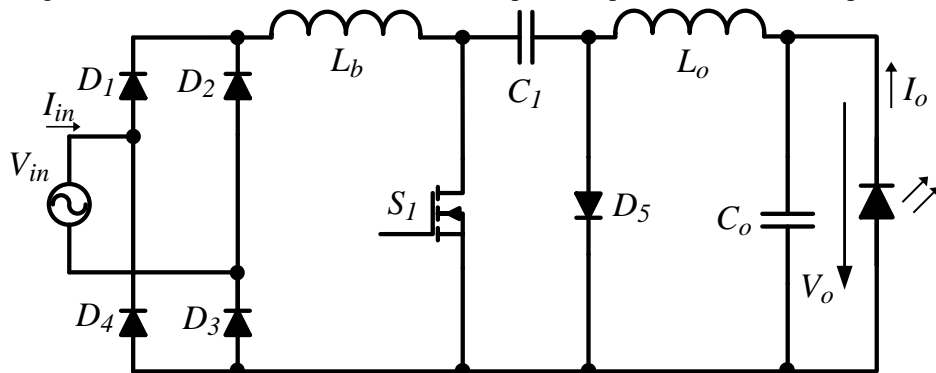
SOARES *et al.* (2012) propõe a utilização do conversor *Cuk*, que opera com alto fator de potência para o acionamento de LEDs, como mostrado na Figura 2.5. O capacitor eletrolítico na saída foi substituído por um capacitor de polipropileno de 45 μF a fim de elevar a vida útil do conversor, porém resulta em uma ondulação de baixa frequência na corrente de saída mais elevada. Foi obtida ondulação de corrente de aproximadamente 55%, que segundo os autores não prejudica o desempenho fotométrico do LED, o que justifica a substituição do capacitor eletrolítico por outro de menor capacitância.

Figura 2.4 – Conversor *Flyback* sem capacitor eletrolítico com controle por injeção de harmônicos.



Fonte: Adaptado de WANG *et al.* (2010).

Figura 2.5 – Conversor *Cuk* com alto fator de potência para acionar LEDs de potência.

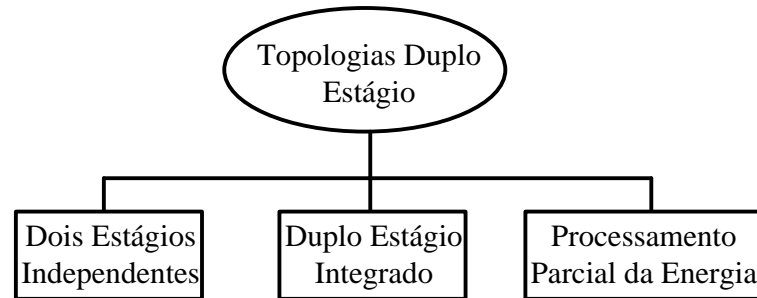


Fonte: Adaptado de (SOARES *et al.*, 2012).

2.3.2 Conversores de duplo estágio

As topologias de duplo estágio podem ser divididas em estruturas com dois estágios independentes, estruturas de duplo estágio integrado e estruturas com processamento parcial da energia, conforme mostra a Figura 2.6.

Figura 2.6 – Divisão dos conversores de duplo estágio para o acionamento de LEDs.



Fonte: Próprio Autor.

As topologias convencionais de dois estágios independentes, que fazem ligação em série dos conversores básicos, geralmente utilizam capacitores eletrolíticos conforme explicado anteriormente. Como exemplo, cita-se (CHENG *et al.*, 2011), (XIE *et al.*, 2011) e (SHRIVASTAVA; SINGH, 2012).

Para evitar a utilização do capacitor eletrolítico, permite-se a elevação da ondulação de baixa frequência na saída do primeiro estágio, diminuindo o capacitor utilizado. Assim, o segundo estágio atua para minimizar essa ondulação e alimentar o LED como realizado em (ZHANG; NI; YU, 2013) e (ARIAS *et al.*, 2012).

Em ZHANG; NI e YU (2013), os autores propuseram um conversor de dois estágios conectados em série, sendo o primeiro estágio para a correção do fator de potência um conversor *Boost*, utilizando capacitores de filme, e para o segundo estágio de acionamento dos LED um conversor *Forward* com dois interruptores. Assim, os autores propõem técnicas de controle para o conversor do segundo estágio a fim de reduzir a ondulação de baixa frequência e o fator de crista da corrente de saída. As técnicas propostas foram: injeção de harmônicos, acionamento por onda quadrada e por onda quadrada sem o nível zero, implementadas através da malha de corrente do segundo conversor. Em ARIAS *et al.* (2012) é realizado um sistema semelhante. Porém, como segundo estágio, é utilizado um conversor *half-bridge* com acionamento assimétrico. Para amenizar a ondulação de baixa frequência os

autores propõem uma malha de controle *feed-forward* que somente é apresentada em (ARIAS *et al.*, 2013).

Um revés das topologias com dois estágios independentes é a possível diminuição da eficiência global do sistema, pois a eficiência global é o produto da eficiência de cada estágio de processamento. Assim, a maximização da eficiência de ambos os estágios é fundamental para esse tipo de solução.

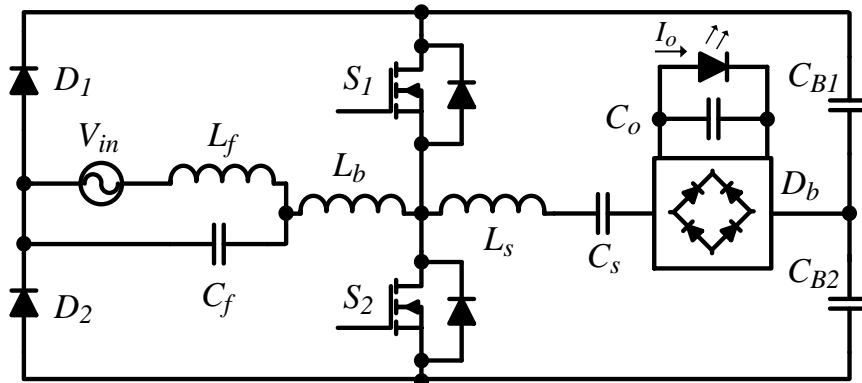
2.3.2.1 Conversores de duplo estágio integrado

Com a finalidade de reduzir o número de interruptores ativos e simplificar o controle das estruturas, a integração de conversores se apresenta como solução intermediária entre os acionamentos de único estágio e o de dois estágios. Porém, há restrições de esforços nos componentes, que devem ser analisados, pois a integração de conversores pode elevar os esforços de tensão e/ou corrente nos componentes do conversor (MARCHESAN, 2007). Diversas topologias de dois estágios têm sido criadas para o acionamento de LEDs, as quais podem ser citadas (ALONSO *et al.*, 2012a), (ALMEIDA *et al.*, 2012), (ALMEIDA *et al.*, 2015), (SICHIROLLO; ALONSO; SPIAZZI, 2015) e (ALONSO *et al.*, 2012b), o qual apresenta uma família de conversores integrados alimentados a partir da rede elétrica para o acionamento de LEDs.

Uma das características interessantes dessas topologias é a possibilidade da redução das capacitâncias de armazenamento, evitando o uso de capacitores eletrolíticos, além da correção natural do fator de potência, variação da intensidade luminosa e possibilidade de entrada universal (ALMEIDA, 2012; CAMPONOVARA, 2012).

Entre os trabalhos citados acima, ALMEIDA *et al.* (2015) propôs um conversor para acionamento de LEDs de 100 W, formado a partir da integração do conversor *Boost bridgeless* e do conversor *half-bridge* série ressonante, como mostrado na Figura 2.7. O conversor apresentou fator de potência de 0,977, distorção harmônica de corrente de 20,4% e utilizou capacitores de filme metalizado para o barramento CC. Para a potência nominal, o conversor apresentou rendimento de aproximadamente 92% e ondulação de corrente de 52%.

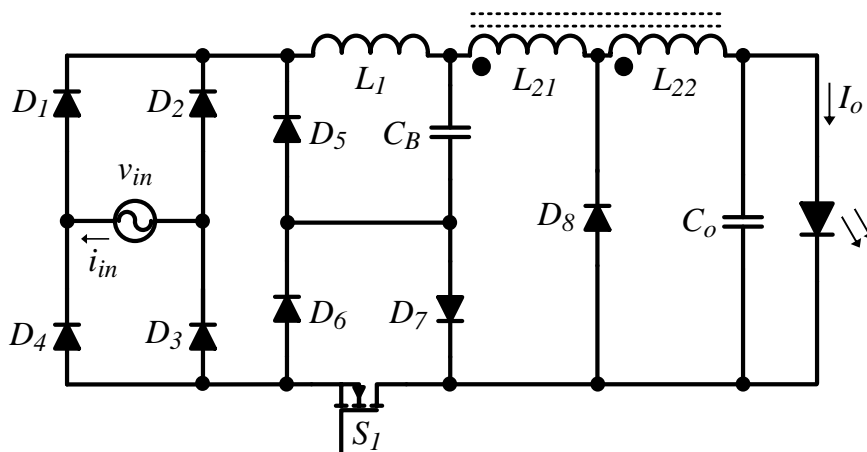
Figura 2.7 – Conversor formado a partir integração do conversor *Boost bridgeless* e do conversor *half-bridge* série ressonante.



Fonte: Adaptado de ALMEIDA *et al.* (2015).

Em SICHIROLLO; ALONSO e SPIAZZI (2015), os autores propuseram um conversor baseado na integração de dois conversores *Buck*, resultando no conversor CA-CC integrado *Buck* quadrático, que é apresentado na Figura 2.8. Essa topologia atingiu rendimento de aproximadamente 85% para a carga nominal e fator de potência de 0,92. Esse conversor também possibilita a redução das capacitâncias de filtro, permitindo a utilização de capacitores com vida útil mais elevada.

Figura 2.8 – Conversor CA-CC baseado no *Buck* quadrático integrado.



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

2.3.2.2 Conversores com processamento parcial de energia

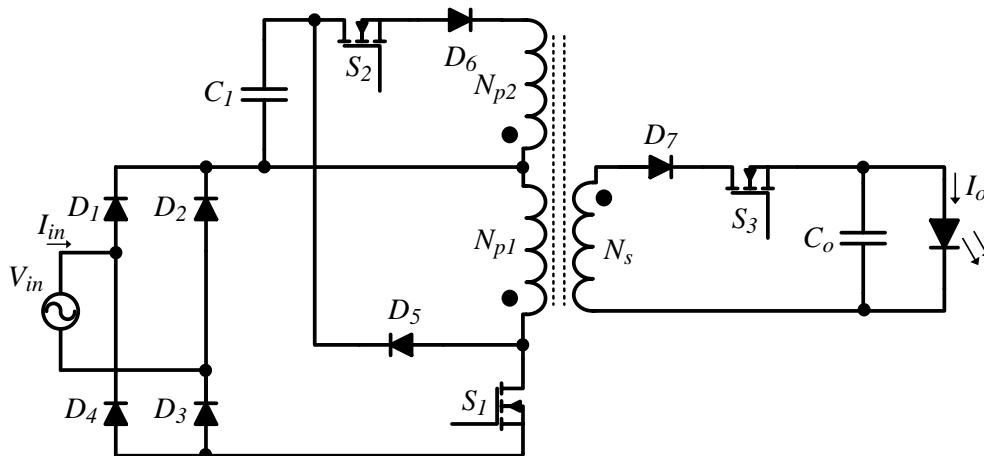
Os conversores com processamento parcial de energia aplicado a LEDs têm o intuito de realizar a compensação da ondulação de baixa frequência proveniente da diferença entre a potência de entrada e a potência de saída do conversor. Além do estágio de controle da

potência nos LEDs, há um estágio de processamento que é encarregado de absorver a componente CA da potência de saída, restando apenas a componente contínua para os LEDs. Dessa forma, o LED é alimentado com corrente contínua e com ondulação de baixa frequência reduzida, evitando a utilização de capacitores eletrolíticos (capacitâncias elevadas).

Entre as soluções encontradas na literatura, CHEN e HUI (2012) propuseram o conversor mostrado na Figura 2.9. O interruptor S_1 opera com ciclo de trabalho constante realizando a correção do fator de potência. Já os interruptores S_2 e S_3 operam de maneira a compensar a variação da potência de entrada, por meio da carga e da descarga do capacitor C_1 , e manter a corrente de saída constante sem a utilização de capacitores eletrolíticos. A estrutura apresenta um fator de potência de até 0,99, com rendimento de 75 a 80% dependendo das condições de operação, porém apresenta uma técnica de controle complexa.

Um princípio semelhante é apresentado em ZHANG e JIN (2014). Os autores inserem um conversor ponte completa em um enrolamento auxiliar do conversor *Flyback*. Assim, esse conversor ponte completa armazena a diferença de potência entre a entrada e a saída em uma capacitância auxiliar de valor reduzido. Durante a operação, ora o capacitor auxiliar armazena energia, ora ele transfere energia para a carga, reduzindo a ondulação da corrente de saída.

Figura 2.9 – Conversor CA-CC de dois estágios baseado no conversor *Flyback* para LEDs.



Fonte: Adaptado de CHEN e HUI (2012).

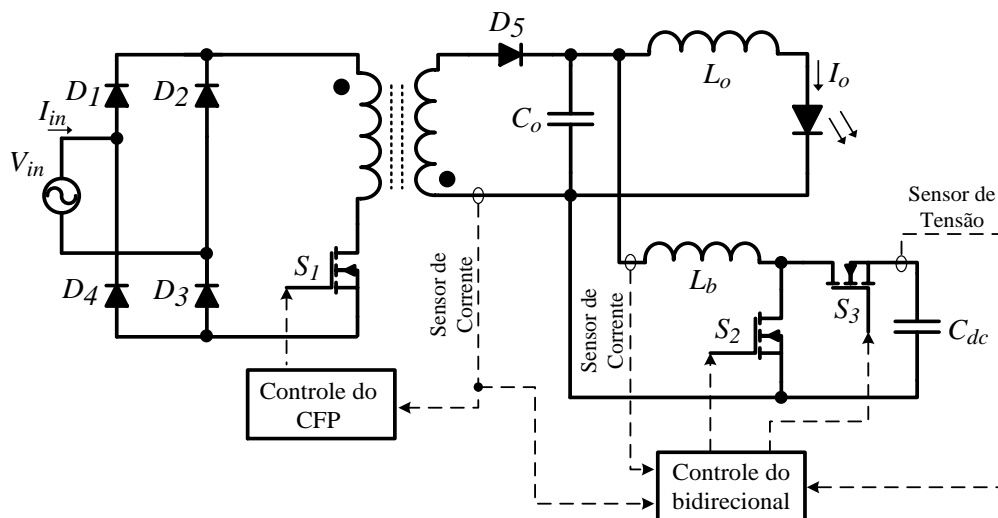
Outras soluções propõem a utilização de um conversor bidirecional em paralelo com a carga, como proposto por (WANG *et al.*, 2012), (YANG *et al.*, 2014), (FANG *et al.*, 2013) e (HU; ZANE, 2011).

A Figura 2.10 apresenta o conversor proposto por (WANG *et al.*, 2012). A estrutura é composta por um conversor *Flyback* e um conversor *Buck/Boost* bidirecional em

paralelo com a carga. O conversor bidirecional opera como um filtro ativo a fim de atenuar a ondulação de baixa frequência. O controle do conversor *Flyback* é realizado obtendo-se o valor médio da corrente do secundário do transformador e comparando com o valor de referência da corrente de saída. Para produzir a corrente CC sem ondulação nos LEDs, a corrente de entrada do conversor bidirecional deve ser igual à segunda harmônica da corrente dos LEDs. Assim, a componente de segunda ordem é extraída, a partir da corrente do secundário do transformador, e somada com o sinal de controle da malha de tensão do capacitor do conversor bidirecional. Então, esse sinal é comparado com a corrente de entrada do conversor bidirecional, formando o sinal de controle utilizado na modulação PWM.

Em YANG *et al.* (2014) é utilizada a mesma estrutura de (WANG *et al.*, 2012), porém os autores propõe uma técnica de controle *feed-forward* para o conversor bidirecional a fim minimizar mudanças na ondulação e no valor de corrente nos LEDs quanto a variações da tensão de entrada e da carga.

Figura 2.10 – Conversor *Flyback* com conversor *Buck/Boost* bidirecional em paralelo com os LEDs.



Fonte: Adaptado de WANG *et al.* (2012).

De modo geral, as topologias com duplo estágio de processamento tendem a apresentar dimensões físicas maiores quando comparadas às soluções de estágio único, o que eleva seu peso, e possivelmente seu custo. Apesar de oferecerem mais versatilidade para a substituição do capacitor eletrolítico, as estruturas com processamento parcial de energia apresentadas necessitam de técnicas de controle mais rebuscadas, que dificultam a sua implementação. Desse modo, quando se deseja soluções que agreguem menor custo e

simplicidade topologias de estágio duplo se tornam menos competitivas do que as soluções de único estágio.

2.4 Conversores com capacitores comutados e proposta do trabalho

Os conversores com capacitor comutado (CCC), também chamados de *charge-pump*, têm recebido bastante atenção, principalmente porque empregam apenas interruptores e capacitores, proporcionando peso e volume reduzido, com conseqüente aumento da densidade de potência (SÀ JR. *et al.*, 2013).

O princípio de funcionamento do CCC é baseado na transferência de energia dos capacitores comutados para a carga através do controle do processo de carregamento e descarregamento dos mesmos. A vantagem do CCC convencional consiste na ausência de dispositivos magnéticos, o que resulta na redução de peso e volume, sendo possível até mesmo a aplicação em circuitos integrados. Embora estes apresentem características positivas em relação aos conversores tradicionais, a corrente de entrada é pulsada, o que introduz interferência eletromagnética por condução e os interruptores devem ser sobredimensionados, a fim de lidar com a curta duração do esforço de carregamento instantâneo dos capacitores, que ocasiona picos de corrente bastante elevados. Contudo, esse problema pode ser minimizado através de um grande capacitor na entrada para amortecimento temporário para os picos de corrente, porém o tamanho geral do conversor será aumentado (CHUNG; O; IOINOVICI, 1996).

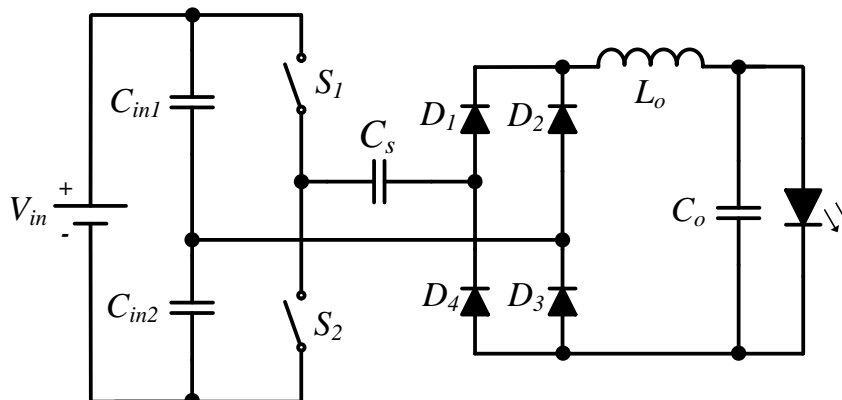
As principais perdas dos conversores CCC são causadas pelas resistências intrínsecas e pela comutação dos interruptores, devido aos elevados picos de corrente provenientes da operação dos capacitores comutados. A elevação da frequência de comutação aumenta a interação das indutâncias parasitas nos circuitos. Dessa forma, a interação das indutâncias parasitas podem diminuir os picos de corrente no circuito e auxiliar a comutação dos interruptores, melhorando a eficiência do conversor. Porém, tais elementos passam a ser mais significativos em frequências de comutação bastante elevadas (faixa dos *megahertz*), algo ainda incomum em conversores de potência. Assim, com a inserção de uma pequena indutância esses benefícios podem ser alcançados (YEUNG *et al.*, 2004; IOINOVICI *et al.*, 2007).

Dessa forma, diferente dos conversores com capacitores comutados propostos em (IOINOVICI, 2001), (KIMBALL; KREIN, 2005) e (SEEMAN; SANDERS, 2008), em

(MIRANDA, 2012) é proposto um conversor CC-CC para acionar LEDs de potência baseado nos conversores com capacitor comutado, porém com a adição de uma indutância, conforme apresentado na Figura 2.11. A indutância inserida auxilia o processo de carregamento e descarregamento dos capacitores evitando que essa operação seja forçada, reduzindo assim os esforços e os picos de corrente e, conseqüentemente, a interferência eletromagnética.

A indutância L_o permite a completa carga e descarga do capacitor comutado C_s . A energia armazenada em C_s é transferida para a carga e os interruptores operam de forma complementar. O indutor L_o opera no modo de condução descontínua (MCD), possibilitando um indutor com menor volume. A operação em MCD possibilita que os interruptores S_1 e S_2 entrem em condução com corrente nula e, como o capacitor C_s tem sua carga e descarga completa, os interruptores também bloqueiam com corrente nula, atingindo a comutação por corrente nula (ZCS, do inglês *zero current switching*) (SÀ JR. *et al.*, 2013).

Figura 2.11 – Conversor com capacitor comutado proposto por MIRANDA (2012).



Fonte: Adaptado de MIRANDA (2012).

Na literatura são encontrados outros trabalhos que utilizam uma indutância para melhorar o desempenho dos conversores CCC como: (YEUNG *et al.*, 2002; YEUNG *et al.*, 2004; SHOYAMA; NINOMIYA, 2007) (YEUNG *et al.*, 2004; LAW; CHENG; YEUNG, 2005). Contudo, a indutância é inserida em série com o capacitor comutado, se comportando como uma indutância ressonante, que além de amenizar os esforços de corrente no circuito proporciona a operação em comutação suave (ZCS). Esses autores denominaram esses circuitos de conversores com capacitor comutado ressonante.

Na literatura há bastantes controvérsias em relação à utilização de indutâncias em conversores a capacitores comutados. IOINOVICI; TSE e CHUNG (2006); IOINOVICI *et al.* (2007) afirmam que um CCC com um núcleo magnético não é mais um CCC, pois as

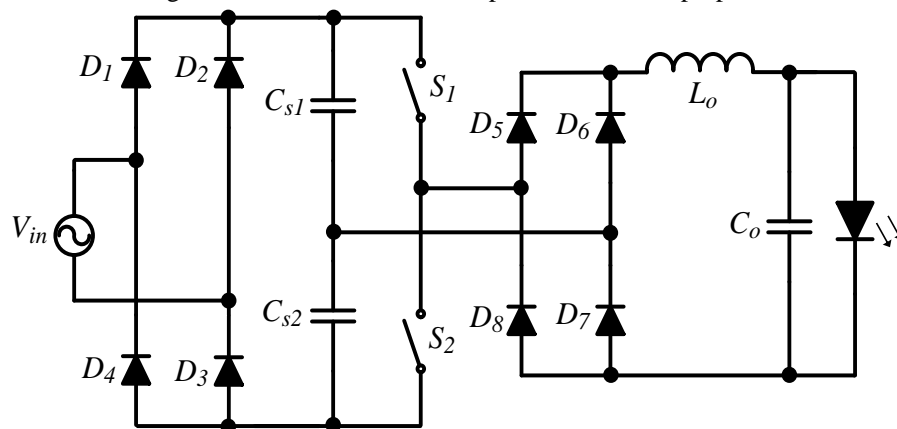
características tais como, capacidade de integração, volume reduzido e operação sob temperaturas elevadas seriam perdidas.

Já KIMBALL e KREIN (2005) apresentam um posicionamento mais moderado, pois considerando que os capacitores possuem alguma indutância em seu modelo elétrico, e mesmo as indutâncias parasitas presentes no circuito, as indutâncias sempre estão presentes nos circuitos eletrônicos, mesmo em CCC que não utilizem um indutor físico propriamente dito. Desta forma, a adição de uma indutância não desqualificaria o conversor como um CCC. Como exemplo, diversos trabalhos com capacitor comutado fazem o uso de indutâncias para melhorar os seus desempenhos: (CHEN; IOINOVICI, 1996), (CAO; PENG, 2010) e (AXELROD *et al.*, 2009).

Com a finalidade de propor um conversor para o acionamento de LEDs para a utilização na iluminação pública, relativamente simples, em comparação aos conversores apresentados anteriormente, que utilize poucos componentes e alcance menor volume e custo é proposto o conversor com capacitor comutado apresentado na Figura 2.12.

O conversor proposto é baseado na topologia estudada em (MIRANDA, 2012; ELOI DOS SANTOS FILHO *et al.*, 2014). Porém, diferente desses, o conversor proposto é projetado para ser alimentado a partir da rede elétrica (220 V/60 Hz) e possui correção do fator de potência inerente. Diferentemente do conversor apresentado na Figura 2.11, os capacitores de entrada (C_{in1} e C_{in2}) foram retirados e a capacitância comutada C_s é formada a partir da associação dos capacitores C_{s1} e C_{s2} . Os capacitores C_{s1} e C_{s2} estão dispostos na configuração apresentada na Figura 2.12 e possuem mesma capacitância ($C_{s1}=C_{s2}$).

Figura 2.12 – Conversor com capacitor comutado proposto.



Fonte: Próprio Autor.

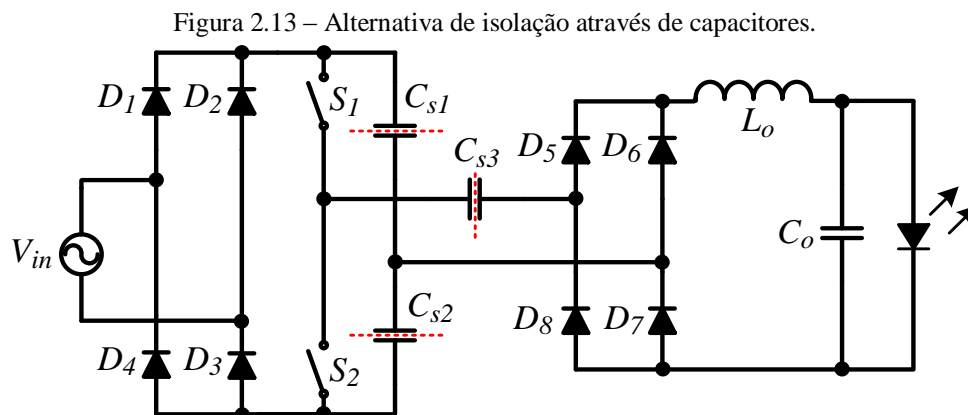
Durante a comutação dos interruptores, a fonte de entrada, através dos capacitores C_{s1} e C_{s2} , passa a fornecer corrente para os LEDs na frequência de comutação. Como esses capacitores estão conectados em paralelo, cada capacitor possui a capacitância de $C_s/2$. O processo de carga e descarga desses capacitores ocorre de maneira intercalada, quando um capacitor está carregando o outro está descarregando e vice-versa. Esse tipo de operação permite que a corrente que flui pela indutância L_o e que a corrente drenada pela fonte de entrada possua frequência duas vezes maior que a frequência de comutação. Dessa maneira, é possível reduzir ainda mais o volume do elemento magnético devido à operação em alta frequência, resultando em um indutor menor e mais leve.

O conversor proposto também conserva algumas características de (MIRANDA, 2012; ELOI DOS SANTOS FILHO *et al.*, 2014), tais como: potência de saída não depende da tensão de saída do conversor, o que permite a operação do conversor em malha aberta sem alterações significativas do ponto de operação, os interruptores operam de maneira complementar com ciclo de trabalho de 0,5, a indutância L_o auxilia o processo de carregamento e descarregamento dos capacitores, evitando que essa operação seja forçada, o que propicia a redução de esforços de corrente e operação com comutação suave, sob corrente nula (ZCS).

Como em (MIRANDA, 2012) foi realizada a análise do conversor para a indutância L_o operando no modo de condução descontínua (MCD), propõe-se analisar o conversor no modo de condução contínua (MCC). Assim, é possível aumentar o tempo de condução de corrente nos capacitores e interruptores, reduzindo os picos de corrente nos componentes. Contudo, é necessário um indutor com maior volume, quando comparado com a operação em MCD.

Outra funcionalidade do conversor proposto é a possibilidade de isolamento por meio de capacitores, conforme apresentado na Figura 2.13. Segundo ZHU *et al.* (2010), as capacitâncias comutadas C_{s1} , C_{s2} e C_{s3} juntamente com indutância L_o podem proporcionar alta impedância para a frequência da rede, limitando a corrente elétrica através do corpo humano caso o mesmo toque em uma parte condutiva do circuito (TC, do inglês *touch current*). Para a alta frequência, em torno da frequência de comutação, o conjunto das capacitâncias comutadas proporciona baixa impedância, dessa maneira, a transferência de energia para os LEDs ocorre em alta frequência. Dessa forma, a capacitância equivalente formada pela associação entre os capacitores C_{s1} , C_{s2} e C_{s3} deve respeitar a capacitância comutada C_s .

Contudo, para tal aplicação é necessária à utilização de capacitores específicos, tais como os capacitores tipo Y. Esses capacitores devem possuir a capacidade de autoregeneração (*self healing properties*), assim, com o rompimento do material dielétrico do capacitor, o circuito permanece aberto entre os terminais do componente (IEC, 2005).



Fonte: Próprio Autor.

Os valores de capacitância são principalmente limitados pelos valores seguros de TC especificados em normas, como a UL60950 e a IEC60990 (IEC, 1999; UL, 2000). Os valores de capacitância geralmente são pequenos (unidades de nF), dessa forma, o risco de descargas rápidas são minimizados. Assim, atendendo os limites seguros de TC, os capacitores do tipo Y podem ser utilizados para a transferência de energia para a carga enquanto fornecem a isolamento necessária para evitar o choque elétrico (ZHU *et al.*, 2010).

Dadas às aplicações de isolamento por capacitores apresentadas em (BARBEHENN; ELGEE, 1996; BÄURLE; MATTHWS; SAINT-PIERRE, 2008; ZHANG; WANG; WU, 2012), o conversor proposto também se mostrou apto a proporcionar esse tipo funcionalidade. Porém, como não se trata do objetivo deste trabalho avaliar a isolamento pelos capacitores, esse estudo não foi realizado.

Portanto, este trabalho se propõe a desenvolver um conversor CA-CC com capacitor comutado, conforme apresentado na Figura 2.12, para iluminação pública com as seguintes características:

1. Seja conectado diretamente à rede de alimentação monofásica (220 V/60 Hz);
2. Realize a correção do fator de potência, adequando o conversor à norma IEC 61000-3-2 para equipamentos classe C;

3. Possua baixa ondulação de corrente nos LEDs, proporcionando o funcionamento do dispositivo com um fator de crista reduzido sem a utilização de capacitores eletrolíticos;

4. Possua quantidade reduzida de componentes, visando reduzir custos.

2.5 Conclusão

Esse capítulo apresentou uma revisão bibliográfica de diversos conversores alimentados a partir da rede elétrica para a alimentação de LEDs de potência. Foram apresentadas topologias de conversores passivos e ativos. As topologias passivas, apesar da simplicidade, necessitam de elementos magnéticos bastante volumosos e não proporcionam nenhum tipo de controle, tornando-as menos atrativas. As topologias ativas já proporcionam operação em alta frequência, reduzindo o volume dos elementos magnéticos. Elas também podem proporcionar a regulação de corrente nos LEDs e podem atingir elevado fator de potência e menor emissão harmônica.

Através da revisão do estado da arte dos conversores foi possível fundamentar a proposta do conversor a ser estudado nesse trabalho. Portanto, foi proposta a utilização de um conversor com capacitor comutado devido à sua simplicidade, pois apresenta CFP inerente e a possibilidade de operar em malha aberta, além de reduzido número de componentes, possibilitando a redução de custos, as quais são características atrativas para aplicações com lâmpadas a LED.

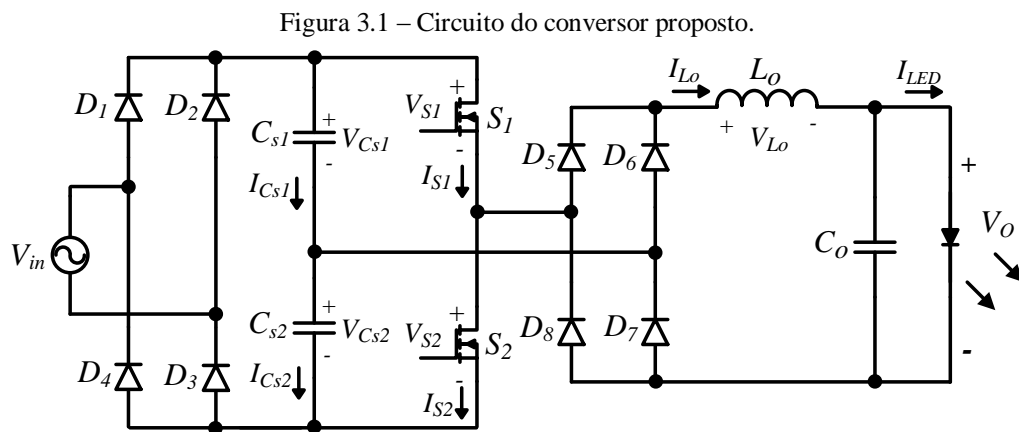
3 ANÁLISE QUANTITATIVA E QUALITATIVA DO CONVERSOR PROPOSTO OPERANDO NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA

3.1 Introdução

Neste capítulo são realizadas as análises qualitativa e quantitativa do conversor com capacitor comutado proposto. A análise do conversor proposto é realizada para o modo de condução contínua (MCC).

3.2 Análise Qualitativa

A topologia do conversor é mostrada na Figura 3.1. O conversor é composto pelos seguintes componentes: uma ponte retificadora de baixa frequência composta por $D_1 - D_4$, dois capacitores comutados C_{s1} e C_{s2} , dois interruptores S_1 e S_2 , uma ponte retificadora de alta frequência formada por $D_5 - D_8$, um indutor de saída representado por L_o e um capacitor de filtro representado por C_o .



Fonte: Próprio Autor.

3.2.1 Etapas de Operação

O conversor em estudo opera no modo de condução contínua e para a análise do conversor são realizadas as seguintes considerações:

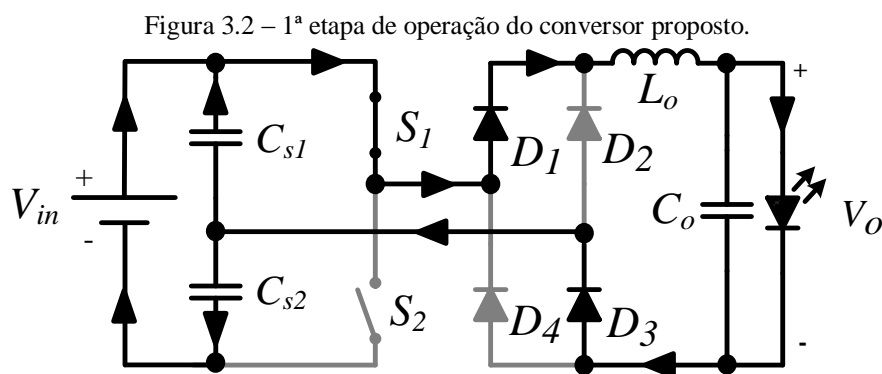
- O conversor opera em regime permanente;
- Todos os elementos ativos e passivos do circuito são considerados ideais;

- Os interruptores operam de maneira complementar com frequência de comutação constante e com ciclo de trabalho fixo de 0,5.
- A capacitância C_o é elevada o suficiente para garantir a característica de fonte de tensão imposta ao LED.
- As capacitâncias comutadas C_{s1} e C_{s2} possuem o mesmo valor.

Operando em MCC, o conversor apresenta quatro etapas de operação em um período de comutação, que são descritas a seguir.

1ª Etapa ($t_0 \leq t \leq t_1$): Nesta etapa, o interruptor S_1 entra em condução e o interruptor S_2 permanece bloqueado. No instante t_0 , a tensão sobre o capacitor C_{s1} é igual à tensão de entrada V_{in} e a tensão sobre o capacitor C_{s2} é nula. Assim, a tensão sobre C_{s2} cresce até atingir o valor da tensão de entrada e a tensão sobre o capacitor C_{s1} decresce até se tornar nula, caracterizando o carregamento de C_{s2} e o descarregamento de C_{s1} .

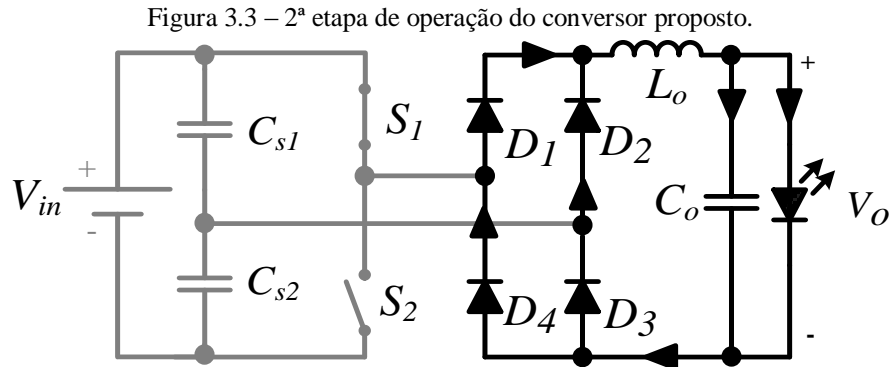
No início dessa etapa, a corrente através do indutor L_o cresce até o instante t_{pk1} , atingindo o seu valor máximo, I_{Lopk} . Após o instante t_{pk1} , a corrente no indutor decresce até o instante t_1 . No instante t_1 , a corrente em ambos os capacitores se tornam nulas. Nessa etapa, a fonte de entrada e o capacitor C_{s1} transferem energia para a carga e ao mesmo tempo contribuem para o carregamento do capacitor C_{s2} . A Figura 3.2 mostra o circuito equivalente da primeira etapa de operação.



Fonte: Próprio Autor.

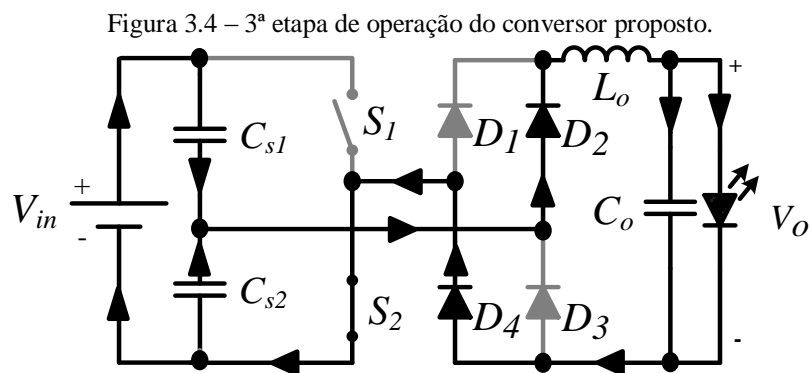
2ª Etapa ($t_1 \leq t \leq t_2$): Nesta etapa de operação, o capacitor C_{s1} permanece totalmente descarregado e o capacitor C_{s2} totalmente carregado com tensão V_{in} . Assim, a energia armazenada na indutância L_o flui através dos diodos e da carga em uma operação de roda livre. A corrente decresce linearmente e no instante t_2 a corrente através da indutância L_o atinge seu valor mínimo I_{Lomin} . Como os diodos são considerados ideais, durante essa etapa,

todos os quatro diodos permanecem em condução. A Figura 3.3 apresenta a segunda etapa de operação.



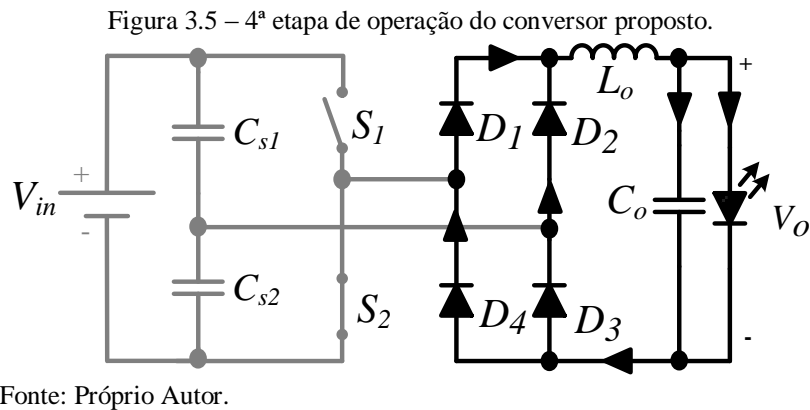
Fonte: Próprio Autor.

3ª Etapa ($t_2 \leq t \leq t_3$): Nessa etapa, o interruptor S_1 entra em bloqueio e o interruptor S_2 entra em condução. Assim, o capacitor C_{s2} , que anteriormente estava carregado, é descarregado para a carga e a energia remanescente é suprida pela fonte de entrada, carregando o capacitor C_{s1} . No instante t_{pk3} , a corrente no indutor L_o atinge seu valor máximo, I_{Lopk} . Já no instante t_3 , C_{s1} está completamente carregado e C_{s2} completamente descarregado. A Figura 3.4 apresenta o circuito equivalente da terceira etapa de operação.



Fonte: Próprio Autor.

4ª Etapa ($t_3 \leq t \leq t_4$): Essa etapa é semelhante à segunda etapa de operação, porém o capacitor C_{s1} está totalmente carregado ($V_{Cs1}=V_{in}$) e C_{s2} descarregado. Dessa maneira, a energia armazenada na indutância L_o é transferida para a carga até o instante t_4 em que a corrente na indutância L_o atinge o valor de I_{Lomin} . A Figura 3.5 apresenta o circuito equivalente da quarta etapa de operação.



As principais formas de onda de tensão e corrente nos componentes, para o conversor operando em MCC são apresentadas na Figura 3.6. Os sinais de gatilho dos interruptores S_1 e S_2 são representados por V_{G1} e V_{G2} respectivamente. As formas de onda de tensão e corrente no indutor L_o são representadas respectivamente por V_{L_o} e I_{L_o} , tensão e corrente nos interruptores S_1 e S_2 por V_{S1} , I_{S1} , V_{S2} e I_{S2} respectivamente, tensão e corrente nos capacitores comutados C_{s1} e C_{s2} por $V_{C_{s1}}$ e $I_{C_{s1}}$, $V_{C_{s2}}$ e $I_{C_{s2}}$ respectivamente e tensão e corrente nos diodos D_2 e D_4 por $V_{D2,D4}$ e $I_{D2,D4}$ respectivamente.

Como os capacitores C_{s1} e C_{s2} têm sua carga e descarga completa antes da comutação dos interruptores, os interruptores ideais S_1 e S_2 bloqueiam com corrente nula para as condições estabelecidas, promovendo a comutação por corrente nula (ZCS – do inglês *Zero Current Switching*).

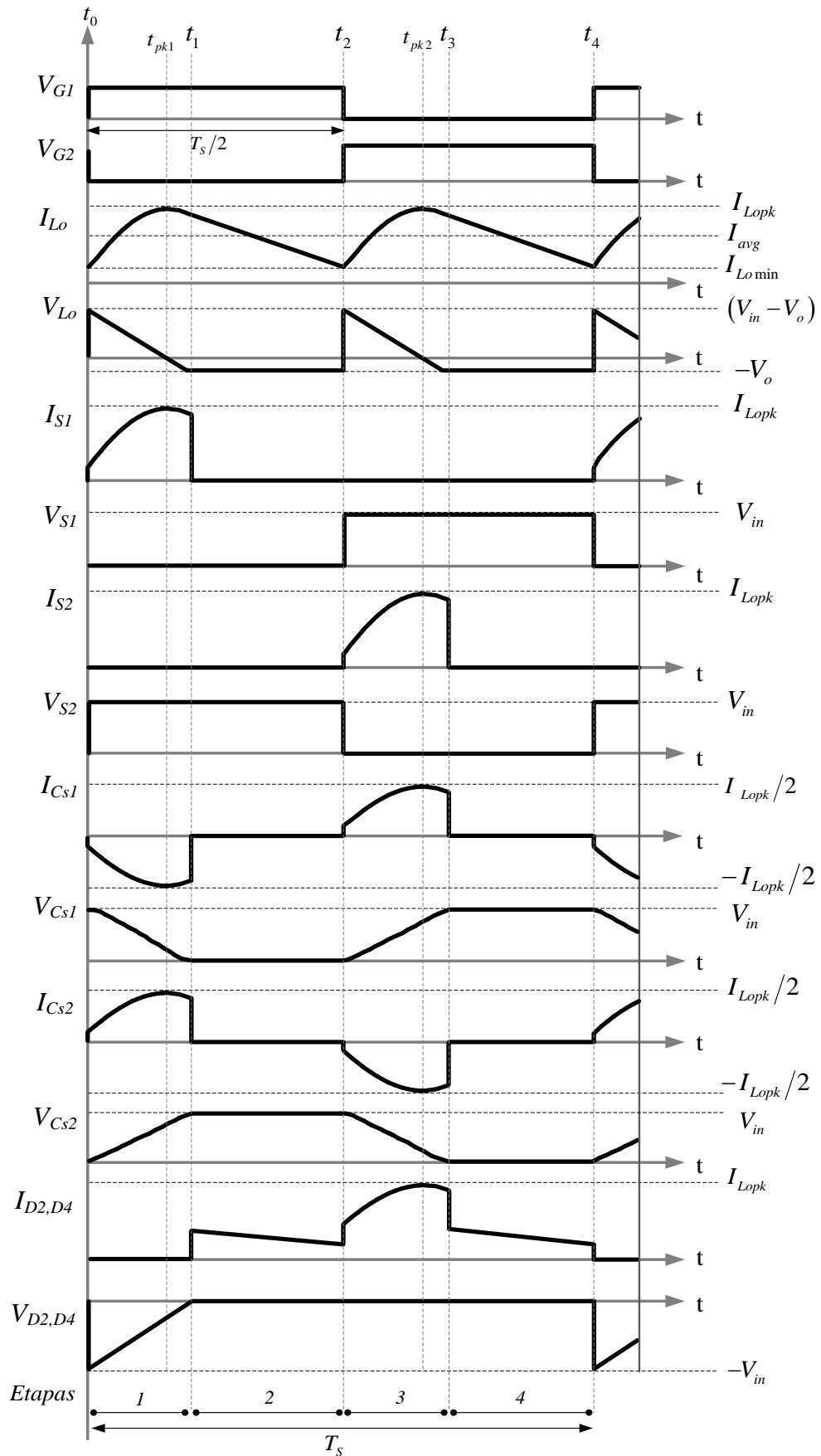
3.3 Análise Quantitativa

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.

3.3.1 Equacionamento

Primeira etapa de operação ($t_o \leq t \leq t_1$): Sendo o LED possuidor de características de fonte de tensão e a capacitância C_o sendo elevada o suficiente para garantir essa característica, temos o circuito simplificado que representa a primeira etapa de operação

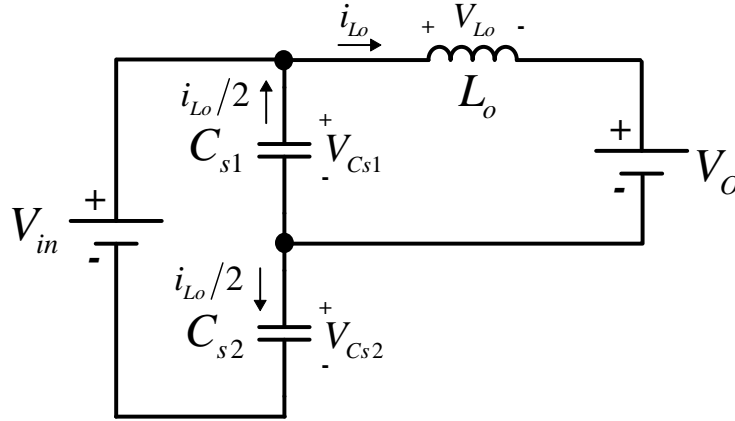
Figura 3.6 – Formas de ondas teóricas do conversor proposto.



Fonte: Próprio Autor.

do conversor apresentado na Figura 3.7 . Os capacitores C_{s1} e C_{s2} possuem os mesmos valores de capacitância.

Figura 3.7 – Circuito equivalente que representa a primeira etapa de operação.



Fonte: Próprio Autor.

No início dessa etapa de operação, o capacitor C_{s1} está totalmente carregado e C_{s2} está completamente descarregado. A indutância L_o , que opera em MCC inicia essa etapa com o valor inicial de $I_{L_{o\min}}$. As condições iniciais são definidas por (3.1), (3.2) e (3.3).

$$v_{C_{s1}}(t_0) = V_{in}. \quad (3.1)$$

$$v_{C_{s2}}(t_0) = 0. \quad (3.2)$$

$$i_{L_o}(t_0) = I_{L_{o\min}}. \quad (3.3)$$

A corrente através dos capacitores C_{s1} e C_{s2} são definidas por (3.4).

$$i_{C_{s1}}(t) = -C_{s1} \cdot \frac{d(V_{in} - v_{C_{s2}}(t))}{dt} = C_{s2} \cdot \frac{dv_{C_{s2}}(t)}{dt} = -i_{C_{s2}}(t). \quad (3.4)$$

A corrente através da indutância L_o é calculada por (3.5).

$$i_{L_o}(t) = i_{C_{s1}}(t) - i_{C_{s2}}(t). \quad (3.5)$$

Aplicando (3.4) em (3.5) obtém-se (3.6).

$$i_{L_o}(t) = -C_{s1} \cdot \frac{d(V_{in} - v_{C_{s2}}(t))}{dt} + C_{s2} \cdot \frac{dv_{C_{s2}}(t)}{dt}. \quad (3.6)$$

Sendo as capacitâncias C_{s1} e C_{s2} iguais a $C_s/2$ e desenvolvendo (3.6) a corrente através de L_o pode ser descrita por (3.7).

$$i_{L_o}(t) = \frac{C_s}{2} \cdot \frac{dv_{C_{s2}}(t)}{dt} + \frac{C_s}{2} \cdot \frac{dv_{C_{s2}}(t)}{dt} = C_s \cdot \frac{dv_{C_{s2}}(t)}{dt}. \quad (3.7)$$

Analisando a malha de tensão formada pela fonte de entrada, indutância L_o , pelo LED e capacitor C_{s2} é obtida a equação (3.8).

$$V_{in} = v_{C_{s2}}(t) + L_o \frac{di_{L_o}(t)}{dt} + V_o. \quad (3.8)$$

Substituindo (3.7) em (3.8) obtém-se (3.9).

$$V_{in} = L_o \cdot C_s \frac{d^2 v_{C_{s2}}(t)}{dt^2} + v_{C_{s2}}(t) + V_o. \quad (3.9)$$

Com a resolução da equação diferencial (3.9) e considerando as condições iniciais (3.1), (3.2) e (3.3) obtém-se a equação da tensão sobre o capacitor C_{s2} em função do tempo durante a primeira etapa de operação. A tensão sobre a capacitor C_{s2} é definida por (3.10).

$$v_{C_{s2}}(t) = (V_o - V_{in}) \cdot \cos\left(\frac{1}{\sqrt{L_o \cdot C_s}} \cdot t\right) + I_{L_o \min} \cdot \sqrt{\frac{L_o}{C_s}} \cdot \text{sen}\left(\frac{1}{\sqrt{L_o \cdot C_s}} \cdot t\right) + (V_{in} - V_o). \quad (3.10)$$

Aplicando (3.10) em (3.7) é obtida a corrente que circula pela indutância L_o :

$$i_{L_o}(t) = \sqrt{\frac{C_s}{L_o}} \cdot (V_{in} - V_o) \cdot \text{sen}\left(\frac{1}{\sqrt{L_o \cdot C_s}} \cdot t\right) + I_{L_o \min} \cdot \cos\left(\frac{1}{\sqrt{L_o \cdot C_s}} \cdot t\right). \quad (3.11)$$

A partir de (3.10) é possível obter o tempo de carregamento do capacitor C_{s2} , que é o mesmo período de tempo da primeira etapa de operação. No instante $t=t_1$, capacitor C_{s2} está totalmente carregado, logo $v_{C_{s2}}(t_1) = V_{in}$, assim (3.12) e (3.13) podem ser escritas por:

$$V_{in} = (V_o - V_{in}) \cdot \cos\left(\frac{1}{\sqrt{L_o \cdot C_s}} \cdot t_1\right) + I_{L_o \min} \cdot \sqrt{\frac{L_o}{C_s}} \cdot \text{sen}\left(\frac{1}{\sqrt{L_o \cdot C_s}} \cdot t_1\right) + (V_{in} - V_o) \quad (3.12)$$

$$V_o = (V_o - V_{in}) \cdot \cos\left(\frac{1}{\sqrt{L_o \cdot C_s}} \cdot t_1\right) + I_{L_o \min} \cdot \sqrt{\frac{L_o}{C_s}} \cdot \text{sen}\left(\frac{1}{\sqrt{L_o \cdot C_s}} \cdot t_1\right). \quad (3.13)$$

Isolando t_1 de (3.13), o tempo de duração da primeira etapa de operação é determinado conforme (3.14).

$$t_1 = \frac{\cos^{-1}\left(-\frac{c}{d}\right) + \tan^{-1}\left(\frac{a}{b}\right)}{\frac{1}{\sqrt{L_o \cdot C_s}}} \quad [s]. \quad (3.14)$$

Sendo:

$$a = I_{L_{o\min}} \cdot \sqrt{\frac{L_o}{C_s}} \quad [V]. \quad (3.15)$$

$$b = V_o - V_{in} \quad [V]. \quad (3.16)$$

$$c = V_o \quad [V]. \quad (3.17)$$

$$d = \sqrt{a^2 + b^2} \quad [V]. \quad (3.18)$$

Para a obtenção da comutação por corrente nula, o capacitor C_{s2} deve se carregar completamente antes da comutação do interruptor S_1 , portanto para haver a comutação suave:

$$t_1 \leq \frac{T_s}{2} \quad (3.19)$$

Sendo T_s o período de comutação.

No instante t_{pkI} , ocorre o pico de corrente no indutor L_o . Obtendo o valor máximo de (3.11), o instante em que ocorre o valor máximo de corrente no indutor L_o é determinado. Assim, derivando (3.11) em função do tempo e igualando a zero obtém-se (3.20).

$$\frac{di_{L_o}(t)}{dt} = \omega_o \cdot \sqrt{\frac{C_s}{L_o}} \cdot (V_{in} - V_o) \cdot \cos(\omega_o \cdot t) - \omega_o \cdot I_{L_{o\min}} \cdot \text{sen}(\omega_o \cdot t) = 0. \quad (3.20)$$

Sendo ω_o , a frequência natural do circuito ou a frequência de ressonância:

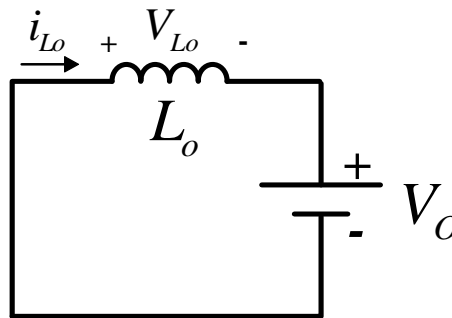
$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_o \cdot C_s}} \quad [rad / s]. \quad (3.21)$$

Isolando o termo t de (3.20) é obtido o instante em que ocorre o pico de corrente no indutor L_o , t_{pk1} , o qual é dado por (3.22).

$$t_{pk1} = \sqrt{L_o \cdot C_s} \cdot \tan^{-1} \left[\frac{(V_{in} - V_o) \cdot \sqrt{\frac{C_s}{L_o}}}{I_{L_{o\min}}} \right]. \quad (3.22)$$

Segunda etapa de operação ($t_1 \leq t \leq t_2$): Nesta etapa, a indutância L_o transfere parte de sua energia para a carga, ocorrendo o fenômeno de roda livre através dos diodos da ponte retificadora de alta frequência. A Figura 3.8 mostra o circuito equivalente dessa etapa de operação.

Figura 3.8 – Circuito equivalente que representa a segunda etapa de operação.



Fonte: Próprio Autor.

Analisando o circuito equivalente acima é obtido (3.23).

$$-V_o = L_o \cdot \frac{di_{L_o}}{dt}. \quad (3.23)$$

O intervalo de tempo da segunda etapa de operação é dado por (3.24).

$$\Delta t_2 = t_2 - t_1. \quad (3.24)$$

Assim, a corrente através de L_o durante a segunda etapa de operação pode ser obtida por (3.25).

$$i_{L_o}(t_2) - i_{L_o}(t_1) = \int_{t_1}^{t_2} -\frac{V_o}{L_o} \cdot dt. \quad (3.25)$$

Resolvendo (3.25) obtém-se a corrente através de L_o no instante t_2 , a qual é descrita por (3.26).

$$i_{L_o}(t_2) = -\frac{V_o}{L_o} \cdot (t_2 - t_1) + i_{L_o}(t_1). \quad (3.26)$$

Como no instante t_2 ocorre o fim da segunda etapa de operação, temos que $i_{L_o}(t_2)$ é definido por (3.27).

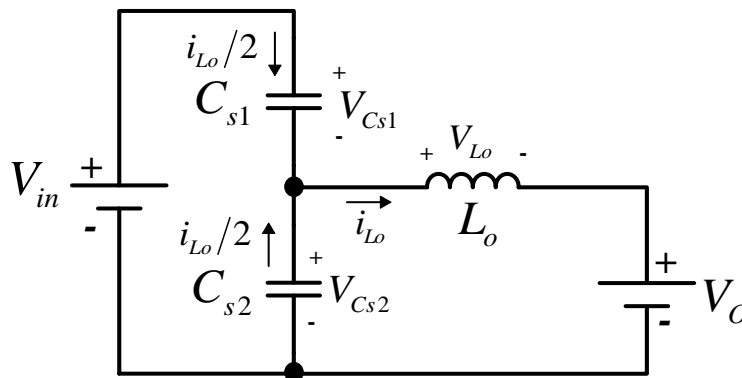
$$i_{L_o}(t_2) = I_{L_{o\min}}. \quad (3.27)$$

A primeira e a segunda etapa de operação ocorrem em meio período de comutação, logo o instante t_2 pode ser obtido por (3.28).

$$t_2 = \frac{T_s}{2}. \quad (3.28)$$

Terceira etapa de operação ($t_2 \leq t \leq t_3$): A terceira etapa de operação é análoga à primeira etapa de operação. Nesta etapa, o capacitor C_{s2} é descarregado enquanto o capacitor C_{s1} é carregado. A Figura 3.9 mostra o circuito equivalente dessa etapa de operação.

Figura 3.9 – Circuito equivalente que representa a terceira etapa de operação.



Fonte: Próprio Autor.

Análoga à primeira etapa de operação, as correntes através dos capacitores C_{s1} e C_{s2} são dadas por (3.29).

$$i_{C_{s2}}(t) = -i_{C_{s1}}(t) = -\frac{i_{L_o}(t)}{2}. \quad (3.29)$$

A tensão sobre o capacitor C_{sI} é dado por (3.30).

$$v_{C_{sI}}(t) = (V_o - V_{in}) \cdot \cos[\omega_o \cdot (t - t_2)] + I_{L_{o\min}} \cdot \sqrt{\frac{L_o}{C_s}} \text{sen}[\omega_o \cdot (t - t_2)] + (V_{in} - V_o). \quad (3.30)$$

O intervalo de tempo da terceira etapa, Δt_3 , é igual ao intervalo de tempo da primeira etapa.

$$\Delta t_3 = \Delta t_1. \quad (3.31)$$

Portanto, o instante t_3 pode ser calculado por (3.32).

$$t_3 = \frac{T_s}{2} + t_1. \quad (3.32)$$

Logo, para o interruptor S_2 comutar sob corrente nula, o capacitor C_{sI} deve carregar-se completamente. Assim, tem-se que:

$$\Delta t_3 \leq \frac{T_s}{2}. \quad (3.33)$$

No instante t_{pk3} ocorre o valor de pico da corrente no indutor L_o . O instante é dado por (3.34).

$$t_{pk3} = \frac{T_s}{2} + t_{pk1}. \quad (3.34)$$

Quarta etapa de operação ($t_3 \leq t \leq t_4$): Esta etapa é análoga à segunda etapa de operação. O circuito equivalente dessa etapa de operação pode ser representado pela Figura 3.7. Analogamente à segunda etapa de operação, a corrente no indutor L_o , no instante t_4 , pode ser calculada por (3.35).

$$i_{L_o}(t_4) = -\frac{V_o}{L_o} \cdot (t_4 - t_3) + i_{L_o}(t_3). \quad (3.35)$$

A quarta etapa de operação é concluída ao final do período de comutação. Assim o instante t_4 pode ser calculado por (3.36).

$$t_4 = T_s. \quad (3.36)$$

3.3.2 Expressões básicas no domínio do tempo

Com o equacionamento realizado na seção anterior e com a análise das principais formas de onda do conversor são obtidas as expressões matemáticas no domínio do tempo para as formas de onda obtidas. As expressões são apresentadas para a operação em um período de comutação.

A corrente instantânea no indutor L_o , $i_{L_o}(t)$ é dada por (3.37).

$$i_{L_o}(t) = \begin{cases} (V_{in} - V_o) \cdot \sqrt{\frac{C_s}{L_o}} \cdot \sin(\omega_o \cdot t) + I_{L_{o\min}} \cdot \cos(\omega_o \cdot t) & t_0 \leq t \leq t_1 \\ i_{L_o}(t_1) - \frac{V_o}{L_o} \cdot (t - t_1) & t_1 \leq t \leq t_2 \\ (V_{in} - V_o) \cdot \sqrt{\frac{C_s}{L_o}} \cdot \sin[\omega_o \cdot (t - t_2)] + I_{L_{o\min}} \cdot \cos[\omega_o \cdot (t - t_2)] & t_2 \leq t \leq t_3 \\ i_{L_o}(t_3) - \frac{V_o}{L_o} \cdot (t - t_3) & t_3 \leq t \leq t_4 \end{cases} \quad (3.37)$$

A corrente instantânea no capacitor C_{s1} , $i_{C_{s1}}(t)$ é dada por (3.38).

$$i_{C_{s1}}(t) = \begin{cases} \frac{\left[(V_{in} - V_o) \cdot \sqrt{\frac{C_s}{L_o}} \cdot \sin(\omega_o \cdot t) + I_{L_{o\min}} \cdot \cos(\omega_o \cdot t) \right]}{2} & t_0 \leq t \leq t_1 \\ 0 & t_1 \leq t \leq t_2 \\ \frac{(V_{in} - V_o) \cdot \sqrt{\frac{C_s}{L_o}} \cdot \sin[\omega_o \cdot (t - t_2)] + I_{L_{o\min}} \cdot \cos[\omega_o \cdot (t - t_2)]}{2} & t_2 \leq t \leq t_3 \\ 0 & t_3 \leq t \leq t_4 \end{cases} \quad (3.38)$$

A corrente instantânea no capacitor C_{s2} , $i_{C_{s2}}(t)$ é dada por (3.39).

$$i_{C_{s2}}(t) = \begin{cases} \frac{\left[(V_{in} - V_o) \cdot \sqrt{\frac{C_s}{L_o}} \cdot \sin(\omega_o \cdot t) + I_{L_{o\min}} \cdot \cos(\omega_o \cdot t) \right]}{2} & t_0 \leq t \leq t_1 \\ 0 & t_1 \leq t \leq t_2 \\ \frac{(V_{in} - V_o) \cdot \sqrt{\frac{C_s}{L_o}} \cdot \sin[\omega_o \cdot (t - t_2)] + I_{L_{o\min}} \cdot \cos[\omega_o \cdot (t - t_2)]}{2} & t_2 \leq t \leq t_3 \\ 0 & t_3 \leq t \leq t_4 \end{cases} \quad (3.39)$$

A corrente instantânea no interruptor S_1 , $i_{S1}(t)$ é dada por (3.40).

$$i_{S1}(t) = \begin{cases} (V_{in} - V_o) \cdot \sqrt{\frac{C_s}{L_o}} \cdot \sin(\omega_o \cdot t) + I_{L_{o\min}} \cdot \cos(\omega_o \cdot t) & t_0 \leq t \leq t_1 \\ 0 & t_1 \leq t \leq t_4 \end{cases}. \quad (3.40)$$

A corrente instantânea no interruptor S_2 , $i_{S2}(t)$ é dada por (3.41).

$$i_{S2}(t) = \begin{cases} 0 & t_0 \leq t \leq t_2 \\ (V_{in} - V_o) \cdot \sqrt{\frac{C_s}{L_o}} \cdot \sin[\omega_o \cdot (t - t_2)] + I_{L_{o\min}} \cdot \cos[\omega_o \cdot (t - t_2)] & t_2 \leq t \leq t_3 \\ 0 & t_3 \leq t \leq t_4 \end{cases}. \quad (3.41)$$

A corrente instantânea nos diodos da ponte retificadora de alta frequência D_1 e D_3 , $i_{D1,D3}(t)$ é dada por (3.42).

$$i_{D1,D3}(t) = \begin{cases} (V_{in} - V_o) \cdot \sqrt{\frac{C_s}{L_o}} \cdot \sin(\omega_o \cdot t) + I_{L_{o\min}} \cdot \cos(\omega_o \cdot t) & t_0 \leq t \leq t_1 \\ \frac{i_{L_o}(t_1) - \frac{V_o}{L_o} \cdot (t - t_1)}{2} & t_1 \leq t \leq t_2 \\ 0 & t_2 \leq t \leq t_3 \\ \frac{i_{L_o}(t_3) - \frac{V_o}{L_o} \cdot (t - t_3)}{2} & t_3 \leq t \leq t_4 \end{cases}. \quad (3.42)$$

A corrente instantânea nos diodos da ponte retificadora de alta frequência D_2 e D_4 , $i_{D2,D4}(t)$ é dada por (3.43).

$$i_{D2,D4}(t) = \begin{cases} 0 & t_0 \leq t \leq t_1 \\ \frac{i_{L_o}(t_1) - \frac{V_o}{L_o} \cdot (t - t_1)}{2} & t_1 \leq t \leq t_2 \\ (V_{in} - V_o) \cdot \sqrt{\frac{C_s}{L_o}} \cdot \sin(\omega_o \cdot t) + I_{L_{o\min}} \cdot \cos(\omega_o \cdot t) & t_2 \leq t \leq t_3 \\ \frac{i_{L_o}(t_3) - \frac{V_o}{L_o} \cdot (t - t_3)}{2} & t_3 \leq t \leq t_4 \end{cases}. \quad (3.43)$$

3.3.3 Cálculo da potência de saída

A potência de saída do conversor pode ser calculada pelo princípio da conservação de energia. No início da segunda etapa de operação, no instante t_1 , a energia armazenada no capacitor C_{s2} é dada por (3.44).

$$E_{C_{s2}}(t_1) = \frac{1}{2} \cdot C_{s2} \cdot V_{in}^2. \quad (3.44)$$

Sendo $E_{C_{s2}}(t_1)$ a energia armazenada em C_{s2} em $t = t_1$.

No início da quarta etapa de operação, no instante t_3 , a energia armazenada no capacitor C_{s1} é dada por (3.45).

$$E_{C_{s1}}(t_3) = \frac{1}{2} \cdot C_{s1} \cdot V_{in}^2. \quad (3.45)$$

Sendo $E_{C_{s1}}(t_3)$ a energia armazenada em C_{s1} em $t=t_3$.

Durante a primeira metade do período de comutação, a energia armazenada em C_{s2} e a energia que é descarregada de C_{s1} são transferidas para o vetor de LEDs. Já durante a outra metade do período de comutação o vetor de LEDs também recebe a energia armazenada em C_{s1} e a energia que é descarregada de C_{s2} . Portanto, o valor médio de potência transferido para a saída, em um período de comutação, pode ser determinado por (3.46) decorrente de (3.44) e (3.45).

$$P_{out} = (E_{C_{s1}}(t_1) + E_{C_{s2}}(t_3)) \cdot 2 \cdot f_s \cdot \eta. \quad (3.46)$$

Sendo η a eficiência do conversor e f_s a frequência de comutação.

Substituindo (3.44) e (3.45) em (3.46) resulta em (3.47).

$$P_{out} = \left(\frac{C_{s1}}{2} + \frac{C_{s2}}{2} \right) \cdot V_{in}^2 \cdot 2 \cdot f_s \cdot \eta. \quad (3.47)$$

Sendo as capacitâncias C_{s1} e C_{s2} iguais a $C_s/2$, como definido anteriormente, a potência média de saída pode ser reescrita por (3.48).

$$P_{out} = \left(\frac{C_s}{4} + \frac{C_s}{4} \right) \cdot V_{in}^2 \cdot 2 \cdot f_s \cdot \eta = V_{in}^2 \cdot C_s \cdot f_s \cdot \eta. \quad (3.48)$$

A equação (3.48) demonstra que a potência transferida para o vetor de LEDs independe da sua tensão de saída (V_O). A potência aplicada ao vetor de LEDs também pode ser definida por (3.49), decorrente do seu valor médio de corrente I_{LED} e da tensão média de saída V_O .

$$P_{out} = I_{LED} \cdot V_O. \quad (3.49)$$

A potência processada pelo conversor não depende da sua tensão de saída e é determinada pela tensão de entrada, capacitância comutada e frequência de comutação, assim pequenas variações na tensão de saída do conversor não acarretam grandes variações na corrente através dos LEDs. Dessa forma, como o LED se comporta como uma fonte de tensão, ao aplicar uma potência estável é possível ajustar a corrente através dos LEDs em torno de um ponto de operação.

Durante a operação de um LED, mudanças na temperatura de junção provocam pequenas variações na sua tensão direta. Caso um LED fosse ligado a conversor *Buck* convencional em malha aberta, as variações de tensão do LED provocariam elevada mudança na corrente na sua corrente, não sendo possível o ajuste de ponto de operação com o conversor em malha aberta.

Assim, diferente de um conversor *Buck* convencional em malha aberta, o conversor proposto pode operar em torno de um ponto de operação dos LEDs sem alterações significativas na sua corrente de saída mesmo com a variação da tensão direta dos LEDs. Desse modo, o conversor proposto pode operar sem uma malha de realimentação de corrente, permitindo a operação em malha aberta, o que leva a uma implementação mais simples e com menor custo.

Porém, o ponto de operação dos LEDs pode ser alterado para as variações da tensão de entrada. Dada à equação (3.48), a frequência de comutação pode ser reduzida ou aumentada para reduzir ou aumentar a potência aplicada aos LEDs. Assim, a intensidade luminosa do vetor de LEDs pode ser modificada através da modulação da frequência do conversor. Como a capacitância C_s possui valor constante e como rendimento do conversor pode ser considerado constante em uma aproximação inicial, a potência transferida ao vetor de LEDs pode ser estimada através da leitura da tensão de entrada V_{in} e da frequência de comutação do conversor f_s . Dessa maneira, pode-se utilizar um microcontrolador para monitorar a tensão de entrada e modificar a frequência de comutação do conversor a fim de

ajustar a corrente através dos LEDs, mantendo a operação do dispositivo em torno de um ponto de operação para eventuais variações da tensão de entrada.

3.3.4 Dimensionamento da capacitância C_s

O valor da capacitância C_s pode ser escolhido por (3.50). Isolando o termo C_s de (3.48) e aplicando (3.49), a capacitância C_s é calculada por:

$$C_s = \frac{I_{LED} \cdot V_O}{V_{in}^2 \cdot f_s \cdot \eta}. \quad (3.50)$$

Sendo as capacitâncias C_{s1} e C_{s2} iguais, os seus valores são calculados por (3.51).

$$C_{s1} = C_{s2} = \frac{C_s}{2}. \quad (3.51)$$

3.3.5 Determinação da indutância L_o

Analisando a segunda etapa de operação, a equação (3.26) é reescrita por (3.52).

$$-V_O = L_o \cdot \frac{(i_{L_o}(t_2) - i_{L_o}(t_1))}{(t_2 - t_1)}. \quad (3.52)$$

Aplicando (3.27) e (3.28) em (3.52) e desenvolvendo a equação, obtém-se:

$$L_o = \frac{V_O \cdot (T_s - 2 \cdot t_1)}{2 \cdot (i_{L_o}(t_1) - I_{L_{o\min}})}. \quad (3.53)$$

Analisando (3.53), para a determinação da indutância L_o é necessário calcular o instante t_1 , sendo que para calcular esse é necessário o valor da indutância L_o , logo há uma dependência entre os termos L_o e t_1 . A aplicação de (3.14) em (3.53) para isolar o termo L_o resulta em uma equação, que não possui solução analítica. Dessa maneira é utilizada outra estratégia para determinação da indutância L_o .

Inicialmente, define-se a ondulação de corrente no indutor L_o por (3.54). Sendo $I_{L_{med}}$ a corrente média através da indutância L_o .

$$\Delta I_{L_o} = \frac{I_{L_{opk}} - I_{L_{omin}}}{I_{L_{o_med}}}. \quad (3.54)$$

Sabe-se que a corrente média na indutância L_o , I_{Lo_med} , é igual à corrente média que circula pelos LEDs (I_{LED}):

$$I_{Lo_med} = I_{LED}. \quad (3.55)$$

Assim, a corrente mínima I_{Lomin} é calculada por:

$$I_{Lomin} = I_{LED} - \frac{\Delta I_{Lo}}{2}. \quad (3.56)$$

A corrente de pico I_{Lopk} é obtida aplicando o instante t_{pk} calculado por (3.22) em (3.11).

Para a determinação da indutância L_o utiliza-se um método numérico. O método consiste em obter o valor de indutância a partir da ondulação de corrente especificada. Portanto, para a ondulação de corrente atribuída, o método testa diversos valores de indutância armazenados em um vetor, atribuídos pelo usuário, até que a ondulação de corrente especificada seja atendida. O fluxograma do algoritmo para a determinação de L_o é apresentado pela Figura 3.10.

Vale salientar que o método utilizado visa simplificar a obtenção do valor de indutância, pois a solução analítica se mostrou impossível e esse método é válido somente para a operação em MCC do conversor.

3.3.6 Determinação dos esforços de tensão e corrente nos componentes

Com a determinação das equações que conduzem cada etapa de operação, os esforços de tensão e corrente nos principais componentes são calculados a seguir.

3.3.6.1 Interruptores S_1 e S_2

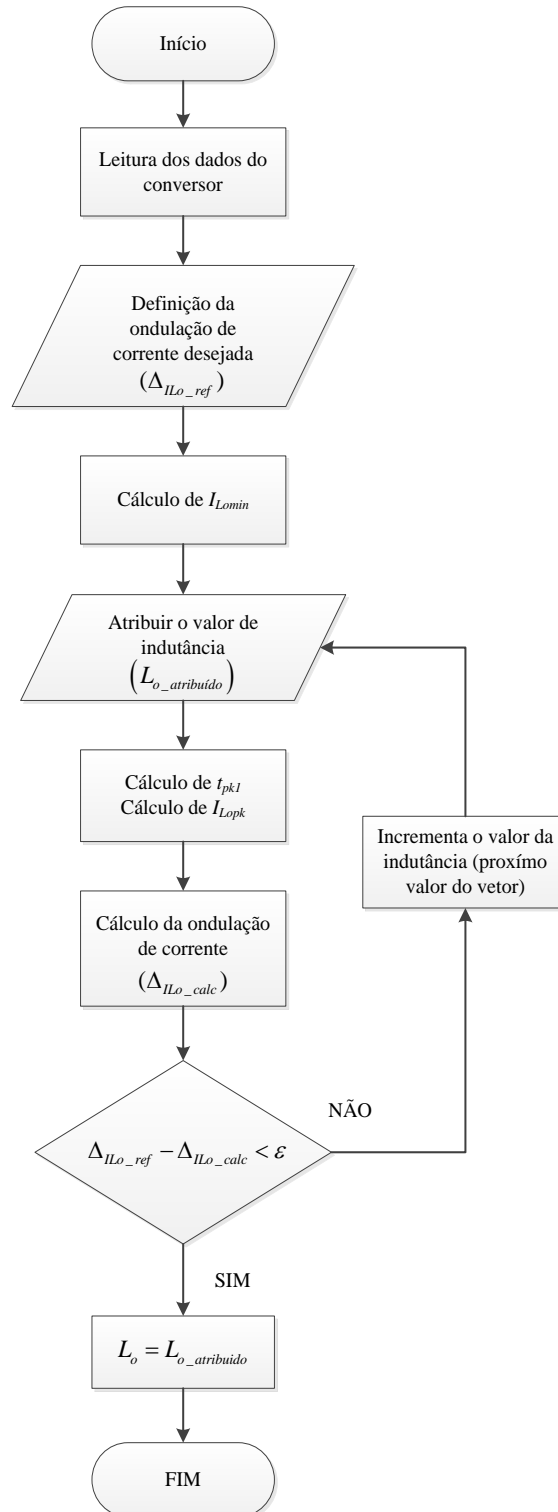
Os interruptores S_1 e S_2 operam de maneira complementar e com ciclo de trabalho igual a 0,5. Assim, os esforços sobre eles são os mesmos.

A tensão máxima à qual os interruptores ficam submetidos é igual à tensão de entrada, como mostrado em (3.57).

$$V_{S1_max} = V_{S2_max} = V_{in}. \quad (3.57)$$

Sendo V_{S1_max} e V_{S2_max} a tensão máxima sobre os interruptores S_1 e S_2 respectivamente.

Figura 3.10 – Fluxograma do algoritmo de determinação da indutância L_o .



Fonte: Próprio autor.

A corrente máxima no interruptor S_1 , I_{S1_max} , é igual ao valor da corrente de pico no indutor L_o :

$$I_{S1_max} = i_{L_o}(t_{pk1}) = \sqrt{\frac{C_s}{L_o}} \cdot (V_{in} - V_o) \cdot \text{sen}(\omega_o \cdot t_{pk1}) + I_{L_{o\min}} \cdot \text{cos}(\omega_o \cdot t_{pk1}). \quad (3.58)$$

Sendo t_{pk1} calculado por (3.22).

A corrente máxima no interruptor S_2 , I_{S2_max} , é igual à corrente máxima do interruptor S_1 :

$$I_{S2_max} = I_{S1_max}. \quad (3.59)$$

O valor da corrente média nos interruptores é obtido aplicando-se a definição de valor médio sobre a corrente instantânea dos interruptores. Como os esforços nos interruptores são iguais, aplica-se a definição do valor médio apenas sobre a corrente instantânea de S_1 :

$$I_{S1_med} = I_{S2_med} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{t_1} i_{S1}(t) \cdot dt. \quad (3.60)$$

Aplicando (3.40) em (3.60) é obtido (3.61).

$$I_{S1_med} = I_{S2_med} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{t_1} \left[\sqrt{\frac{C_s}{L_o}} \cdot (V_{in} - V_o) \cdot \text{sen}(\omega_o \cdot t) + I_{L_{o\min}} \cdot \text{cos}(\omega_o \cdot t) \right] \cdot dt. \quad (3.61)$$

A corrente eficaz nos interruptores S_1 e S_2 é calculada por (3.63). Portanto, aplicando-se a definição de valor eficaz sobre a corrente instantânea do interruptor S_1 tem-se:

$$I_{S1_rms} = I_{S2_rms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{t_1} i_{S1}^2(t) \cdot dt}. \quad (3.62)$$

Aplicando (3.40) em (3.62), obtém-se:

$$I_{S1_rms} = I_{S2_rms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{t_1} \left[\sqrt{\frac{C_s}{L_o}} \cdot (V_{in} - V_o) \cdot \text{sen}(\omega_o \cdot t) + I_{L_{o\min}} \cdot \text{cos}(\omega_o \cdot t) \right]^2 \cdot dt}. \quad (3.63)$$

3.3.6.2 Capacitores comutados C_{s1} e C_{s2}

Os capacitores comutados C_{s1} e C_{s2} possuem os mesmos esforços de tensão e corrente, porém eles operam de maneira intercalada.

A tensão máxima à qual os capacitores comutados ficam submetidos é igual à tensão de entrada:

$$V_{C_{s1_max}} = V_{C_{s2_max}} = V_{in}. \quad (3.64)$$

Sendo $V_{C_{s1_max}}$ e $V_{C_{s2_max}}$ a tensão máxima sobre os capacitores C_{s1} e C_{s2} respectivamente.

A corrente eficaz nos capacitores comutados é obtida aplicando-se a definição de valor eficaz sobre a corrente instantânea dos capacitores. Como os esforços nos capacitores comutados são iguais, aplica-se a definição do valor eficaz apenas sobre a corrente instantânea de C_{s2} :

$$I_{C_{s1_rms}} = I_{C_{s2_rms}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{t_1} i_{C_{s2}}^2(t) \cdot dt}. \quad (3.65)$$

Aplicando (3.39) em (3.65) é obtido:

$$I_{C_{s1_rms}} = I_{C_{s2_rms}} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \cdot \int_0^{t_1} \left[\frac{(V_{in} - V_o) \cdot \sqrt{\frac{C_s}{L_o}} \cdot \sin(\omega_o \cdot t) + I_{Lo\min} \cdot \cos(\omega_o \cdot t)}{2} \right]^2 \cdot dt}. \quad (3.66)$$

A corrente máxima através dos capacitores comutados C_{s1} e C_{s2} , $I_{C_{s1_max}}$ e $I_{C_{s2_max}}$ é dada por (3.67).

$$I_{C_{s1_max}} = I_{C_{s2_max}} = \frac{i_{Lo}(t_{pk1})}{2}. \quad (3.67)$$

3.3.6.3 Indutância L_o

Sabe-se que a corrente média na indutância é igual à corrente média através dos LEDs, conforme definido em (3.55).

A corrente eficaz através de L_o é calculada por (3.69). Aplicando-se a definição de valor eficaz na corrente instantânea de L_o :

$$I_{L_o_rms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s/2} i_{L_o}^2(t) \cdot dt}. \quad (3.68)$$

Aplicando (3.37) em (3.68) é obtido (3.69).

$$I_{L_o_rms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{t_1} \left[(V_{in} - V_o) \cdot \sqrt{\frac{C_s}{L_o}} \cdot \sin(\omega_o \cdot t) + I_{L_o\min} \cdot \cos(\omega_o \cdot t) \right]^2 \cdot dt + \frac{1}{T_s} \cdot \int_{t_1}^{T_s/2} \left[i_{L_o}(t_1) - \frac{V_o}{L_o} \cdot (t - t_1) \right]^2 \cdot dt} \quad (3.69)$$

3.3.6.4 Diodos D_1 - D_4

A tensão máxima sobre os diodos D_1 a D_4 , V_{D1-D4_max} , do conversor é determinada por:

$$V_{D1-D4_max} = V_{in}. \quad (3.70)$$

O valor da corrente média que circula pelos diodos D_1 a D_4 , I_{D1-D4_med} , é obtido aplicando-se a definição de valor médio na corrente instantânea dos diodos D_1 e D_3 :

$$I_{D1-D4_med} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} i_{D1,D3}(t) \cdot dt. \quad (3.71)$$

Aplicando (3.42) em (3.71):

$$I_{D1-D4_med} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{t_1} \left[\sqrt{\frac{C_s}{L_o}} \cdot (V_{in} - V_o) \cdot \text{sen}(\omega_o \cdot t) + I_{L_o\min} \cdot \cos(\omega_o \cdot t) \right] \cdot dt + 2 \cdot \int_{t_1}^{T_s/2} \left[\frac{i_{L_o}(t_1) - \frac{V_o}{L_o} \cdot (t - t_1)}{2} \right] \cdot dt \right]. \quad (3.72)$$

A corrente eficaz nos diodos é calculada por (3.74). Aplicando-se a definição de valor eficaz na corrente instantânea dos diodos:

$$I_{D1-D4_rms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} i_{D1-D3}^2(t) \cdot dt}. \quad (3.73)$$

Aplicando (3.42) em (3.73) é obtido (3.74).

$$I_{D1-D4_rms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{t_1} \left[\sqrt{\frac{C_s}{L_o}} \cdot (V_{in} - V_o) \cdot \text{sen}(\omega_o \cdot t) + I_{Lo\min} \cdot \cos(\omega_o \cdot t) \right]^2 \cdot dt + 2 \cdot \int_{t_1}^{T_s/2} \left[\frac{i_{Lo}(t_1) - \frac{V_o}{L_o} \cdot (t - t_1)}{2} \right]^2 \cdot dt \right]}. \quad (3.74)$$

3.4 Análise do conversor operando com correção do fator de potência

No item 3.3, o conversor com capacitor comutado proposto foi analisado considerando uma fonte de tensão contínua na entrada do conversor. Para a análise do conversor operando com CFP, a fonte de tensão contínua é substituída por fonte de tensão alternada juntamente com uma ponte retificadora. O conversor operando com CFP apresenta o mesmo princípio de funcionamento para operação CC-CC mostrada anteriormente. Como a frequência de comutação é muito maior que a frequência da rede CA de alimentação, a tensão de entrada pode ser considerada constante, dentro de um intervalo de comutação T_s .

Para a operação a partir da rede elétrica, a tensão de entrada pode ser descrita como:

$$v_{in}(t) = V_{pk} \cdot \text{sen}(\omega t). \quad (3.75)$$

Sendo V_{pk} e ω a amplitude e a frequência angular da rede elétrica, respectivamente. Aqui, $\omega = 2\pi \cdot f_r$, sendo f_r a frequência da rede. Desde que o fator de potência unitário seja alcançado e desconsiderando as componentes de alta frequência provenientes da comutação dos interruptores, a corrente de entrada possui formato senoidal, que está em fase com a tensão de entrada, dessa forma a corrente de entrada é definida por:

$$i_{in}(t) = I_{pk} \cdot \text{sen}(\omega t). \quad (3.76)$$

Sendo I_{pk} a amplitude da corrente de entrada.

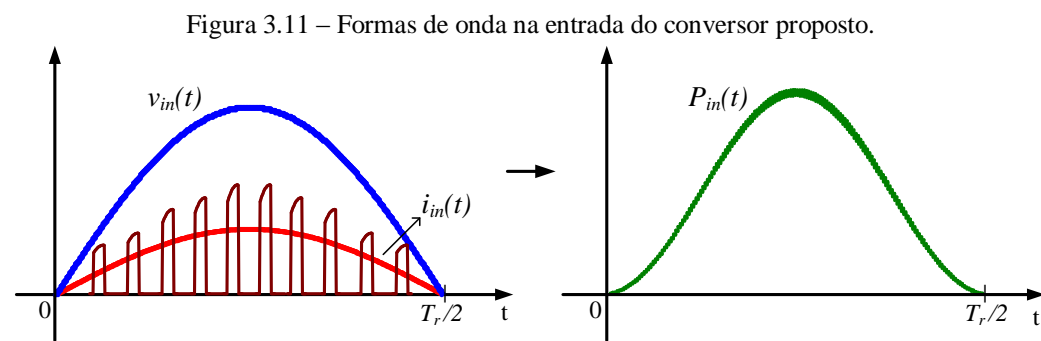
Portanto, a potência instantânea de entrada pode ser calculada a partir de (3.75) e (3.76), conforme (3.77).

$$P_{in}(t) = v_{in}(t) \cdot i_{in}(t). \quad (3.77)$$

Desenvolvendo (3.77), a potência instantânea de entrada pode ser escrita por:

$$P_{in}(t) = V_{pk} \cdot I_{pk} \cdot \text{sen}^2(\omega t). \quad (3.78)$$

A Figura 3.11 mostra as formas de onda da tensão, corrente e potência de entrada instantânea para a operação do conversor proposto operando com CFP.



Fonte: Próprio Autor.

Aplicando (3.75) em (3.48) a potência instantânea de saída do conversor é calculada por:

$$P_{out}(t) = v_{in}^2(t) \cdot C_s \cdot f_s \cdot \eta. \quad (3.79)$$

Desenvolvendo (3.79), a potência instantânea de saída do conversor pode se descrita por:

$$P_{out}(t) = V_{pk}^2 \cdot \text{sen}^2(\omega t) \cdot C_s \cdot f_s \cdot \eta. \quad (3.80)$$

Aplicando (3.79) em (3.81), a potência instantânea de entrada do conversor pode ser reescrita por (3.82).

$$P_{in}(t) = \frac{P_{out}(t)}{\eta}. \quad (3.81)$$

$$P_{in}(t) = v_{in}^2(t) \cdot C_s \cdot f_s. \quad (3.82)$$

Desenvolvendo (3.82), a potência instantânea de entrada do conversor pode ser descrita por:

$$P_{in}(t) = V_{pk}^2 \cdot \text{sen}^2(\omega t) \cdot C_s \cdot f_s \quad (3.83)$$

Comparando (3.82) com (3.77), a equação (3.84) é obtida. A equação (3.84) mostra que a corrente de entrada possui resposta linear para a tensão de entrada senoidal. Dessa maneira, é demonstrado que o conversor se comporta como uma carga linear, corrigindo o fator de potência.

$$i_{in}(t) = v_{in}(t) \cdot C_s \cdot f_s = v_{in}(t) \cdot K. \quad (3.84)$$

Sendo K uma constante igual a $C_s \cdot f_s$, com dimensão $\left[\frac{A}{V} \right]$ ou siemens.

3.4.1 Determinação da corrente através dos LEDs

Substituindo a identidade trigonométrica (3.85) em (3.80) a potência instantânea de saída pode ser reescrita por (3.86).

$$\text{sen}^2(\omega t) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cdot \cos(2 \cdot \omega t) \quad (3.85)$$

$$P_{out}(t) = \frac{1}{2} \cdot V_{pk}^2 \cdot C_s \cdot f_s \cdot \eta \cdot [1 - \cos(2 \cdot \omega t)] \quad (3.86)$$

Considerando que o LED apresenta comportamento inerente de fonte de tensão, a tensão de saída V_o pode ser considerada constante. Portanto, a corrente de saída que circula pelos LEDs é definida por:

$$i_{LED}(t) = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{pk}^2 \cdot C_s \cdot f_s \cdot \eta}{V_o} \cdot [1 - \cos(2 \cdot \omega t)]. \quad (3.87)$$

A partir da equação (3.87), nota-se que a corrente de saída possui duas componentes: uma componente média (I_{LED_med}) e uma componente alternada (I_{LED_CA}), que são definidas por (3.88) e (3.89) respectivamente.

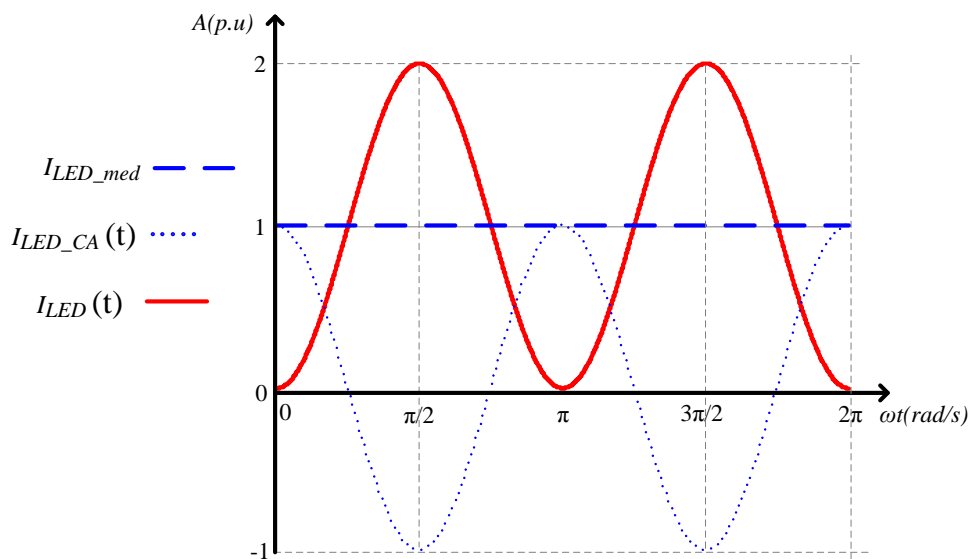
$$I_{LED_med} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{pk}^2 \cdot C_s \cdot f_s \cdot \eta}{V_o} \quad (3.88)$$

$$I_{LED_CA}(t) = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{pk}^2 \cdot C_s \cdot f_s \cdot \eta}{V_o} \cdot \cos(2 \cdot \omega t) \quad (3.89)$$

A presença da componente alternada de corrente faz com que a corrente que circula através dos LEDs possua elevada ondulação de baixa frequência, atingindo 200% de ondulação. A frequência de ondulação é igual a duas vezes a frequência da rede, obtendo-se uma componente de 120 Hz, considerando a frequência elétrica do sistema elétrico brasileiro.

A Figura 3.12 apresenta as formas de onda teóricas da componente média, componente alternada e a corrente resultante através dos LEDs em p.u. As formas de onda são obtidas a partir das equações (3.87), (3.88) e (3.89).

Figura 3.12 – Formas de onda teórica da componente média, alternada e corrente resultante através do LED.



Fonte: Próprio Autor.

A ondulação de baixa frequência presente na corrente através dos LEDs produz variação da luminância no tempo, conhecido com cintilamento ou *flicker*. Para a maioria das pessoas, o cintilamento de uma fonte luminosa que ocorre com frequência inferior a 60 Hz é diretamente perceptível. A frequência em que o cintilamento não é visível para as pessoas depende da intensidade do cintilamento, da adaptação da luminância e do tamanho do campo visível da fonte luminosa. Contudo, essa frequência crítica (CFF, do inglês *critical flicker*

fusion frequency) ocorre geralmente na faixa entre 60 Hz a 100 Hz (KELLY, 1961). Desse modo, como o cintilamento produzido pela corrente de saída do conversor ocorre na frequência de 120 Hz, o *flicker* não é diretamente visível pelo olho humano.

Mesmo sendo invisível, esse cintilamento pode ser perceptível indiretamente pelo corpo humano e pode causar efeitos fisiológicos, tais como, aumento da incidência de dores de cabeça, dificuldade de concentração e risco de convulsões, embora esse último, o risco seja reduzido. Para aplicações de iluminação pública, as quais as pessoas tendem a ficarem menos tempo expostas a luz, esses efeitos tendem a serem menos problemáticos (LEHMAN; WILKINS, 2014; IEEE, 2015). Assim, esses efeitos não foram considerados críticos na avaliação do conversor proposto.

A corrente com elevada ondulação em baixa frequência também pode afetar o fluxo luminoso e a eficácia luminosa. O impacto da ondulação de baixa frequência na operação dos LEDs é como apresentado em (SOARES *et al.*, 2012). O fluxo luminoso dos LEDs é proporcional à sua corrente média. Conforme (SOARES *et al.*, 2012), uma vez que a corrente média seja mantida constante o fluxo luminoso apresenta baixa redução para ondulações de maiores magnitudes, tornando aceitável a operação dos LEDs com corrente com ondulação em baixa frequência. Contudo, a eficácia luminosa tende a decrescer com o aumento da ondulação de corrente.

Assim, os LEDs podem operar com ondulação de corrente mais elevada sem maiores prejuízos, desde que a máxima corrente nominal do componente e fluxo luminoso necessário para aplicação desejada sejam respeitados. Dessa forma, o tempo de vida útil dos LEDs não é prejudicado, permitindo a utilização de capacitâncias de armazenamento menores (SÁ JR. *et al.*, 2009).

3.4.2 Dimensionamento da capacitância comutada C_s para a operação com CFP

Como o fluxo luminoso é proporcional à corrente média através dos LEDs, utiliza-se a corrente média calculada por (3.88) para o cálculo da capacitância comutada para a operação com CFP. Como a tensão sobre os LEDs possui pequena variação, devido ao seu modelo elétrico, temos que a componente média da corrente de saída pode ser ajustada em torno do valor de corrente média nominal do LED, assim a capacitância comutada é calculada a partir do rearranjo de (3.88), logo:

$$C_s = \frac{2 \cdot I_{LED} \cdot V_o}{V_{pk}^2 \cdot f_s \cdot \eta}. \quad (3.90)$$

Como os capacitores C_{s1} e C_{s2} possuem a mesma capacitância, os seus valores são determinados por:

$$C_{s1} = C_{s2} = \frac{C_s}{2}. \quad (3.91)$$

3.4.3 Cálculo da indutância L_o para a operação com CFP

O processo para determinação da indutância L_o para a operação com CFP é realizado a partir de um processo iterativo, semelhante ao apresentado no item 3.3.5.

Primeiramente, define-se a ondulação máxima da corrente do indutor:

$$\Delta I_{L_o_max} = \frac{I_{Lopk_max} - I_{Lomin_max}}{I_{LED_pk}}. \quad (3.92)$$

Sendo I_{LED_pk} a corrente máxima que circula a através dos LEDs e I_{Lomin_max} o valor máximo da corrente mínima, proveniente da ondulação de alta frequência que também circula pela indutância L_o .

A corrente máxima através dos LEDs é calculada a partir de (3.87). A corrente através dos LEDs atinge seu valor máximo em $\omega t = \frac{\pi}{2}$, portanto:

$$i_{LED_pk} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{pk}^2 \cdot C_s \cdot f_s \cdot \eta}{V_o} \cdot \left[1 - \cos\left(2 \cdot \frac{\pi}{2}\right) \right] = \frac{V_{pk}^2 \cdot C_s \cdot f_s \cdot \eta}{V_o}. \quad (3.93)$$

O valor máximo da corrente mínima, I_{Lomin_max} , é calculado por (3.94).

$$I_{Lomin_max} = I_{LED_pk} - \frac{\Delta I_{L_o_max}}{2}. \quad (3.94)$$

A corrente máxima no indutor ocorre quando a tensão de entrada é máxima, portanto I_{Lopk_max} é obtido aplicando (3.94) e (3.22) em (3.11), assim:

$$\begin{aligned}
i_{Lopk_max} = & \sqrt{\frac{C_s}{L_o}} \cdot (V_{pk} - V_o) \cdot \text{sen} \left(\tan^{-1} \left[\frac{(V_{pk} - V_o) \cdot \sqrt{\frac{C_s}{L_o}}}{I_{Lomin_max}} \right] \right) + \dots \\
& + I_{Lomin_max} \cdot \text{cos} \left(\tan^{-1} \left[\frac{(V_{pk} - V_o) \cdot \sqrt{\frac{C_s}{L_o}}}{I_{Lomin_max}} \right] \right).
\end{aligned} \tag{3.95}$$

Com as novas equações definidas, aplica-se o método iterativo. O método consiste em se obter o valor de indutância a partir da ondulação máxima de corrente especificada. Portanto, para a ondulação de corrente atribuída, o método testa diversos valores de indutância armazenados em um vetor, atribuídos pelo usuário, até que a ondulação de corrente especificada seja atendida. O fluxograma do algoritmo para a determinação de L_o para a operação com CFP é apresentado pela Figura 3.13.

3.4.4 Dimensionamento da Capacitância C_o

O capacitor C_o é utilizado apenas para atenuar a ondulação em alta frequência da corrente através do LED, pois se deseja evitar a utilização de capacitâncias elevadas para não ser necessário utilizar capacitores eletrolíticos. Considerando o circuito simplificado apresentado na Figura 3.14, onde se tem a componente de alta frequência, a capacitância C_o e a resistência série equivalente do LED.

De acordo com CIRRUS LOGIC (2013), o capacitor C_o se comporta como um filtro passa-baixa, assim a capacitância C_o pode ser calculada por (3.96).

$$C_o = \frac{\sqrt{\frac{1}{|H(2\pi \cdot f_c)|^2} - 1}}{2\pi \cdot f_c \cdot R_{LED}}. \tag{3.96}$$

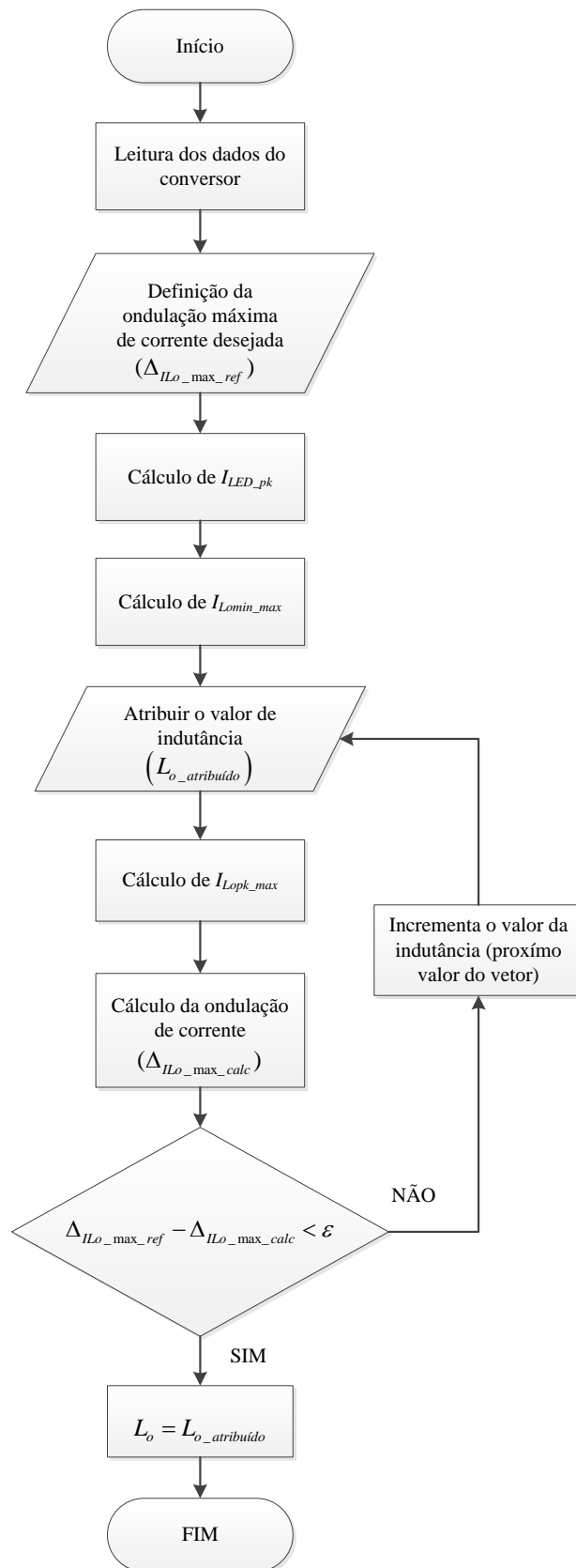
Sendo:

$|H(2\pi \cdot f_c)|$ - ganho proporcionado pelo filtro na frequência de corte.

f_c - frequência de corte do filtro passa-baixa.

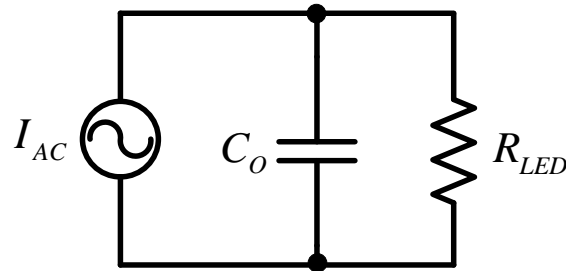
R_{LED} - resistência série equivalente do LED.

Figura 3.13 - Fluxograma do algoritmo de determinação da indutância L_o para a operação com CFP.



Fonte: Próprio Autor.

Figura 3.14 – Circuito equivalente do nó de saída do conversor.



Fonte: Adaptado de SÁ JR. (2010).

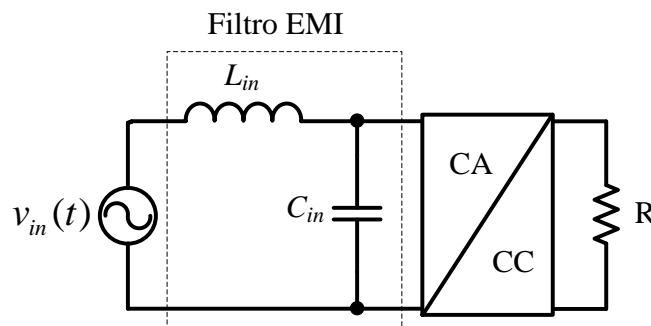
3.4.5 Filtro de Entrada

Conversores comutados devido à operação em alta frequência de seus interruptores podem produzir elevadas variações de tensão e elevadas variações de corrente, as quais produzem altos níveis de ruído eletromagnético. Esse ruído eletromagnético pode causar interferências em outros dispositivos ligados à rede, prejudicando seu funcionamento. Além disso, algumas normas internacionais estabelecem limites rígidos para a injeção de harmônicos na rede. Estes limites impõem que o ruído de alta frequência gerado pelos conversores seja atenuado de forma apropriada (VLATKOVIC; BOROJEVIC; LEE, 1996) (BELTRAME, 2009).

O conversor proposto apresenta corrente de entrada descontínua, injetando corrente pulsada na rede elétrica. Assim, devido à operação em alta frequência o conversor produz interferência eletromagnética. Com isso, é necessária 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.

Uma das topologias mais simples e nem por isso menos eficiente é o filtro LC apresentado na Figura 3.15. Esse filtro é bastante utilizado devido à sua simplicidade (MARTINS; BARBI, 2008).

Figura 3.15 – Filtro LC de entrada.



Fonte: Próprio autor.

Desconsiderando os elementos parasitas dos componentes do filtro, a resistência equivalente de entrada do conversor proposto pode ser determinada por (3.97).

$$R_{eq} = \eta \cdot \frac{V_{inef_nom}^2}{V_O \cdot I_{LED}} \quad (3.97)$$

A frequência de corte do filtro pode ser determinada através de (3.98). De acordo com MARTINS e BARBI (2008), é recomendado que a frequência de corte, f_{c2} , seja posicionada uma década abaixo da frequência de comutação e 30 vezes acima da frequência da rede.

$$30 \cdot f_{rede} \leq f_{c2} \leq \frac{f_s}{10}. \quad (3.98)$$

A capacitância C_{in} pode ser obtida através de (3.99), 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.

$$C_{in} = \frac{1}{R_{eq} \cdot 4 \cdot \xi \cdot \pi \cdot f_{c2}}. \quad (3.99)$$

Portanto, o valor da indutância L_{in} pode ser calculado por:

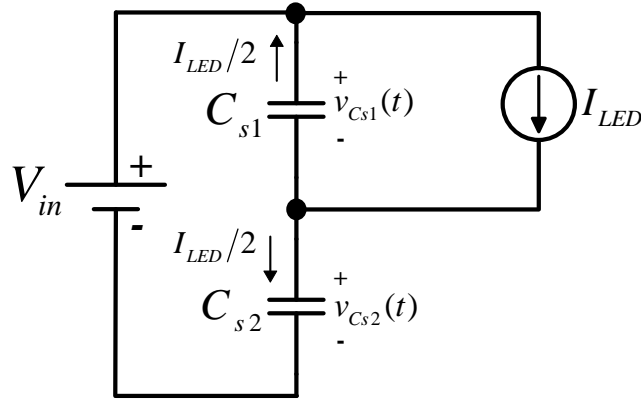
$$L_{in} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot C_{in} \cdot f_{c2}^2}. \quad (3.100)$$

3.5 Condições de comutação suave

Nesta seção, serão apresentadas as análises para o estudo da comutação suave do conversor proposto. Como apresentado na análise quantitativa, os capacitores comutados devem ser carregados e descarregados completamente para os interruptores bloquearem sob corrente nula. Desta forma, estuda-se o circuito equivalente simplificado referente à primeira etapa de operação mostrado na Figura 3.16. Para a simplificação do equacionamento foi considerado que a saída do conversor se comporta como uma fonte de corrente ideal.

A Figura 3.16 corresponde à primeira etapa de operação, na qual o interruptor S_1 está conduzindo e o interruptor S_2 está bloqueado. Nessa etapa de operação o capacitor C_{s2} está se carregando, enquanto C_{s1} está descarregando.

Figura 3.16 – Circuito equivalente para a análise da comutação suave no conversor proposto.



Fonte: Próprio autor.

Para o início da análise da comutação são obtidas as equações das malhas formadas pelo circuito da Figura 3.16. Essas equações são descritas em (3.101) e (3.102).

$$\begin{cases} i_{C_{s2}}(t) = \frac{I_{LED}}{2} \\ C_{s2} \frac{dv_{C_{s2}}(t)}{dt} = \frac{I_{LED}}{2} \end{cases} \quad (3.101)$$

$$\begin{cases} i_{C_{s1}}(t) = -\frac{I_{LED}}{2} \\ C_{s1} \frac{dv_{C_{s1}}(t)}{dt} = -\frac{I_{LED}}{2} \end{cases} \quad (3.102)$$

Definindo as condições iniciais para a solução das equações diferenciais:

$$v_{C_{s1}}(0) = V_{in}. \quad (3.103)$$

$$v_{C_{s2}}(0) = 0. \quad (3.104)$$

Solucionando as equações (3.101) e (3.102) são obtidas as tensões através dos capacitores comutados C_{s2} e C_{s1} , que são descritas respectivamente por (3.105) e (3.106).

$$v_{C_{s2}}(t) = \frac{1}{C_{s2}} \cdot \frac{I_{LED}}{2} \cdot t. \quad (3.105)$$

$$v_{C_{s1}}(t) = -\frac{1}{C_{s1}} \cdot \frac{I_{LED}}{2} \cdot t + V_{in}. \quad (3.106)$$

Portanto, para a obtenção da comutação por corrente nula, o capacitor C_{s2} deve se carregar completamente antes da comutação do interruptor S_1 . Logo, a condição limítrofe para comutação suave é definida por (3.107) e (3.108).

$$t_1 \leq t_2 \rightarrow t_1 \leq \frac{T_s}{2}. \quad (3.107)$$

$$v_{C_{s2}}\left(\frac{T_s}{2}\right) = V_{in}. \quad (3.108)$$

Sendo as capacitâncias C_{s1} e C_{s2} iguais a $C_s/2$ e substituindo (3.108) em (3.105), obtém-se:

$$V_{in} = \frac{I_{LED}}{2C_s} \cdot T_s. \quad (3.109)$$

Reescrevendo (3.109) é possível determinar a frequência de comutação de borda:

$$f_{s_borda} = \frac{I_{LED}}{2 \cdot C_s \cdot V_{in}}. \quad (3.110)$$

Substituindo (3.49) em (3.110) é possível determinar a frequência de comutação de borda em função da potência de saída, conforme mostrado em (3.111).

$$f_{s_borda} = \frac{P_{out}}{2V_{in} \cdot V_o \cdot C_s}. \quad (3.111)$$

A frequência de comutação do conversor pode ser calculada a partir de (3.48). Desconsiderando as perdas no conversor, a frequência de comutação do conversor é calculada por (3.112).

$$f_s = \frac{P_{out}}{V_{in}^2 \cdot C_s}. \quad (3.112)$$

Portanto, para a obtenção da comutação suave, a frequência de comutação do conversor deve ser menor ou igual à frequência de comutação de borda:

$$f_s \leq f_{s_borda} \Rightarrow \frac{P_{out}}{V_{in}^2 \cdot C_s} \leq \frac{P_{out}}{2V_{in} \cdot V_O \cdot C_s}. \quad (3.113)$$

Desenvolvendo a inequação (3.113) é obtido (3.114). Desta forma, para alcançar a comutação sob corrente nula é necessário que a tensão de entrada do conversor seja pelo menos duas vezes maior que a tensão de saída do conversor.

$$V_{in} \geq 2 \cdot V_O. \quad (3.114)$$

Como os capacitores comutados possuem mesma capacitância e o ciclo de trabalho dos interruptores é igual, a condição (3.114) estabelece a comutação suave em ambos os interruptores.

3.6 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 (3.115).

$$V_O = V_{LED} + R_{LED} \cdot I_{LED}. \quad (3.115)$$

Sendo:

V_{LED} – Queda de tensão limiar em um LED;

R_{LED} – Resistência série de um LED;

I_{LED} – Corrente aplicada ao LED.

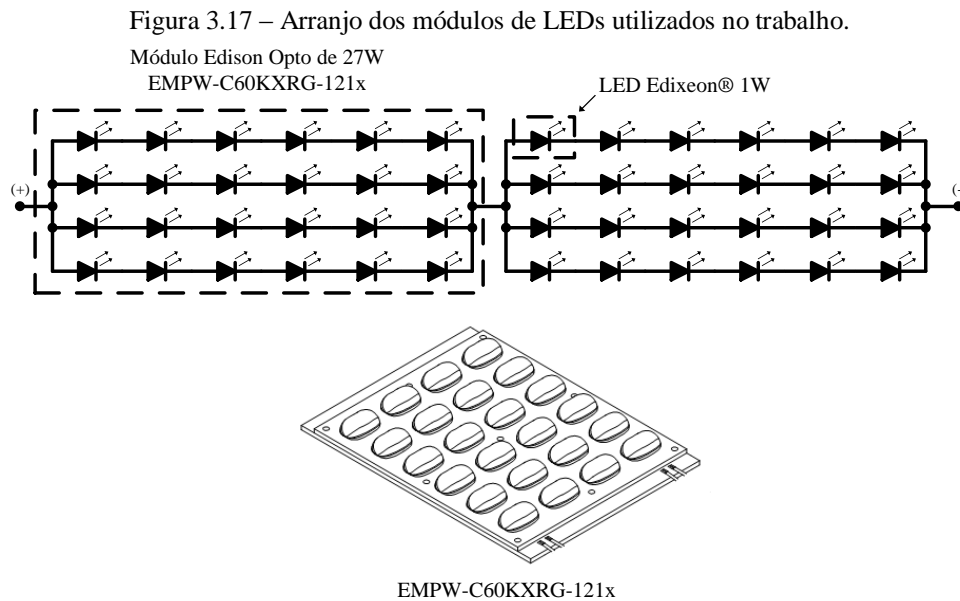
Neste trabalho, será utilizado um par de módulos para iluminação pública Edison® Opto modelo EMPW-C60KXRG-121x, associados em série, conforme mostrado na Figura 3.17. Cada módulo possui uma resistência série equivalente de 2,18 Ω e uma queda de tensão direta de 16,2 V e operam, sob condições nominais, com uma corrente média de 1,4 A. Vale salientar que o fabricante deste tipo de dispositivo usualmente utiliza LEDs com

características as mais próximas possíveis, para garantir a equalização de corrente em cada vetor.

Assim, a tensão de saída do conversor pode ser determinada através de (3.116).

$$V_o = n \cdot (V_{LED} + R_{LED} \cdot i_{LED}) = 2 \cdot (16,2 + 2,18 \cdot 1,4) = 38,5 \text{ V.} \quad (3.116)$$

Sendo n a quantidade de módulos de LEDs associados em série.



Fonte: Próprio Autor.

3.7 Conclusão

Esse capítulo apresentou a análise de um conversor CA-CC com capacitor comutado e com correção do fator de potência. As etapas de operação e o equacionamento básico do conversor foram apresentados e discutidos, bem como a proposta de utilização de um filtro de entrada.

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, capacitância comutada e frequência de comutação. 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.

Para a operação a partir da rede elétrica, a corrente de entrada do conversor apresenta resposta linear para a tensão de entrada senoidal. Dessa forma, o conversor se comporta como uma carga linear atingindo elevado fator de potência. Já na saída do conversor, obtém-se corrente contínua com elevada ondulação de baixa frequência em 120 Hz. Porém, essa ondulação de baixa frequência não produz cintilamento visível ao olho humano e desde que a corrente nominal máxima dos LEDs seja respeitada, os LEDs podem operar sob essas condições de corrente.

4 PROJETO DO CONVERSOR PROPOSTO

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 3.6. A Tabela 4.1 apresenta as especificações e as considerações adotadas para o projeto do conversor. O projeto é apresentado para operação do conversor em malha aberta.

4.1 Projeto do circuito de potência

Inicialmente, determina-se a tensão de pico de entrada através de (4.1).

$$V_{pk} = \sqrt{2} \cdot V_{inef_nom} = \sqrt{2} \times 220 = 311 \text{ V.} \quad (4.1)$$

Logo, a capacitância comutada é calculada a partir de (3.50), assim:

$$C_s = \frac{2 \cdot I_{LED} \cdot V_o}{V_{pk}^2 \cdot f_s \cdot \eta} = \frac{2 \times 1,4 \times 38,5}{311^2 \times 80 \times 10^3 \times 0,85} \cong 16,4 \text{ nF.} \quad (4.2)$$

Assim, para os capacitores C_{s1} e C_{s2} utiliza-se capacitâncias de 8,2 nF.

Tabela 4.1 – Especificações e considerações de projeto do conversor.

Parâmetros	Valores
Tensão nominal de Saída (V_o)	38,5 V
Corrente média através dos LEDs (I_{LED})	1,4 A
Tensão de entrada eficaz nominal (V_{inef_nom})	220 V
Frequência da rede (f_r)	60 Hz
Frequência de comutação (f_s)	80 kHz
Rendimento teórico do conversor (η)	85%
Ondulação máxima da corrente do indutor ($\Delta I_{L_{o_max}}$)	$20\% \cdot I_{LED_pk}$

Fonte: Próprio Autor.

A corrente através dos LEDs pode ser determinada pela substituição dos valores em (3.87), logo, a corrente instantânea nos LEDs é determinada por:

$$i_{LED}(t) = 1,4 \cdot [1 - \cos(2 \cdot \omega t)] \quad (4.3)$$

A partir de (4.3) é extraída a componente média e a componente alternada da corrente instantânea do LED, logo:

$$I_{LED_med} = 1,4 \text{ A.} \quad (4.4)$$

$$I_{LED_CA}(t) = 1,4 \cdot \cos(2 \cdot \omega t). \quad (4.5)$$

Para o cálculo da indutância L_o utiliza-se o algoritmo apresentado na seção 3.4.3, porém é necessário calcular alguns parâmetros antes de executá-lo.

A corrente máxima através dos LEDs é calculada a partir de (3.93), dessa forma:

$$i_{LED_pk} = \frac{V_{pk}^2 \cdot C_s \cdot f_s \cdot \eta}{V_o} = \frac{311^2 \times 16,4 \times 10^{-9} \times 80 \times 10^3 \times 0,85}{38,5} = 2,8 \text{ A.} \quad (4.6)$$

A ondulação máxima da corrente do indutor é obtida por (4.7).

$$\Delta I_{Lo_max} = 20\% \cdot I_{LED_pk} = \frac{20}{100} \times 2,8 = 0,56 \text{ A.} \quad (4.7)$$

Logo, calcula-se o valor máximo da corrente mínima através da indutância L_o por (3.94), assim:

$$I_{Lo_min_max} = I_{LED_pk} - \frac{\Delta I_{Lo_max}}{2} = 2,8 - \frac{0,56}{2} = 2,52 \text{ A.} \quad (4.8)$$

Com esses parâmetros calculados, o algoritmo a obtenção de L_o pode ser iniciado. Assim, algoritmo retorna o valor de indutância que respeite a ondulação de corrente especificada. Portanto, para a ondulação de corrente indutor de 0,56 A, a indutância obtida é:

$$L_o = 400 \mu H. \quad (4.9)$$

O projeto físico desse componente magnético é apresentado no Apêndice A.2.

Para o cálculo da capacitância C_o , foi adotada frequência de corte igual a uma década abaixo da frequência de comutação, portanto:

$$f_{c1} = \frac{f_s}{10} = \frac{80000}{10} = 8000 \text{ Hz.} \quad (4.10)$$

Considera-se o ganho proporcionado pelo filtro na frequência de corte ($|H(4\pi \cdot f_{c1})|$) igual a 0,7, logo a capacitância C_o pode ser calculada através de (3.96), assim pela substituição dos valores dos demais parâmetros:

$$C_o = \frac{\sqrt{\frac{1}{|H(2\pi \cdot f_{c1})|^2} - 1}}{2\pi \cdot f_c \cdot R_{LED}} = \frac{\sqrt{\frac{1}{0,7^2} - 1}}{2\pi \cdot 8000 \cdot 4,36} = 4,65 \mu F. \quad (4.11)$$

Portanto, para o projeto foi adotado um valor comercial de capacitância disponível, levando a utilização de um capacitor de poliéster da EPCOS com capacitância de 10 $\mu F/100V$ da série B32594.

4.1.1 Projeto do filtro de entrada

Inicialmente, para o projeto do filtro de entrada deve-se definir o fator de amortecimento. Com o objetivo de reduzir a indutância do filtro de entrada adota-se fator de amortecimento menor que 0,707. Portanto, o fator de amortecimento (ξ) adotado é de 0,4. Assim, busca-se em aumentar o valor de C_{in} , a fim de reduzir o valor de L_{in} , dessa forma o volume do magnético utilizado pode ser reduzido. Porém, isso pode ocasionar na defasagem entre a tensão e corrente de entrada.

A resistência equivalente do conversor é obtida a partir da aplicação dos valores em (3.97), logo:

$$R_{eq} = \eta \cdot \frac{V_{inefnom}^2}{V_o \cdot I_{LED}} = 0,85 \times \frac{220^2}{38,5 \times 1,4} = 763,26 \Omega. \quad (4.12)$$

A frequência de corte é obtida através de (3.98). A corrente drenada pela fonte de entrada possui frequência duas vezes maior que a frequência de comutação, resultando em uma frequência de 160 kHz. Assim, a frequência de corte adotada é igual a uma década abaixo da frequência da corrente de entrada, resultando em 16 kHz.

Portanto, a capacitância C_{in} é obtida por (3.99), assim pela substituição dos valores dos demais parâmetros:

$$C_{in} = \frac{1}{R_{eq} \cdot 4 \cdot \xi \cdot \pi \cdot f_c} = \frac{1}{763,26 \times 4 \times 0,4 \times \pi \times 16000} = 16,3 nF. \quad (4.13)$$

Analisando a equação (3.100), para valor de capacitância calculado, a indutância apresentará um valor mais elevado. Com o objetivo de reduzir ainda mais o volume do magnético utilizado é adotado um valor de capacitância maior. Portanto, foi adotado um valor de capacitância de 100 nF para C_{in} , que é uma valor comercial de capacitância que estava mais abundante no laboratório, tornando possível a redução do valor de L_{in} .

A indutância de filtro L_{in} é obtida através de (3.100), assim pela substituição dos valores dos demais parâmetros:

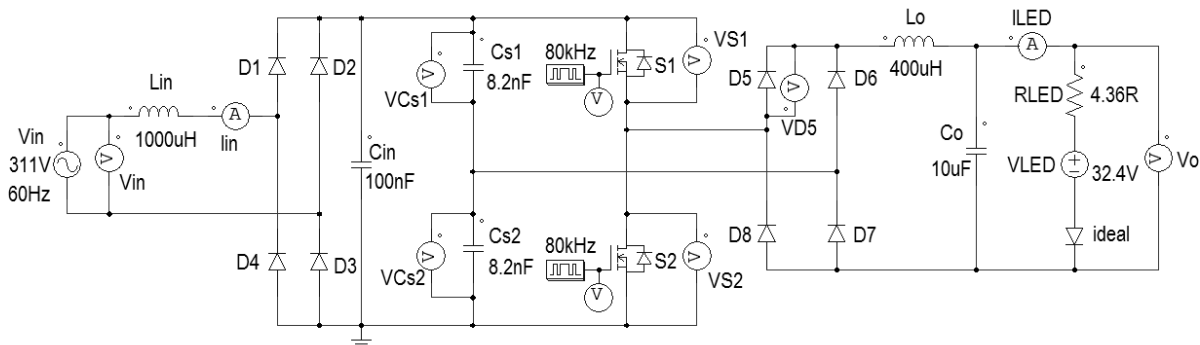
$$L_{in} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot C_{in} \cdot f_c^2} = \frac{1}{4 \times \pi^2 \times 100 \times 10^{-9} \times 16000^2} \cong 1000 \mu\text{H}. \quad (4.14)$$

O projeto físico do indutor de entrada é apresentado no Apêndice A.1. Com esse valor de indutância foi possível à utilização do núcleo do tipo CNF.

4.2 Simulação computacional do conversor proposto

A validação do equacionamento do conversor proposto é realizada por meio de simulação computacional utilizando o software PSIM[®]. A Figura 4.1 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.

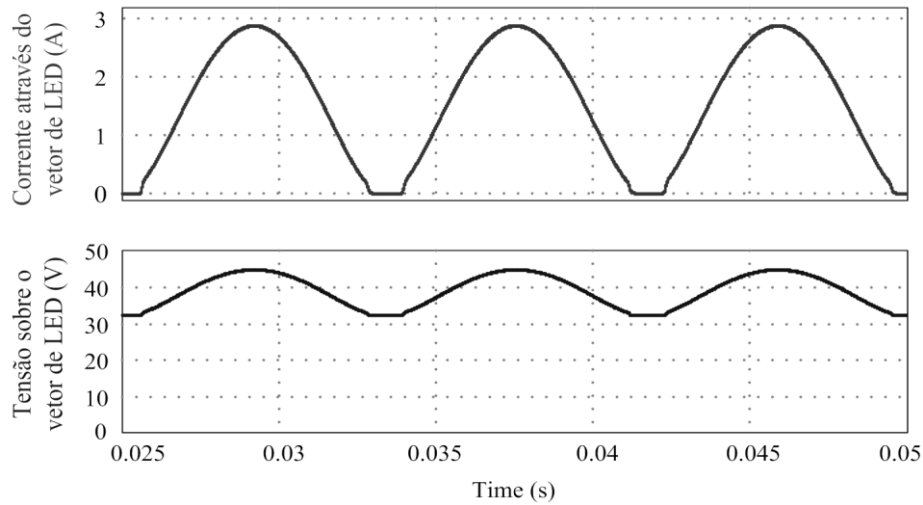
Figura 4.1 – Circuito esquemático utilizado na simulação do conversor.



Fonte: Próprio autor.

A Figura 4.2 apresenta a forma de onda da tensão e da corrente através do vetor de LEDs. A corrente através dos LEDs apresenta ondulação de aproximadamente 200%, conforme mostrado na seção 2.4.1. A corrente média através dos LEDs é de $1,47 \text{ A}$ e a tensão média sobre os LEDs é de $38,82 \text{ V}$. A corrente máxima através dos LEDs é de $2,88 \text{ A}$.

Figura 4.2 – Forma de onda da corrente e da tensão sobre o vetor de LEDs.

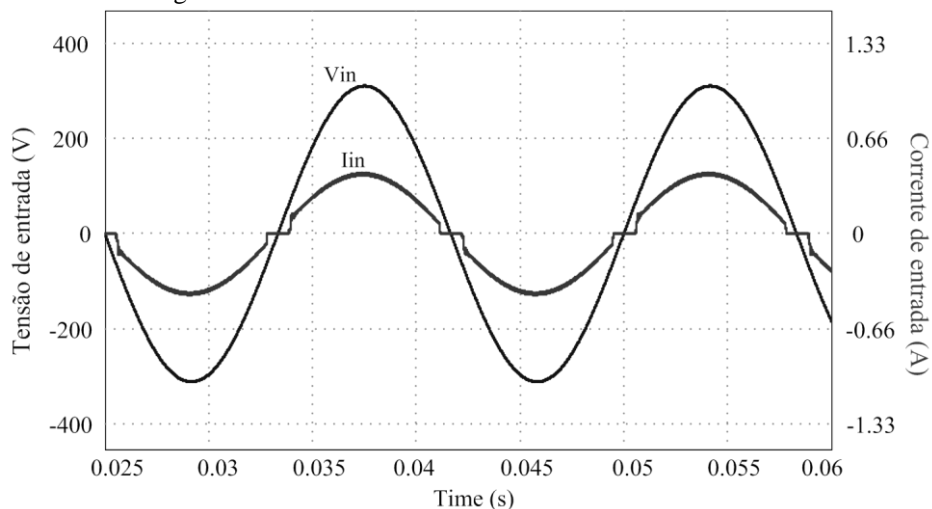


Fonte: Próprio autor.

A Figura 4.3 apresenta a forma de onda da tensão e da corrente de entrada. O fator de potência obtido foi de 0,997. Observa-se que a corrente de entrada apresenta descontinuidade, já que por um período de tempo a corrente permanece nula.

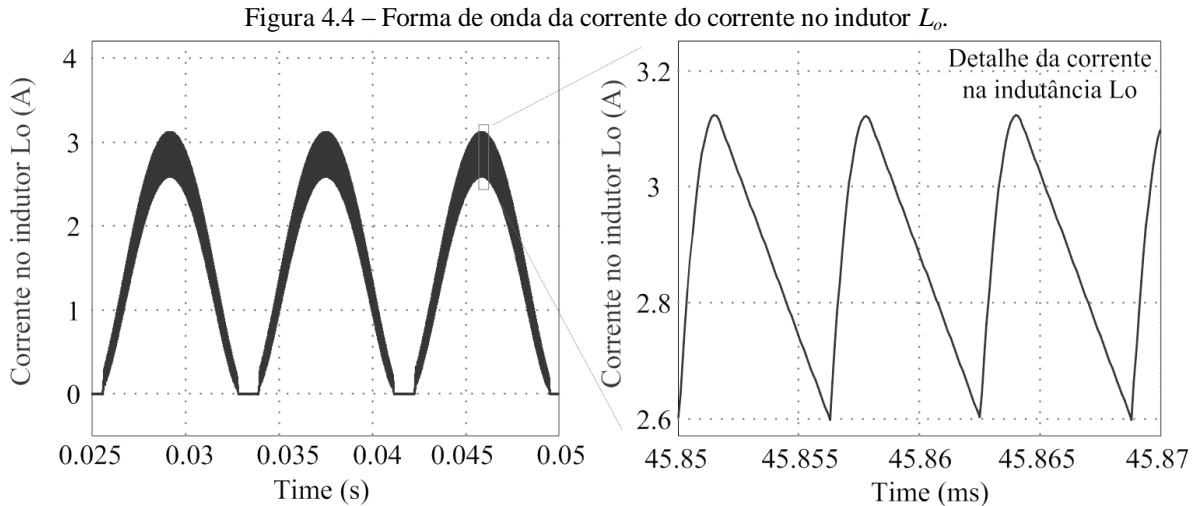
Para a operação do conversor proposto, a tensão de entrada deve ser duas vezes maior que a tensão de saída, assim durante o período em que essa condição não é satisfeita não há condução de corrente (ELOI DOS SANTOS FILHO *et al.*, 2014). Esse efeito também é observado na forma de onda da corrente no LED mostrada na Figura 4.2, fazendo com que a corrente na carga seja nula durante o período em que a tensão de entrada é menor que duas vezes a tensão de saída do conversor.

Figura 4.3 – Forma de onda da tensão e corrente de entrada.



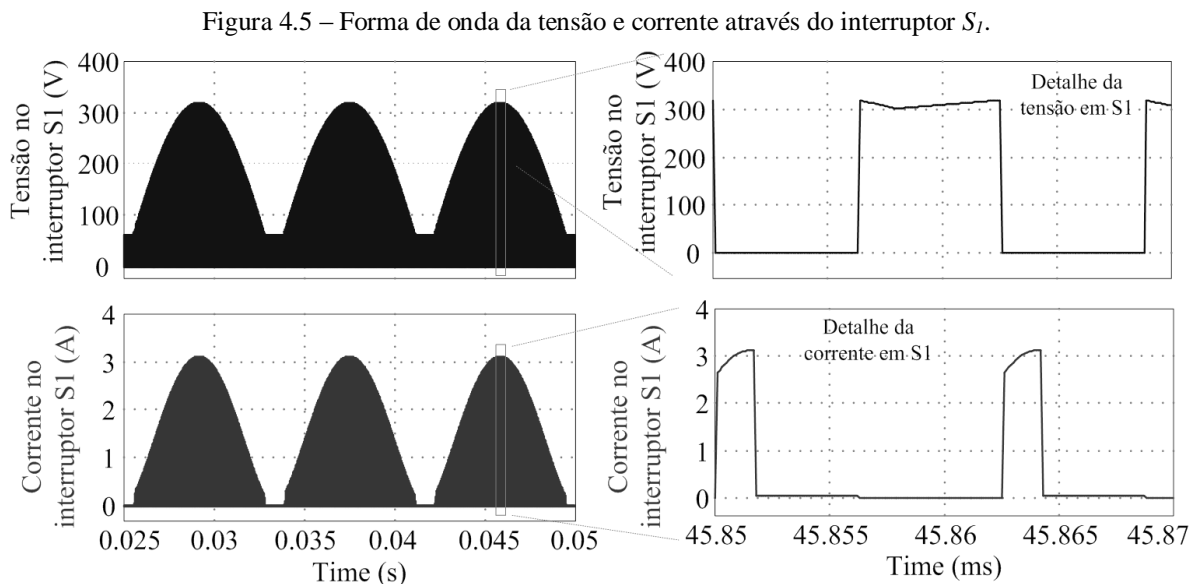
Fonte: Próprio autor.

A Figura 4.4 mostra a forma de onda do corrente através da indutância L_o . A ondulação de corrente máxima obtida foi de aproximadamente de 18,26%.



Fonte: Próprio autor.

A Figura 4.5 mostra a forma de onda da tensão e da corrente através do interruptor S_1 . As formas de onda para o interruptor S_2 são semelhantes às formas de onda obtidas para o interruptor S_1 , pois os interruptores operam de maneira complementar e com ciclo de trabalho igual a 0,5.

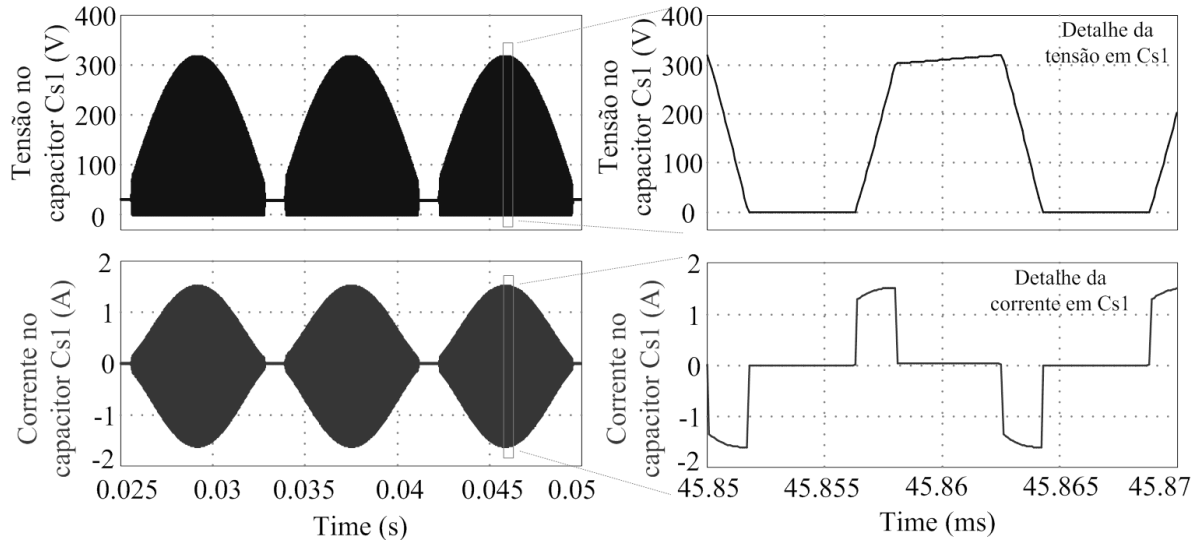


Fonte: Próprio autor.

A Figura 4.6 apresenta a forma de onda da tensão e da corrente através do capacitor comutado C_{s1} . No detalhe das formas de onda, observa-se a operação de

carregamento e descarregamento completo do capacitor, caracterizando a comutação do capacitor C_{s1} .

Figura 4.6 – Forma de onda da tensão e da corrente através do capacitor C_{s1} .

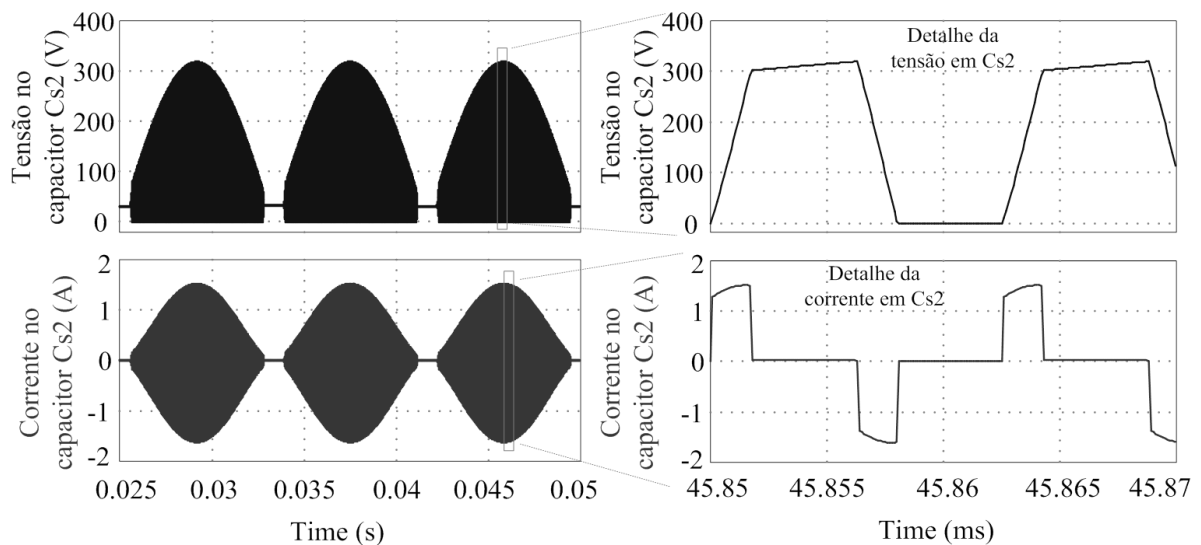


Fonte: Próprio autor.

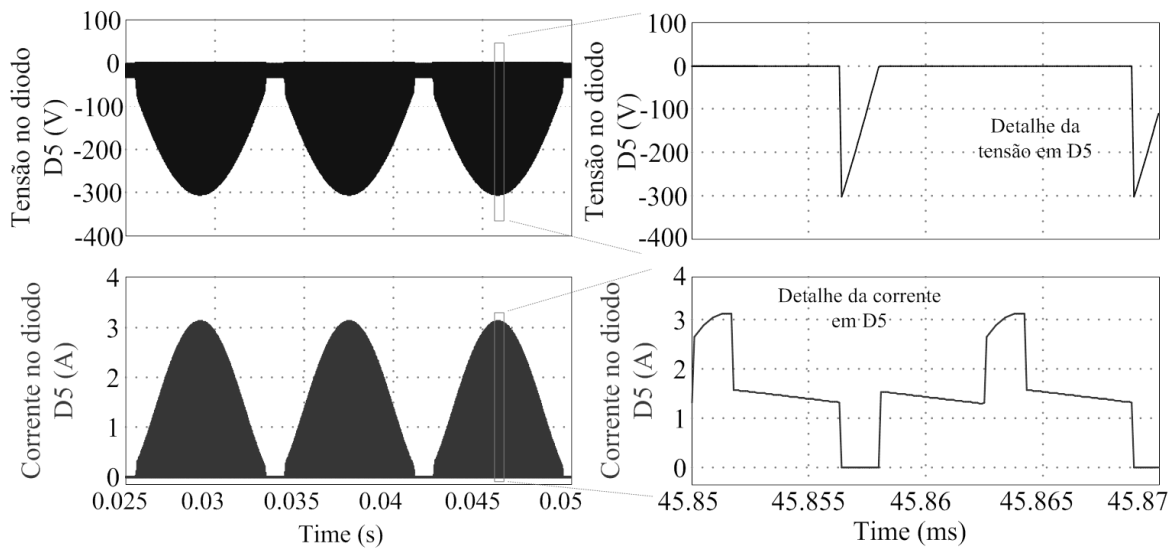
A Figura 4.7 mostra a forma de onda da tensão e da corrente do capacitor comutado C_{s2} . O capacitor comutado C_{s2} opera de maneira intercalada ao capacitor C_{s1} , assim quando C_{s1} está se descarregando o capacitor C_{s2} está se carregando.

A Figura 4.8 apresenta a forma de onda da tensão e da corrente através do diodo D_5 . Os outros diodos da ponte retificadora de alta frequência apresentam formas de onda iguais ao diodo D_5 , por isso a forma de onda de apenas um diodo é apresentada.

Figura 4.7 – Forma de onda da tensão e da corrente através do capacitor C_{s2} .



Fonte: Próprio autor.

Figura 4.8 – Forma de onda da tensão e da corrente através do diodo D_5 .

Fonte: Próprio autor.

4.3 Cálculo dos esforços nos componentes

Neste item é apresentado o procedimento para o cálculo dos esforços nos componentes do conversor proposto, em especial os esforços de corrente. O procedimento apresentado é baseado no procedimento proposto em SILVA (2013) e HENN (2012).

O procedimento consiste em determinar os intervalos de condução de corrente, o comportamento matemático da corrente ao longo do tempo, também chamada de função de modulação, de cada componente e por fim calcular os esforços de corrente média e eficaz nos principais componentes. Em seguida, será possível utilizar esses valores para escolher os componentes utilizados para a validação experimental do conversor.

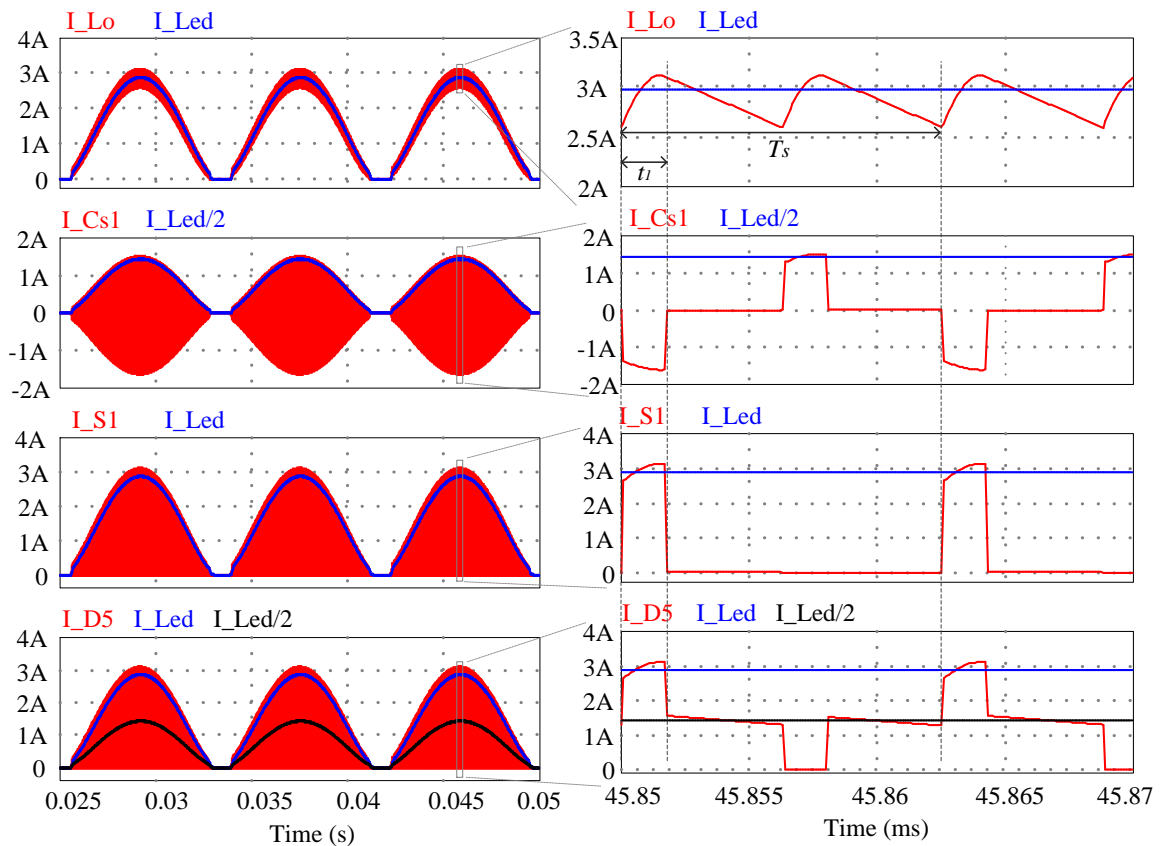
Para determinar o comportamento matemático da corrente ao longo de um intervalo de tempo são observadas as forma de onda de corrente do conversor proposto. Analisando a Figura 4.9, nota-se que todas as formas de onda de corrente nos componentes podem ser descritas em função da corrente através dos LEDs. Observando os detalhes dessas formas de onda, temos que o tempo de condução de corrente pode ser determinado a partir do tempo de carga dos capacitores comutados, ou seja, o intervalo de tempo da primeira etapa de operação.

A corrente através dos LED já foi definida por (3.87), porém aqui ela é expressa em função de ωt , portanto:

$$i_{LED}(\omega t) = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{pk}^2 \cdot C_s \cdot f_s \cdot \eta}{V_o} \cdot [1 - \cos(2 \cdot \omega t)]. \quad (4.15)$$

O tempo da primeira etapa de operação foi definido por (3.14), mas para a operação com a fonte de tensão contínua na entrada do conversor. Para a operação a partir da rede elétrica, o intervalo de tempo da primeira etapa de operação varia ao longo de um ciclo da rede, pois há a fonte de tensão alternada na entrada do conversor. A corrente $i_{L_{omin}}$ através de L_o também varia ao longo de um ciclo da rede, como visto nos resultados de simulação. Portanto, a equação (3.14) deve ser reescrita.

Figura 4.9 – Formas de onda da corrente nos principais componentes do conversor.



Fonte: Próprio autor.

Assim, para definir a corrente $i_{L_{omin}}$ em função do tempo define-se a ondulação de corrente ao longo do tempo por (4.16).

$$\Delta_{L_o}(\omega t) = i_{LED}(\omega t) \cdot \Delta I_{L_o_max\%} \quad (4.16)$$

Sendo $\Delta I_{L_o_max\%}$ a ondulação máxima especificada em porcentagem. Para o projeto proposto foi adotada ondulação máxima de corrente de 20%.

Dessa maneira, a corrente $i_{L_{omin}}$ ao longo do tempo pode ser calculada através de (4.17).

$$i_{L_{o\min}}(\omega t) = i_{LED}(\omega t) - \frac{\Delta_{L_o}(\omega t)}{2}. \quad (4.17)$$

Assim, substituindo (4.17) e (3.75) em (3.14) é obtido $t_1(\omega t)$ o intervalo de tempo da primeira etapa de operação de meio ciclo da rede elétrica:

$$t_1(\omega t) = \frac{\cos^{-1}\left(-\frac{V_o}{d(\omega t)}\right) + \tan^{-1}\left(\frac{a(\omega t)}{b(\omega t)}\right)}{\omega_o}, 0 \leq \omega t \leq \pi \text{ [s]}. \quad (4.18)$$

Sendo:

$$a(\omega t) = i_{L_{o\min}}(\omega t) \cdot \sqrt{\frac{L_o}{C_s}} \text{ [V]}. \quad (4.19)$$

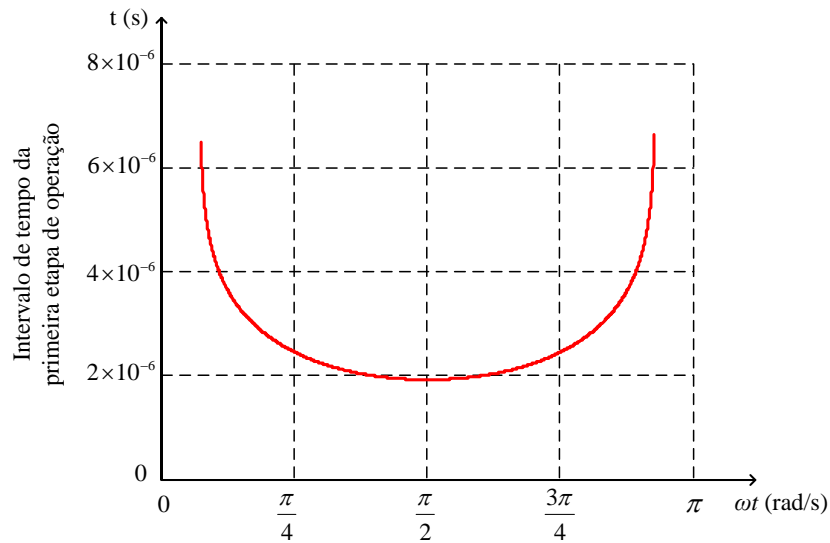
$$b(\omega t) = V_o - v_{in}(\omega t) \text{ [V]}. \quad (4.20)$$

$$d(\omega t) = \sqrt{a(\omega t)^2 + b(\omega t)^2} \text{ [V]}. \quad (4.21)$$

Como a tensão de entrada é retificada, foi considerado apenas meio período da rede. Assim, substituindo os valores calculados e adotados na seção 4.1, a Figura 4.10 apresenta o intervalo $t_1(\omega t)$ ao longo de meio período da rede. A descontinuidade apresentada nos valores mostrados pela Figura 4.10 no início e no final do período é devido a esses valores de período não pertencerem ao domínio da expressão (4.18). Portanto, para a realização dos cálculos, essas regiões de descontinuidade são consideradas nulas.

Com a definição da corrente através dos LEDs e do intervalo de tempo da primeira etapa de operação, os esforços de corrente nos principais componentes podem ser calculados. Todos os esforços de corrente são calculados a partir da corrente através dos LEDs e de seus respectivos tempos de condução baseados nas formas de onda da Figura 4.9. As expressões obtidas são resolvidas numericamente por meio de softwares dedicados.

Figura 4.10 – Intervalo de tempo da primeira etapa de operação ao longo do tempo.



Fonte: Próprio Autor.

4.3.1 Esforços no indutor L_o operando com CFP

As formas de onda da corrente através do indutor L_o e da corrente através dos LEDs são aproximadamente iguais. Como corrente através do indutor L_o permanece em condução ao longo de todo o período de comutação, o valor da corrente média através de L_o é obtido através de (4.22).

$$I_{L_o_med} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} i_{LED}(\omega t) d(\omega t). \quad (4.22)$$

O valor eficaz da corrente através do indutor L_o é obtido aplicando-se a definição de valor eficaz na corrente através dos LEDs, assim o valor eficaz é calculado por (4.23).

$$I_{L_o_ef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} i_{LED}(\omega t)^2 d(\omega t)}. \quad (4.23)$$

O valor da corrente máxima através do indutor é obtido através de (3.95).

Portanto, com a resolução das expressões (4.22), (4.23) e (3.95), o valor de corrente média, eficaz e de pico através do indutor L_o são respectivamente 1,4 A, 1,72 A e 3,07 A.

4.3.2 Esforços nos capacitores comutados C_{s1} e C_{s2}

Os capacitores C_{s1} e C_{s2} possuem os valores de corrente eficaz iguais. Assim, analisando o tempo de condução de corrente através do capacitor C_{s1} o valor de corrente eficaz é obtido através de (4.24).

$$I_{C_{s1_ef}} = I_{C_{s2_ef}} = \sqrt{\frac{2}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \left[\frac{i_{LED}(\omega t)}{2} \right]^2 \cdot \left[\frac{t_1(\omega t)}{T_s} \right] d(\omega t)}. \quad (4.24)$$

A tensão máxima sobre os capacitores C_{s1} e C_{s2} é igual à corrente de pico da tensão de entrada:

$$V_{C_{s1_max}} = V_{C_{s2_max}} = V_{pk}. \quad (4.25)$$

A corrente de máxima através de C_{s1} e C_{s2} é igual à metade da corrente máxima através de L_o , portanto:

$$I_{C_{s1_pk}} = I_{C_{s2_pk}} = \frac{i_{L_{opk_max}}}{2}. \quad (4.26)$$

Com a resolução de (4.24) e (4.26) o valor da corrente eficaz e da corrente máxima através dos capacitores C_{s1} e C_{s2} obtido foi respectivamente de 0,496 A e 1,536 A. A tensão máxima sobre os capacitores C_{s1} e C_{s2} é de 311 V de acordo com (4.25).

4.3.3 Esforços nos interruptores S_1 e S_2

Os interruptores S_1 e S_2 possuem os mesmos valores de corrente média e eficaz. Analisando o tempo de condução de corrente através do interruptor S_1 , o valor médio de corrente através dos interruptores S_1 e S_2 é obtido por (4.27).

$$I_{S1_med} = I_{S2_med} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} i_{LED}(\omega t) \cdot \left[\frac{t_1(\omega t)}{T_s} \right] d(\omega t). \quad (4.27)$$

O valor eficaz de corrente através de S_1 e S_2 é calculado por (4.28).

$$I_{S1_ef} = I_{S2_ef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} i_{LED}(\omega t)^2 \cdot \left[\frac{t_1(\omega t)}{T_s} \right] d(\omega t)}. \quad (4.28)$$

O valor da corrente máxima através dos interruptores S_1 e S_2 é igual à corrente máxima através de L_o :

$$I_{S1_pk} = I_{S2_pk} = i_{Lopk_max}. \quad (4.29)$$

A tensão máxima sobre os interruptores S_1 e S_2 é igual à corrente de pico da tensão de entrada:

$$V_{S1_max} = V_{S2_max} = V_{pk}. \quad (4.30)$$

Portanto, com a resolução das expressões (4.27), (4.28) e (4.29), o valor de corrente média, eficaz e de pico através dos interruptores S_1 e S_2 são respectivamente 0,247 A, 0,702 A e 3,07 A. A tensão máxima sobre os interruptores S_1 e S_2 é de 311 V de acordo com (4.30).

Para os interruptores optou-se por utilizar interruptores IGBT, pois tendem a possuir menores capacitâncias parasitas, amenizando os picos de corrente provenientes das descargas desses elementos durante a comutação. Devido à operação em alta frequência, foi necessário escolher um IGBT adequado para essa condição de operação. Dessa forma, foi adotado o interruptor IRGB20B60PD1, que pode operar em frequências de até 150 kHz atendendo a necessidade do conversor proposto, que opera em 80 kHz e o mesmo também estava disponível no laboratório.

O interruptor IRGB20B60PD1 possui tensão máxima coletor-emissor (V_{CE}) igual a 600 V, corrente de coletor (I_C) igual a 13 A para tensão de gatilho (V_{GE}) de 15 V e temperatura de junção (T_J) igual 125°C. A tensão coletor-emissor de saturação típica ($V_{CE(on)}$) é igual a 2,05 V.

4.3.4 Esforços nos diodos da ponte retificadora de alta frequência

Os diodos da ponte retificadora possuem os mesmos esforços de corrente. Analisando o tempo de condução de corrente do diodo D_5 , o valor médio de corrente através dos diodos D_5 - D_8 é obtido por (4.31).

$$I_{D5-D8_med} = \frac{1}{\pi} \cdot \left[\int_0^{\pi} i_{LED}(\omega t) \cdot \left[\frac{t_1(\omega t)}{T_s} \right] d(\omega t) + \int_0^{\pi} 2 \cdot \left[\frac{i_{LED}(\omega t)}{2} \right] \cdot \left[\frac{\frac{T_s}{2} - t_1(\omega t)}{T_s} \right] d(\omega t) \right]. \quad (4.31)$$

O valor eficaz de corrente através dos diodos D_5 - D_8 é calculado por (4.32).

$$I_{D5-D8_ef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \left[\int_0^{\pi} i_{LED}(\omega t)^2 \cdot \left[\frac{t_1(\omega t)}{T_s} \right] d(\omega t) + \int_0^{\pi} 2 \cdot \left[\frac{i_{LED}(\omega t)}{2} \right]^2 \cdot \left[\frac{\frac{T_s}{2} - t_1(\omega t)}{T_s} \right] d(\omega t) \right]}. \quad (4.32)$$

O valor da corrente máxima através dos diodos da ponte retificadora de alta frequência é igual à corrente máxima através de L_o :

$$I_{D5-D8_pk} = i_{Lopk_max}. \quad (4.33)$$

A tensão reversa máxima sobre os diodos da ponte retificadora de alta frequência é igual à tensão de pico de entrada:

$$V_{D5-D8_max} = V_{pk}. \quad (4.34)$$

Com a resolução das expressões (4.31), (4.32) e (4.33), o valor de corrente média, eficaz e de pico através dos diodos D_5 - D_8 são respectivamente 0,702 A, 0,99 A e 3,07 A. A tensão reversa máxima sobre os diodos D_5 - D_8 é de 311 V de acordo com (4.34).

Com a determinação dos esforços é selecionado um diodo adequado. Assim optou-se por utilizar o diodo ultrarrápido UF4004, que possui tensão reversa máxima de 400 V e corrente média máxima de 1 A.

4.3.5 Esforços nos diodos da ponte retificadora de entrada

Considerando o fator de potência unitário, a forma de onda da corrente de entrada possui formato senoidal. Dessa maneira, o pico da corrente de entrada é calculado por (4.35).

$$I_{pk} = \sqrt{2} \cdot \frac{V_o \cdot I_{LED}}{\eta \cdot V_{inefnom}}. \quad (4.35)$$

Substituindo os valores dos parâmetros em (4.35), a corrente de pico na entrada do conversor é calculada por (4.36).

$$I_{pk} = \sqrt{2} \cdot \frac{V_o \cdot I_{LED}}{\eta \cdot V_{inefnom}} = \sqrt{2} \times \frac{38,5 \times 1,4}{0,85 \times 220} = 0,407 \text{ A}. \quad (4.36)$$

Portanto, o valor médio da corrente através dos diodos D_1-D_4 é calculado por (4.37).

$$I_{D1-D4_med} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\pi} \sqrt{2} \cdot \frac{V_o \cdot I_{LED}}{\eta \cdot V_{inefnom}} \cdot \text{sen}(\omega t) d(\omega t). \quad (4.37)$$

O valor eficaz de corrente através dos diodos D_1-D_4 é calculado por (4.38).

$$I_{D1-D4_ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\pi} \left[\sqrt{2} \cdot \frac{V_o \cdot I_{LED}}{\eta \cdot V_{inefnom}} \cdot \text{sen}(\omega t) \right]^2 d(\omega t)}. \quad (4.38)$$

A tensão reversa máxima sobre os diodos da ponte retificadora de entrada é igual à tensão de pico de entrada:

$$V_{D1-D4_max} = V_{pk}. \quad (4.39)$$

Com a resolução das expressões (4.37) e (4.38) o valor de corrente média, eficaz e de pico através dos diodos D_1-D_4 são respectivamente 0,13 A, 0,204 A e 0,407 A. A tensão reversa máxima sobre os diodos D_1-D_4 é de 311 V de acordo com (4.39). Assim, com a determinação dos esforços foi selecionado um diodo adequado. Dessa maneira, foi escolhido o diodo 1N4007, que possui tensão reversa máxima de 1000 V e corrente média máxima de 1 A.

Portanto, com todos os esforços calculados, a Tabela 4.2 mostra um resumo dos valores calculados e simulados dos esforços nos principais componentes. Observando o erro percentual calculado, o erro máximo obtido foi de aproximadamente 10%. Portanto, considerando que método utilizado realiza aproximações entre as formas de onda nos componentes e a sua forma de onda envoltória (forma de onda da corrente de saída), os resultados obtidos são considerados satisfatórios.

4.4 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.

Tabela 4.2 – Valores dos esforços calculados e simulados.

Parâmetros	Valores Simulados	Valores Calculados	Erro
Corrente média em L_o	1,53 A	1,4 A	8,50%
Corrente eficaz em L_o	1,82 A	1,72 A	5,49%
Corrente de pico em L_o	3,12 A	3,07 A	1,60%
Corrente eficaz em C_{s1} e C_{s2}	0,517 A	0,496 A	4,06%
Corrente de pico em C_{s1} e C_{s2}	1,52 A	1,536 A	-1,05%
Tensão máxima em C_{s1} e C_{s2}	319,5 V	311 V	2,66%
Corrente média em S_1 e S_2	0,254 A	0,247 A	2,76%
Corrente eficaz em S_1 e S_2	0,726 A	0,702 A	3,31%
Corrente de pico em S_1 e S_2	3,12 A	3,071 A	1,57%
Tensão máxima em S_1 e S_2	319,5 V	311 V	2,66%
Corrente média em D_5 - D_8	0,754 A	0,702 A	6,90%
Corrente eficaz em D_5 - D_8	1,04 A	0,99 A	4,81%
Corrente de pico em D_5 - D_8	3,12 A	3,071 A	1,57%
Tensão reversa máxima em D_5 - D_8	303 V	311 V	-2,64%
Corrente média em D_1 - D_4	0,145 A	0,13 A	10,34%
Corrente eficaz em D_1 - D_4	0,220 A	0,204 A	7,27%
Tensão reversa máxima em D_1 - D_4	319,5 V	311 V	2,66%

Fonte: Próprio autor

4.4.1 Perdas nos Interruptores S_1 e S_2

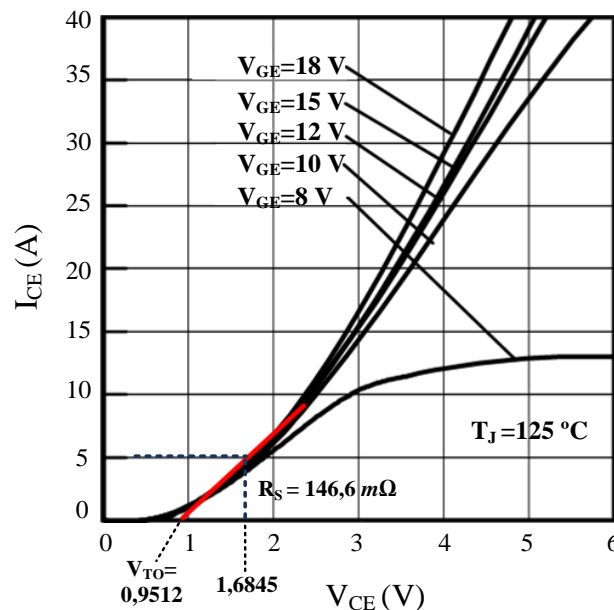
Para a análise de perdas nos interruptores S_1 e S_2 , inicialmente, são definidas as equações regem o comportamento das perdas por condução e comutação. Segundo (BATSCHAUER *et al.*, 2010), as perdas por condução nos interruptores S_1 e S_2 podem ser calculados por (4.40).

$$P_{S1,S2_cond} = V_{TO} \cdot I_{S1,S2_med} + R_S \cdot I_{S1,S2_ef}^2 \quad (4.40)$$

Sendo V_{TO} a tensão limiar de condução do semiconductor, $I_{S1,S2_med}$ o valor de corrente média através dos interruptores S_1 e S_2 , R_S a resistência equivalente do semiconductor e $I_{S1,S2_ef}$ o valor de corrente eficaz através dos interruptores S_1 e S_2 .

Portanto, as perdas nos interruptores, dependem dos parâmetros V_{TO} e R_S , que são determinados através da linearização da curva da queda de tensão instantânea em função da corrente direta instantânea dada pelo fabricante, além dos valores de corrente média e eficaz (BATSCHAUER, 2011). Assim, considerando o interruptor adotado, o IGBT GB20B60PD1, a curva linearizada foi escolhida para uma tensão de gatilho de 15 V, temperatura de junção de 125°C e, para uma maior precisão, a curva linearizada na região entre 0 e 5 A, na qual se inseri os esforços de corrente previamente calculados, conforme mostra a Figura 4.11.

Figura 4.11 – Linearização da curva ICE x VCE do IGBT IRGB20B60PD1.



Fonte: Adaptada de INTERNATIONAL RECTIFIER (2004).

Para o cálculo das perdas por comutação é adotada a metodologia abordada em DROFENIK e KOLAR (2005), na qual as curvas da energia dissipada durante o ligamento e o desligamento são aproximadas por polinômios de segunda ordem, como apresentados nas equações (4.41) e (4.42).

$$E_{Sw_ON}(I_C) = k_{2_ON} \cdot I_C^2 + k_{1_ON} \cdot I_C + k_{0_ON} \quad (4.41)$$

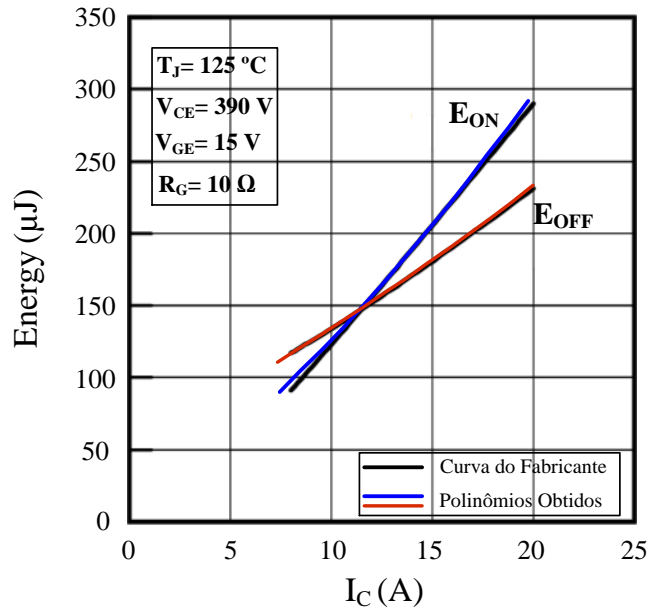
$$E_{Sw_OFF}(I_C) = k_{2_OFF} \cdot I_C^2 + k_{1_OFF} \cdot I_C + k_{0_OFF} \quad (4.42)$$

Sendo k_{0_ON} , k_{1_ON} e k_{2_ON} os coeficientes do polinômio da curva de energia de ligamento obtidos a partir da regressão polinomial da curva do fabricante; k_{0_OFF} , k_{1_OFF} e k_{2_OFF} os coeficientes do polinômio da curva de energia de desligamento obtidos a partir da regressão polinomial da curva do fabricante e I_C a corrente de coletor através do interruptor.

A Figura 4.12 apresenta as curvas de energia dissipada na entrada em condução e no bloqueio do IGBT, bem como as curvas geradas pelos polinômios de segunda ordem obtidos pela regressão polinomial.

Com a obtenção dos coeficientes dos polinômios das curvas de energia, as perdas por comutação nos interruptores podem ser calculadas. A Tabela 4.3 apresenta os coeficientes obtidos por meio da regressão polinomial. Através das expressões (4.43) e (4.44) são calculadas as perdas por comutação dos interruptores durante o ligamento e o desligamento respectivamente.

Figura 4.12 – Curvas de dissipação de energia durante a comutação para o IGBT IRGB20B60PD.



Fonte: Adaptada de INTERNATIONAL RECTIFIER (2004).

$$P_{S1,S2_ON} = f_s \cdot (k_{2_ON} \cdot I_{S1,S2_rms}^2 + k_{1_ON} \cdot I_{S1,S2_med} + k_{0_ON}). \quad (4.43)$$

$$P_{S1,S2_OFF} = f_s \cdot (k_{2_OFF} \cdot I_{S1,S2_rms}^2 + k_{1_OFF} \cdot I_{S1,S2_med} + k_{0_OFF}). \quad (4.44)$$

Tabela 4.3 – Coeficientes calculados dos polinômios.

<i>Coeficiente</i>	<i>Valor</i>
k_{2_ON}	$0,2453 \cdot 10^{-6} \text{ J}$
k_{1_ON}	$9,6689 \cdot 10^{-6} \text{ J}$
k_{0_ON}	$3,7251 \cdot 10^{-6} \text{ J}$
k_{2_OFF}	$0,0971 \cdot 10^{-6} \text{ J}$
k_{1_OFF}	$6,8041 \cdot 10^{-6} \text{ J}$
k_{0_OFF}	$57,0882 \cdot 10^{-6} \text{ J}$

Fonte: Próprio Autor.

Portanto, com todas as variáveis definidas, as perdas por condução e comutação dos interruptores são calculadas. Considerando que os interruptores operam com comutação suave (ZCS) durante o processo de desligamento, as perdas durante o bloqueio são desconsideradas. Dessa forma:

- Perdas por condução

As perdas por condução em cada interruptor são calculadas por:

$$P_{S1,S2_cond} = V_{TO} \cdot I_{S1,S2_med} + R_S \cdot I_{S1,S2_ef}^2 = \quad (4.45)$$

$$(0,9512 \times 0,247) + (146,6 \cdot 10^{-3} \cdot 0,702^2) = 0,307 \text{ W.}$$

- Perdas por comutação

As perdas por comutação em cada interruptor durante o ligamento são calculadas por (4.46)

$$P_{S1,S2_ON} = f_s \cdot (k_{2_ON} \cdot I_{S1,S2_rms}^2 + k_{1_ON} \cdot I_{S1,S2_med} + k_{0_ON}) = \quad (4.46)$$

$$80 \cdot 10^3 \times (0,2453 \cdot 10^{-6} \times 0,702^2 + 9,6689 \cdot 10^{-6} \times 0,247 + 3,7251 \cdot 10^{-6}) = 0,5 \text{ W.}$$

- Perda total nos interruptores

Portanto, como o conversor utiliza dois interruptores, a perda total nos interruptores é calculada por:

$$P_{S1,S2_total} = n_S \cdot [P_{S1,S2_cond} + P_{S1,S2_ON}] = 2 \times [0,307 + 0,5] = 1,62 \text{ W.} \quad (4.47)$$

Sendo n_s o número de interruptores ativos no circuito.

4.4.2 Perdas nos diodos da ponte retificadora de alta frequência

O diodo adotado para a ponte retificadora de alta frequência foi o diodo UF4004. A partir dos dados desse componente, que são apresentados na Tabela 4.4, as perdas por condução e comutação são calculadas.

Para o cálculo das perdas por condução e comutação nos diodos é utilizado o equacionamento proposto em BARBI (2012). Desse modo:

Tabela 4.4 – Dados do diodo UF4004 para o cálculo das perdas.

Máxima corrente média de condução	$I_O = 1 \text{ A}$
Queda de tensão limiar	$V_{D_o} = 0,7 \text{ V}$
Queda de tensão máxima em condução	$V_D = 1 \text{ V}$
Corrente reversa máxima	$I_{RM} = 1 \text{ A}$
Tempo de recuperação reversa	$T_{rr} = 50 \text{ ns}$
Tensão reversa máxima	$V_{RRM} = 400 \text{ V}$

Fonte: Adaptado de FAIRCHILD SEMICONDUCTOR (1999).

- Perdas por condução

As perdas por condução em cada diodo da ponte retificadora são calculadas a partir de (4.48).

$$P_{D5-D8_{cond}} = V_{D_o} \cdot I_{D5-D8_{med}} + \left(\frac{V_D - V_{D_o}}{I_O} \right) \cdot I_{D5-D8_{ef}}^2 = \quad (4.48)$$

$$(0,7 \times 0,702) + \left(\frac{1-0,7}{1} \right) \times 0,99^2 = 0,787 \text{ W}.$$

- Perdas por comutação

Para as perdas por comutação nos diodos da ponte retificadora de alta frequência foi considerado apenas as perdas durante o bloqueio, assim as perdas por comutação em cada diodo são calculadas conforme (4.49):

$$P_{D5-D8_OFF} = \frac{1}{2} \cdot V_{RRM} \cdot I_{RM} \cdot T_{rr} \cdot f_s = \frac{1}{2} \times 400 \times 1 \times 50 \cdot 10^{-9} \times 80 \cdot 10^3 = 0,8 \text{ W.} \quad (4.49)$$

- Perda total nos diodos da ponte retificadora de alta frequência

Portanto, como a ponte retificadora de alta frequência possui quatro diodos, as perdas totais nos diodos de saída são calculadas por:

$$P_{D5-D8_total} = n_{Do} \cdot (P_{D4-D5_cond} + P_{D5-D8_OFF}) = 4 \times (0,787 + 0,8) = 6,35 \text{ W.} \quad (4.50)$$

Sendo n_{Do} o número de diodos da ponte retificadora de saída.

4.4.3 Perdas nos capacitores comutados

Para o cálculo das perdas nos capacitores comutados é utilizado um método, que estima as perdas máximas nos capacitores de filme para um ponto de operação. Dessa maneira, foi adotado para os capacitores comutados, capacitores de filme de polipropileno metalizado da EPCOS modelo B32693 com tensão nominal de 1600 V CC/450 AC (TDK, 2012).

Portanto a potência dissipada no capacitor comutado é calculada por:

$$P_{Cs1,Cs2} = V_{rms_Cs1,Cs2}^2 \cdot 2\pi \cdot f_s \cdot C_a \cdot \tan \delta. \quad (4.51)$$

Sendo:

$V_{rms_Cs1,Cs2}$ - tensão eficaz de operação do capacitor.

f_s - frequência de operação do capacitor.

C_a - valor da capacitância.

$\tan \delta$ - fator de dissipação obtido no manual do fabricante.

Assim, a capacitância utilizada no circuito de simulação foi de 8,2 nF, a frequência de operação foi 80 kHz e o fator de dissipação fornecido no manual do fabricante é de $1 \cdot 10^{-3}$. A tensão eficaz de operação foi obtida por meio de simulação computacional, assim foi obtido 200 V, portanto as perdas nos capacitores comutados são calculadas substituindo os valores dos parâmetros em (4.51), dessa forma:

$$P_{Cs1,Cs2} = 200^2 \times 2\pi \times 80 \cdot 10^3 \times 8,2 \cdot 10^{-9} \times 1 \cdot 10^{-3} = 0,165 \text{ W.} \quad (4.52)$$

Assim, a perda total nos capacitores comutados é calculada por:

$$P_{C_{s1}, C_{s2_total}} = n_{C_s} \cdot P_{C_{s1}, C_{s2}} = 2 \cdot 0,165 = 0,33 \text{ W} \quad (4.53)$$

Sendo n_{C_s} o número de capacitores comutados do conversor.

4.4.4 Perdas nos diodos da ponte retificadora de baixa frequência

O diodo adotado para a ponte retificadora de baixa frequência foi diodo 1N4007. A partir dos dados desse componente, que estão apresentados na Tabela 4.5, as perdas por condução são calculadas. Como a ponte retificadora de entrada opera em baixa frequência as perdas por comutação são negligenciadas.

Tabela 4.5 – Dados do diodo 1N4007 para o cálculo das perdas.

Máxima corrente média de condução	$I_O = 1 \text{ A}$
Queda de tensão limiar	$V_{D_o} = 0,7 \text{ V}$
Queda de tensão máxima em condução	$V_D = 1 \text{ V}$

Fonte: Adaptado de ON SEMICONDUCTOR (2012).

Para o cálculo das perdas por condução nos diodos é utilizado o equacionamento proposto em BARBI (2012). Desse modo:

- Perdas por condução

As perdas por condução em cada diodo da ponte retificadora são calculadas por (4.54).

$$P_{D1-D4_cond} = V_{D_o} \cdot I_{D1-D4_med} + \left(\frac{V_D - V_{D_o}}{I_O} \right) \cdot I_{D1-D4_ef}^2 = \quad (4.54)$$

$$(0,7 \times 0,13) + \left(\frac{1 - 0,7}{1} \right) \times 0,204^2 = 0,103 \text{ W}.$$

- Perda total nos diodos da ponte retificadora de baixa frequência

Portanto, como a ponte retificadora de baixa frequência possui quatro diodos, a perda total nos diodos de entrada é calculada por:

$$P_{D1-D4_total} = n_{D_i} \cdot P_{D1-D4_cond} = 4 \times 0,103 = 0,413 \text{ W} \quad (4.55)$$

Sendo n_{Di} o número de diodos da ponte retificadora de entrada.

4.4.5 Perdas Adicionais

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

O cálculo das perdas na indutância L_o é apresentado no Apêndice A.2.1. Assim, as perdas calculadas foram:

- Perdas no núcleo: $P_{nucleo_Lo} = 0,34 \text{ W}$.
- Perdas no enrolamento: $P_{Cu_Lo} = 0,31 \text{ W}$.

Portanto a perda total na indutância L_o é calculada por (4.56):

$$P_{Lo_total} = P_{Cu_Lo} + P_{nucleo_Lo} = 0,31 + 0,34 = 0,65 \text{ W}. \quad (4.56)$$

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.

4.4.6 Rendimento teórico do conversor

A Figura 4.13 apresenta o gráfico da distribuição das perdas calculadas do conversor proposto. As perdas totais (P_{Total_conv}) obtidas foram aproximadamente de 9,35 W. A maior parcela das perdas foi devido às perdas nos diodos de saída. Como esses diodos operam em alta frequência as perdas por comutação se tornam mais significativas. Em relação às perdas por condução, a utilização de diodos com maior capacidade de corrente poderiam reduzir as perdas, pois os mesmos tendem a possuir menor resistência equivalente. Devido à comutação suave dos interruptores, as perdas nesses componentes se tornaram menores, o que contribuiu para a elevação do rendimento teórico do conversor proposto.

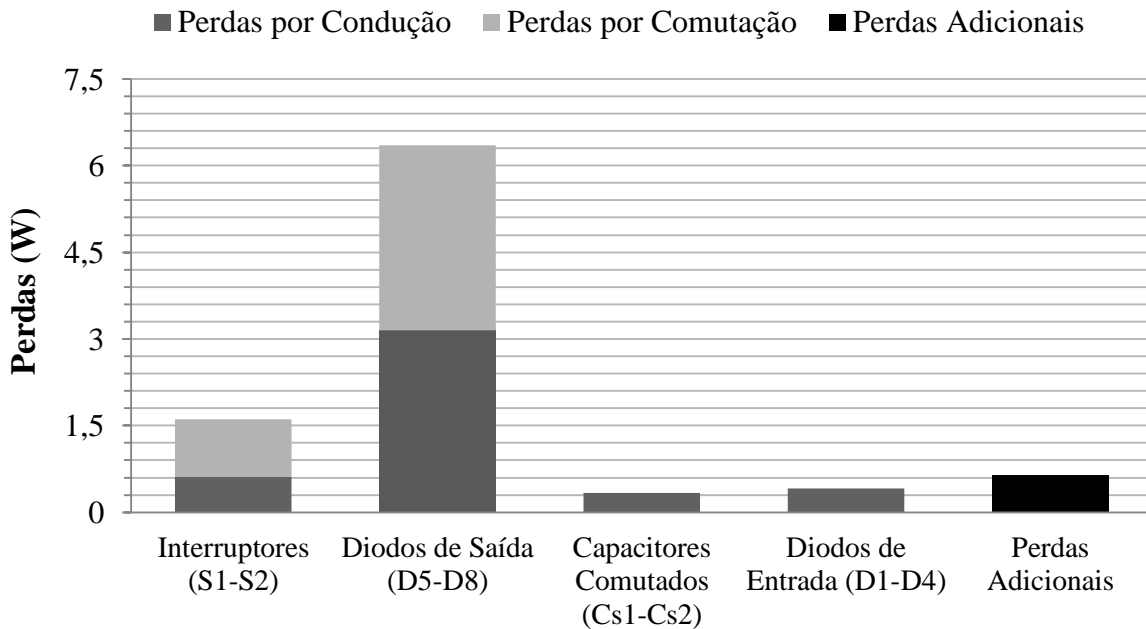
A potência média de saída é calculada a partir de (3.49), assim substituindo os valores dos demais parâmetros tem-se:

$$P_{out} = V_O \cdot I_{LED} = 38,5 \times 1,4 = 53,9 \text{ W.} \quad (4.57)$$

Portanto, o rendimento teórico do conversor proposto operando nas condições nominais é calculado através da equação:

$$\eta_{teorico} = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{Total_conv}} = \frac{53,9}{53,9 + 9,35} \cong 85,2 \%. \quad (4.58)$$

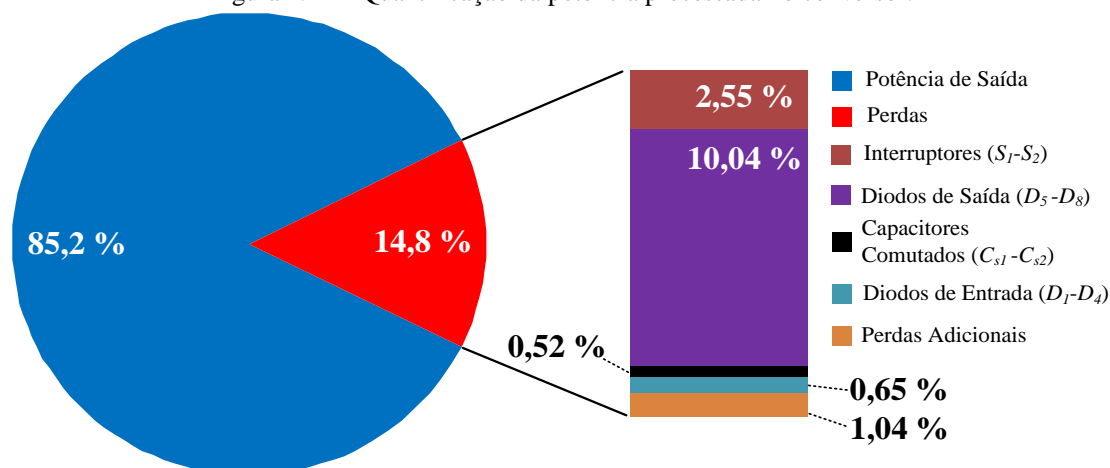
Figura 4.13 – Distribuição das perdas nos componentes do conversor.



Fonte: Próprio Autor.

A Figura 4.14 apresenta a distribuição percentual das perdas no circuito de potência. As perdas adicionais representam as perdas no indutor de saída. As perdas adicionais podem se tornar maiores, caso sejam consideradas as perdas nos componentes do circuito de acionamento dos interruptores.

Figura 4.14 – Quantificação da potência processada no conversor.

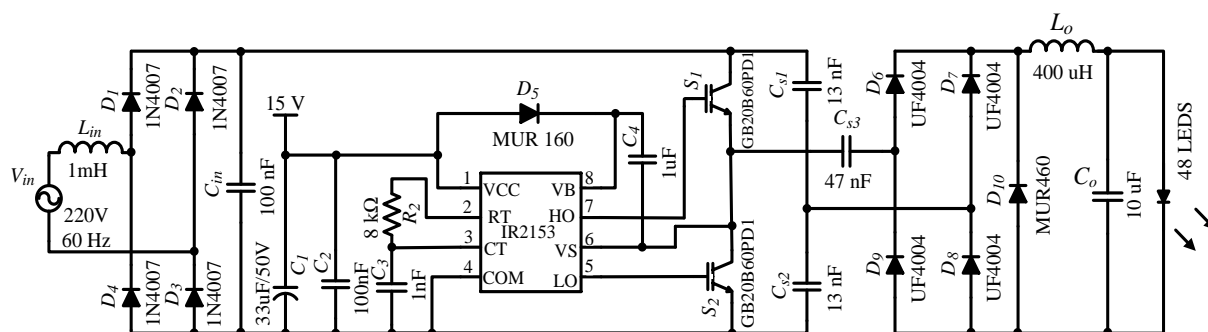


Fonte: Próprio Autor.

4.5 Resultados Experimentais

A Figura 4.15 apresenta o esquema elétrico completo do circuito do conversor proposto. O conversor utiliza o circuito integrado IR2153 para gerar os pulsos que acionam os interruptores. O CI IR2153 é alimentado a partir de uma fonte auxiliar regulada em 15 V. A frequência de comutação é determinada pelos componentes R_2 e C_3 , que são selecionados a partir do ábaco apresentado em INTERNATIONAL RECTIFIER (2005). O capacitor C_4 é responsável por formar a referência para o acionamento do interruptor S_1 , conforme recomendado pelo fabricante. A Tabela 4.6 apresenta a lista de todos os componentes utilizados para a confecção do protótipo.

Figura 4.15 – Circuito completo do conversor proposto.



Fonte: Próprio Autor.

Embora a avaliação da isolação por capacitores não seja realizada, optou-se realizar a implementação prática com a utilização de três capacitores (C_{s1} , C_{s2} e C_{s3}). Dessa forma, pode-se mostrar através dos resultados experimentais que o princípio de

funcionamento do conversor não é alterado. Assim, utilizando as capacitâncias de 13 nF para C_{s1} e C_{s2} e capacitância de 47 nF para C_{s3} , as quais estavam disponíveis no laboratório, foi possível atender à capacitância comutada equivalente (C_s).

A capacitância C_s calculada no item 4.1 foi de 16,4 nF, logo através da associação de C_{s1} , C_{s2} e C_{s3} , utilizando os valores adotados, foi obtida capacitância equivalente de 16,74 nF, respeitando o valor calculado no projeto do conversor.

O diodo D_{10} , MUR 460, foi inserido em paralelo com o retificador de saída para reduzir a queda de tensão formada pelos diodos do retificador, que é composto por diodos UF 4004, a fim de não prejudicar a polarização direta do vetor de LEDs.

Tabela 4.6 – Lista de componentes utilizados no circuito.

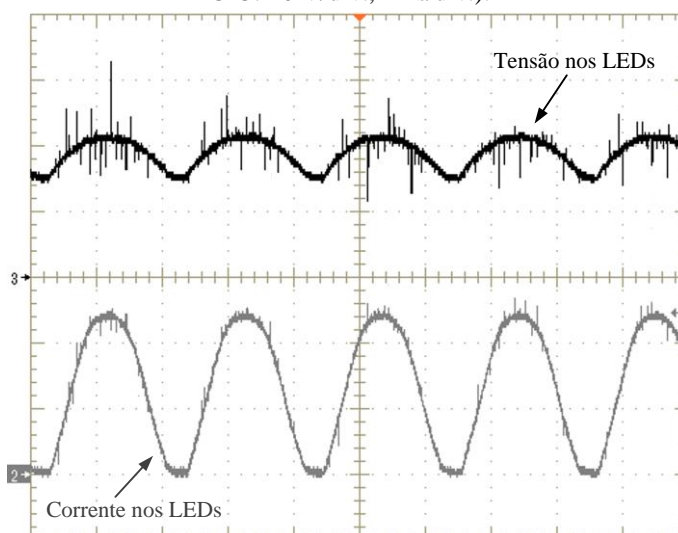
Referência	Identificação	Comentários
L_{in}	1 mH	Indutor do Filtro de Entrada: Núcleo CNF 15
C_{in}	100 nF	Capacitor do Filtro de Entrada: Capacitor de polipropileno 630 V
D_1, D_2, D_3, D_4	1N4007	Diodo retificador de baixa frequência, tensão reversa de 1000 V
R_2	8 k Ω	Potenciômetro de precisão de 10 k Ω
C_1	33 μ F/50V	Capacitor eletrolítico
C_2	100 nF	Capacitor polipropileno
C_3	1 nF	Capacitor de poliéster
C_4	1 μ F	Capacitor cerâmico
D_5	MUR 160	Diodo retificador ultrarrápido, tensão reversa de 600 V
IR2153	-	Circuito Integrado
S_1, S_2	GB20B60PD1	IGBT
C_{s1}, C_{s2}	13 nF /1600 V	Capacitor de polipropileno - modelo B32693 EPCOS.
C_{s3}	47 nF/630 V	Capacitor de polipropileno – modelo B32693 EPCOS.
D_6, D_7, D_8, D_9	UF4004	Diodo retificador ultrarrápido, tensão reversa de 400 V
D_{10}	MUR 460	Diodo retificador ultrarrápido, tensão reversa de 600 V
L_o	400 μ H	Indutor de saída: Núcleo EE 28/10/11
C_o	10 μ F	Capacitor de poliéster de 100 V

Fonte: Próprio Autor.

Durante a operação do retificador de saída, nas condições nominais de operação, quando dois diodos estão em condução, por exemplo, os diodos D_6 e D_9 . A queda de tensão que esse conjunto forma é de 2 V, 1 V de cada diodo. Assim, com inserção do diodo MUR 460, que possui queda de tensão direta de 1,05 V é possível reduzir a queda de tensão do retificador de saída.

A Figura 4.16 apresenta a forma de onda da tensão e da corrente através do vetor de LEDs. A corrente de saída possui ondulação de baixa frequência de 120 Hz, que não provoca cintilamento visível. A corrente média através dos LEDs é de 1,35 A e a tensão média sobre os LED é de 37,78 V. A corrente máxima através dos LEDs é de 2,88 A. Para esse ponto de operação a potência de saída resulta em 51 W.

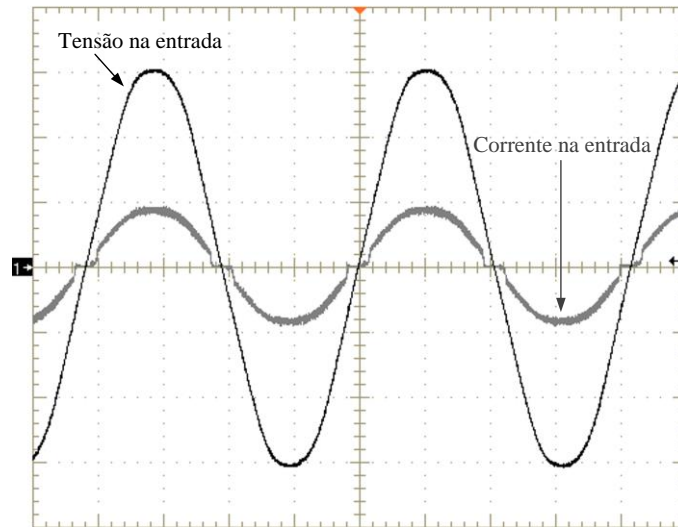
Figura 4.16 – Formas de onda da tensão (Ch3) e corrente (Ch2) no vetor de LEDs. (Ch2: 1 A/div., 4 ms/div.; Ch3: 20 V/div., 4ms/div.).



Fonte: Próprio Autor.

A Figura 4.17 mostra a forma de onda da tensão e da corrente de entrada. A corrente de entrada possui a descontinuidade, que foi discutida na seção 4.2. Essa descontinuidade também é observada na corrente de saída. O conversor não opera quando a tensão de entrada é duas vezes menor que a tensão de saída do conversor. A tensão de entrada eficaz medida é de 220 V e a corrente de entrada eficaz medida é de 308 mA, que resulta em uma potência de entrada de 67,76 W. O fator de potência obtido foi de 0,996.

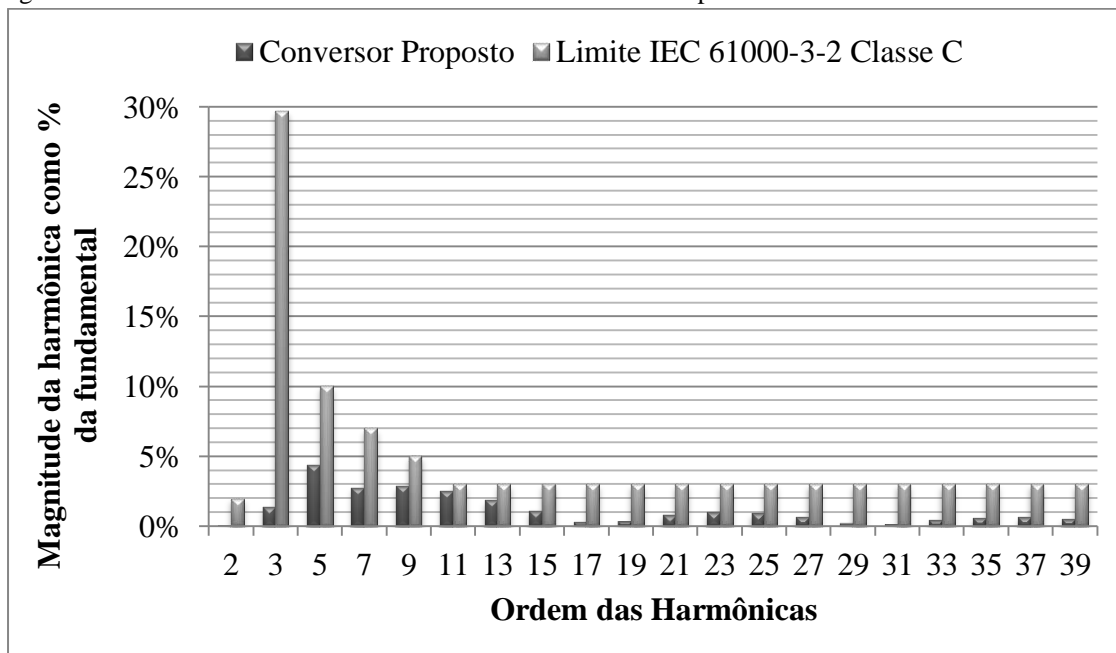
Figura 4.17 – Formas de onda da tensão (Ch1) e corrente (Ch2) na entrada do conversor (Ch1: 100 V/div., 4ms/div.; Ch2: 500 mA/div., 4 ms/div.).



Fonte: Próprio autor.

A Figura 4.18 apresenta o espectro harmônico da corrente de entrada do conversor proposto operando com tensão de entrada de 220 V. Comparando com os limites estabelecidos pela norma IEC (2009) para equipamentos Classe C, todas as harmônicas da corrente de entrada estão dentro dos limites estabelecidos pela norma. A distorção harmônica da corrente de entrada obtida foi de 7,3 %.

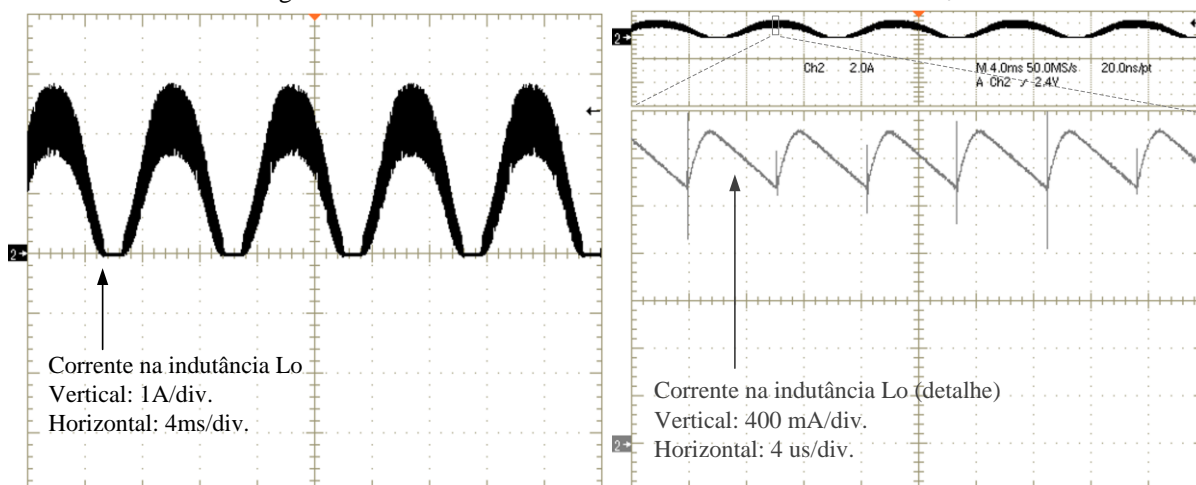
Figura 4.18 – Análise das harmônicas de corrente do conversor operando com tensão de entrada de 220 V.



Fonte: Próprio Autor.

A Figura 4.19 apresenta a forma de onda da corrente através da indutância L_o para a frequência da rede e o detalhe da mesma para a frequência de comutação. O valor médio de corrente medido foi de 1,34 A, o valor eficaz de 1,63 A e o valor de pico foi de 2,84 A. Observando o detalhe da forma de onda é possível determinar a ondulação máxima de alta frequência da corrente, que foi de aproximadamente 18%.

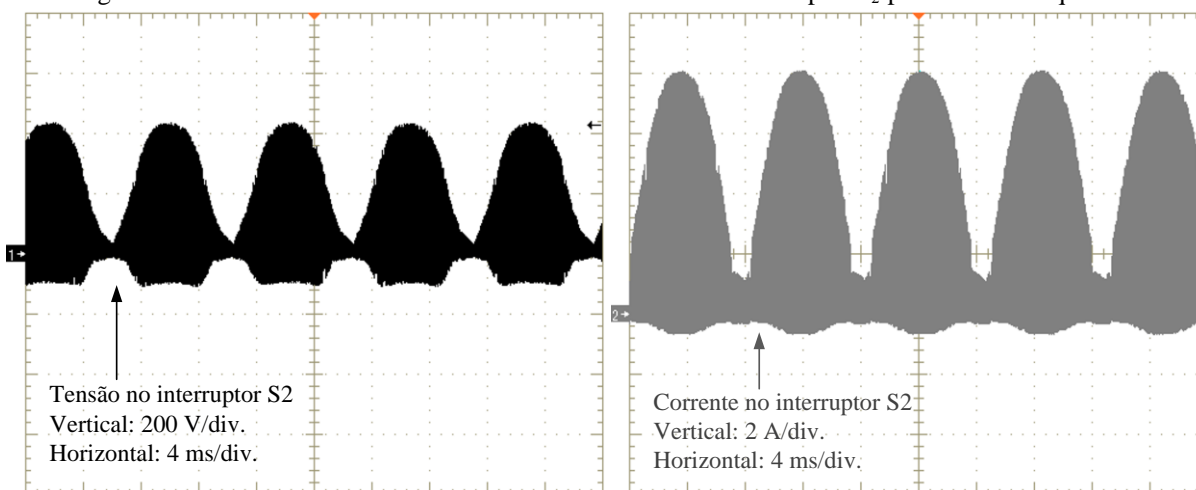
Figura 4.19 – Forma de onda da corrente através da indutância L_o .



Fonte: Próprio autor.

A Figura 4.20 apresenta a forma de onda da tensão e da corrente através do interruptor S_2 para a frequência da rede. A tensão máxima medida sobre o interruptor S_2 foi de 512 V. O valor de corrente média medido foi de 267,5 mA, o valor eficaz medido foi de 763,4 mA e o valor máximo foi de 8 A.

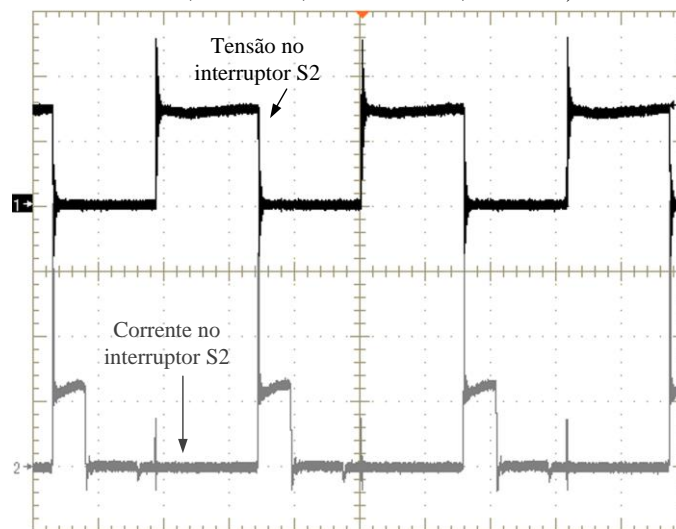
Figura 4.20 – Formas de onda da tensão e corrente através do interruptor S_2 para a baixa frequência.



Fonte: Próprio Autor.

Analisando o detalhe das formas de onda da tensão e da corrente através do interruptor S_2 , que são apresentadas na Figura 4.21, observa-se que na mudança de estado do interruptor ocorre elevados picos de corrente. Esses picos também são visualizados nas demais formas de onda do conversor e são responsáveis pelo aumento dos esforços nos componentes. Por exemplo, no caso do interruptor S_2 , o valor de pico medido foi muito maior que o valor calculado, que pode ocasionar no aumento das perdas ôhmicas. O interruptor também ficou submetido a picos de tensão durante a comutação, picos superiores a 500 V, mas como o interruptor suporta até 600 V o esforço de tensão ficou dentro do limite suportado pelo interruptor.

Figura 4.21 – Detalhe da forma de onda da tensão (Ch1) e da corrente (Ch2) através do interruptor S_2 (Ch1: 200 V/div., 4 ms/div.; Ch2: 2 A/div., 4ms/div.).



Fonte: Próprio Autor.

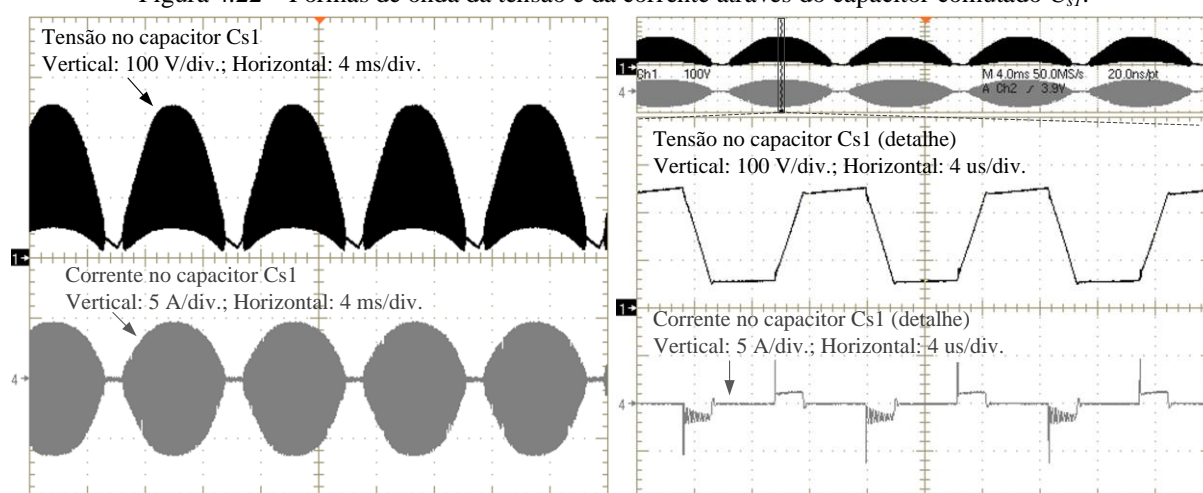
Devido aos picos de corrente, a comutação por corrente nula no bloqueio de S_2 não é alcançada, o que provoca elevadas perdas por comutação reduzindo significativamente o rendimento global do conversor proposto. Os picos de corrente, na entrada em condução e no bloqueio do interruptor, são provenientes da descarga das capacitâncias intrínsecas dos IGBTs durante a comutação.

Durante a entrada em condução do interruptor S_2 , os picos de corrente são mais evidentes. Além da parcela de corrente do indutor de saída, há a energia proveniente das capacitâncias intrínsecas do IGBT e a energia proveniente do tempo condução reversa dos diodos de saída, que também comutam em alta frequência, provocando o elevado pico de corrente obtido no circuito.

Com a adição de um elemento magnético, por exemplo, um transformador, é possível melhorar a operação de comutação dos interruptores e amenizar as perdas por comutação. Através da associação das capacitâncias intrínsecas do IGBT e da indutância magnetizante do transformador é possível obter comutação por tensão nula (ZVS, do inglês *zero voltage switching*), conforme realizado em (MIRANDA *et al.*, 2011; SÀ JR. *et al.*, 2013). Porém, com a adição do transformador, o peso e o volume do conversor é aumentado.

A Figura 4.22 apresenta as formas de onda de tensão e corrente através do capacitor comutado C_{s1} na frequência da rede e o detalhe das mesmas na frequência de comutação. O valor de corrente eficaz medida foi de 546,1 mA e o pico de corrente medido foi de 4,7 A, devido aos picos de corrente existente, que podem ser vistos no detalhe da forma de onda. No detalhe da forma de onda é possível observar a operação de carregamento e descarregamento do capacitor comutado durante o período de comutação.

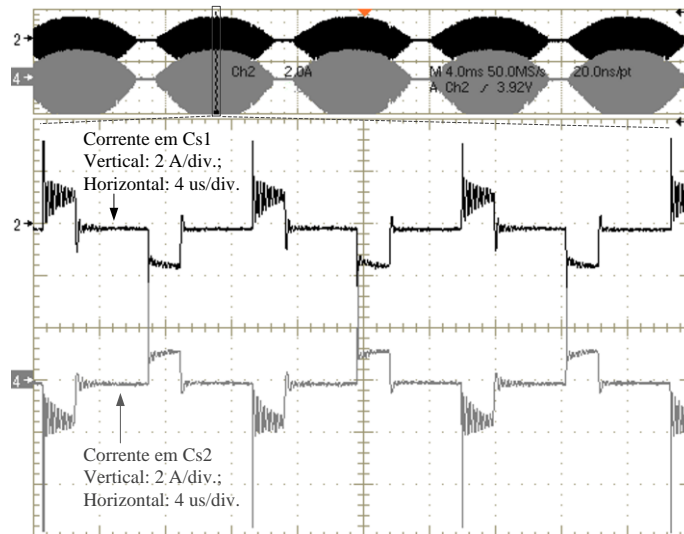
Figura 4.22 – Formas de onda da tensão e da corrente através do capacitor comutado C_{s1} .



Fonte: Próprio autor.

A Figura 4.23 apresenta a forma de onda da corrente através dos capacitores comutados C_{s1} e C_{s2} . A corrente eficaz medida nos capacitores C_{s1} e C_{s2} foram 546,1 mA e 534,9 mA, respectivamente. Na forma de onda (Figura 4.23) é possível verificar o funcionamento intercalado dos capacitores. Enquanto um capacitor está no processo de carregamento o outro está no processo de descarregamento. A ressonância apresentada durante o carregamento de C_{s1} e o descarregamento de C_{s2} é proveniente da interação das capacitâncias comutadas com as indutâncias parasitas presentes no circuito.

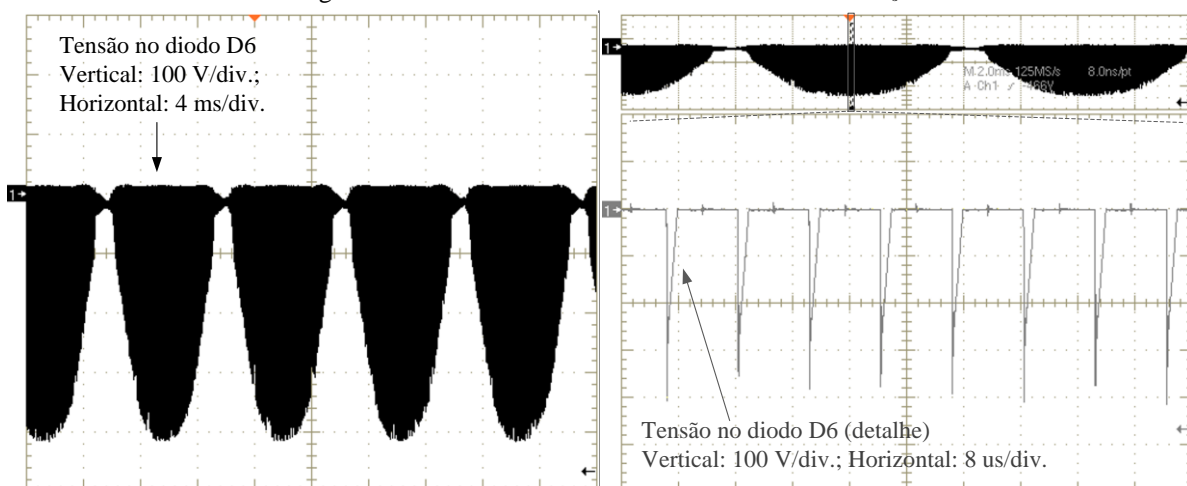
Figura 4.23 – Detalhe da forma de onda da corrente através dos capacitores comutados C_{s1} e C_{s2} .



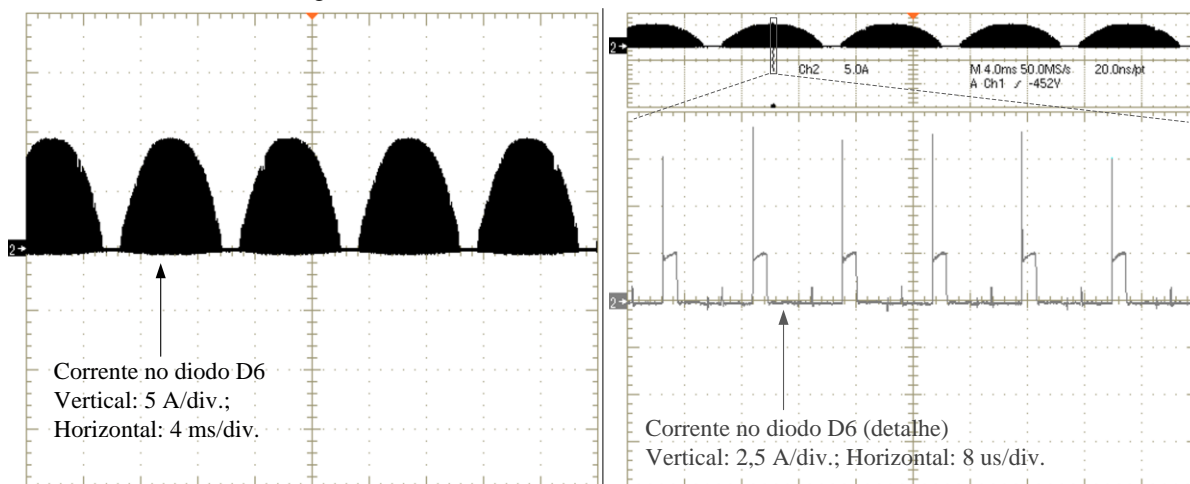
Fonte: Próprio autor.

A Figura 4.24 e a Figura 4.25 apresentam respectivamente as formas de onda da tensão e da corrente através do diodo D_6 . Em relação à tensão ao diodo D_6 , os picos de tensão são de aproximadamente 400 V chegando a limite de tensão do diodo. Em relação à forma de onda da corrente, ela difere da forma de onda teórica, pois no protótipo há o diodo D_{10} e os esforços são divididos entre os diodos da ponte retificadora de alta frequência e o diodo D_{10} . O valor da corrente média, eficaz e o pico de corrente medidos foram respectivamente 338,6 mA, 763,9 mA e 8,41 A.

Figura 4.24 – Forma de onda da tensão sobre o diodo D_6 .



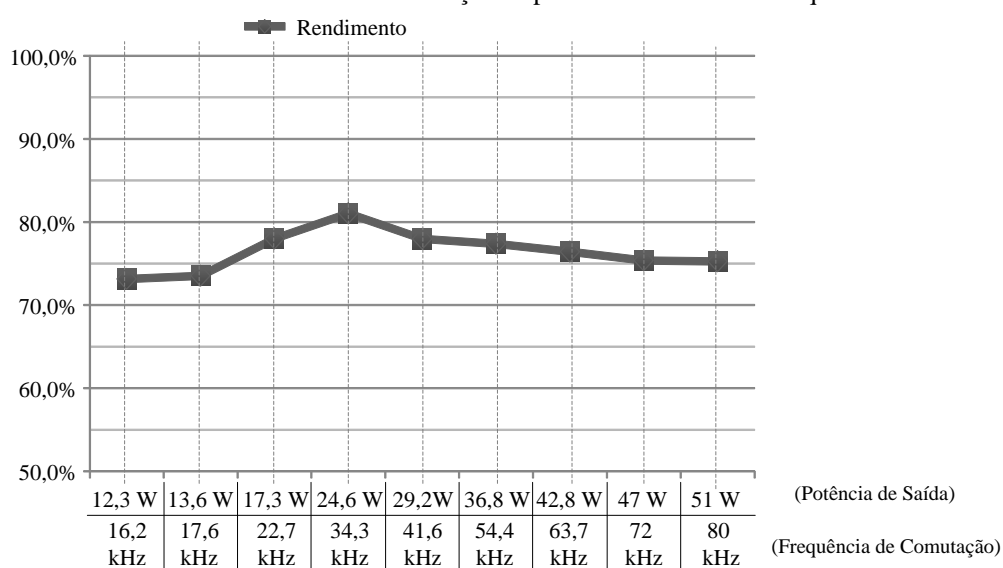
Fonte: Próprio autor.

Figura 4.25 – Forma de onda corrente através do diodo D_6 .

Fonte: Próprio Autor.

A curva de rendimento da estrutura é apresentada na Figura 4.26. A curva de rendimento foi obtida com o conversor operando com tensão de entrada fixa em 220 V e a variação de carga foi realizada através da mudança da frequência de comutação por meio da variação da resistência de R_2 . Para a frequência e a carga nominal de operação, o rendimento obtido foi de 75,3%. As perdas por comutação se apresentaram maiores que as calculadas teoricamente, o que reduziu o rendimento do conversor. Com a redução da carga e consequentemente a redução da frequência de comutação o conversor apresentou aumento de rendimento, atingindo a eficiência de 80% para a frequência de comutação de 34 kHz.

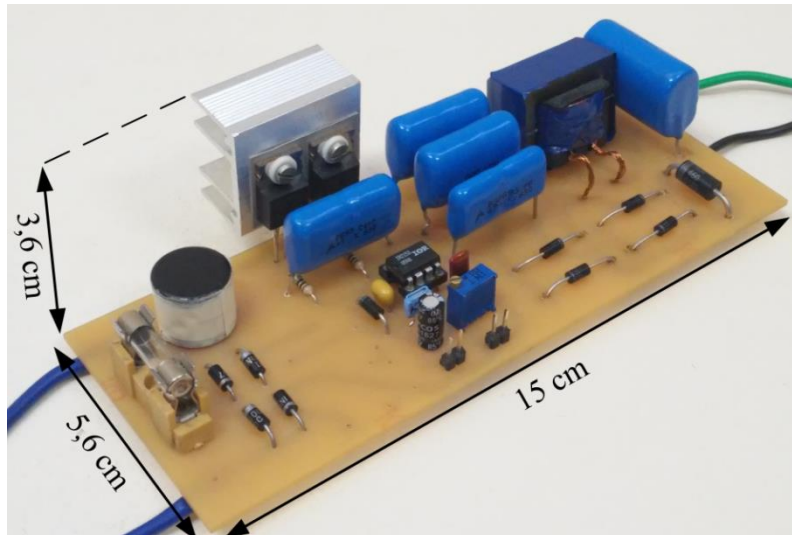
Figura 4.26 – Rendimento da estrutura em função da potência de saída e da frequência de comutação.



Fonte: Próprio autor.

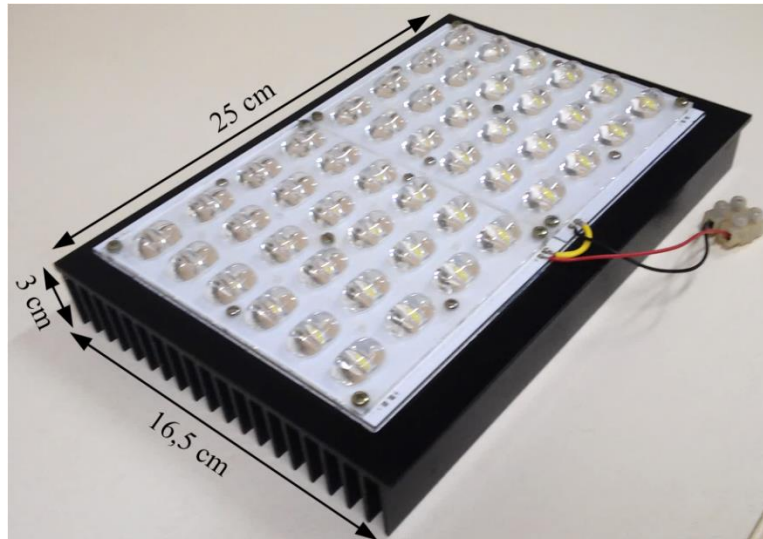
Por fim, a Figura 4.27 apresenta a foto do protótipo desenvolvido, e a Figura 4.28 apresenta o módulo de LEDs utilizados para os testes do conversor.

Figura 4.27 – Protótipo do conversor proposto montado.



Fonte: Próprio autor.

Figura 4.28 – Módulo de LEDs utilizados para os testes.



Fonte: Próprio Autor.

4.6 Conclusão

Esse capítulo apresentou a concepção de um conversor com capacitores comutados para a alimentação de LEDs de potência aplicado à iluminação pública. Foram apresentados os cálculos dos esforços nos principais componentes e o projeto para a implementação do conversor. O conversor foi projetado para a tensão de entrada de 220 V/60

Hz e apresentou elevado fator de potência, igual a 0,996. Com os resultados experimentais foi possível validar o princípio de funcionamento do conversor.

Também foi apresentado um procedimento para a estimativa das perdas, por meio do qual foi possível calcular as perdas nos principais componentes do conversor, sendo os diodos de saída, os que apresentaram maiores perdas teóricas.

O conversor apresentou rendimento de 75,3% nas condições nominais de operação. Os picos de corrente provenientes da descarga das capacitâncias intrínsecas dos IGBTs prejudicaram a comutação dos interruptores, dessa forma comutação por corrente nula durante o bloqueio do interruptor S_2 não foi alcançada de maneira satisfatória. Também, devido ao elevado pico de corrente ocorrido durante a entrada em condução dos interruptores, as perdas por comutação durante o ligamento dos interruptores foram aumentadas, o que reduziu a eficiência global do conversor proposto.

5 PROPOSTAS PARA A REDUÇÃO DA ONDULAÇÃO DA CORRENTE NO LED: APLICAÇÃO DE UM FILTRO LC SINTONIZADO

5.1 Introdução

No capítulo anterior foi realizada a análise qualitativa e quantitativa do conversor proposto. Como na concepção do conversor não é adotada a utilização de capacitores eletrolíticos de saída, a corrente através dos LEDs apresentou elevada ondulação de baixa frequência (120 Hz, duas vezes a frequência da rede).

A operação do conversor com corrente com elevada ondulação de baixa frequência ajuda a reduzir a capacitância do barramento capacitivo de saída. Porém, o desempenho do LED sob essa condição de operação pode ser reduzido, tendo em vista os limites de corrente máxima, o tempo de vida útil e o desempenho fotométrico.

Devido à elevada ondulação de corrente, o LED fica submetido a maiores picos de corrente, que podem até superar o limite da corrente máxima nominal, resultando em maior esforço térmico que reduz o tempo de vida do componente. Para o módulo de LEDs utilizado nesse trabalho, a corrente máxima nominal permitida pelo fabricante é de 2,8 A, o que resulta em 700 mA para cada ramo em série de LEDs do módulo.

A corrente máxima no LED obtida (seção 4.5) foi de aproximadamente 2,8 A, atingindo o limite máximo permitido. Apesar da corrente de pico obtida está dentro do limite permitido é necessário operar com uma margem de segurança para evitar a redução da vida útil do LED. Em (BUSO *et al.*, 2008) recomenda-se que a relação entre a corrente de pico e a corrente média no LED seja no máximo de 1,6 para evitar a redução da vida útil dos LEDs, especificamente para LEDs de alto brilho. Embora, os LEDs de potência sejam mais robustos, as restrições dos limites de operação devem ser atendidas para alcançar um tempo de uso satisfatório.

A influência no desempenho fotométrico inclui quatro aspectos: cintilamento, fluxo luminoso, eficácia luminosa e cromaticidade da luz. Em (ALMEIDA, 2012) foram realizados experimentos para analisar o impacto da ondulação senoidal no fluxo luminoso, eficácia luminosa e na cromaticidade da luz.

O experimento consistiu em submeter um vetor de LEDs de corrente nominal de 350 mA a várias condições de ondulação de corrente senoidal e então analisar o desempenho fotométrico dos LEDs. As ondulações são apresentadas como um percentual de sua amplitude

em relação ao valor médio de corrente e a faixa de ondulação submetida foi de 0% (corrente contínua pura) a 200% (e.g., 700 mA de amplitude pico-a-pico), todas as formas de onda de corrente com mesmo valor médio de 350 mA. Como resultados foram obtidos três gráficos: fluxo luminoso normalizado em função da ondulação senoidal percentual nos LEDs, eficácia luminosa em função da ondulação senoidal percentual nos LEDs e as coordenadas cromáticas dos LEDs medidos para os vários níveis de ondulação.

Portanto, segundo ALMEIDA (2012), a redução no fluxo luminoso dos módulos é relativamente pequena para ondulações tão grandes quanto 80% ou 100%, resultando um decréscimo no fluxo, para essas ondulações, de 1% e 1,4%, respectivamente. Para uma ondulação de 50%, a queda no fluxo foi de 0,2%, enquanto para amplitudes menores que 50% o fluxo luminoso permanece praticamente idêntico ao fluxo nominal. Para ondulações superiores a 100% a queda no fluxo é mais acentuada, atingindo a redução de aproximadamente 7% para uma ondulação de 200%.

A influência da ondulação foi mais acentuada para a eficácia luminosa. Para a ondulação de 50% houve um decréscimo de 1%. Para ondulações a partir de 50% a redução da eficácia luminosa foi mais evidente, por exemplo, para uma ondulação de 100% houve redução da eficácia luminosa de aproximadamente 4% e atingindo redução de 12% para uma ondulação de 180%.

Por fim, o impacto na cromaticidade da luz. As coordenadas cromáticas para ondulações de 0%, 5%, 10%, 20% e 30% ficaram praticamente sobrepostas e muito próximas. Para 50% de ondulação, as coordenadas pouco variaram com relação à referência em 0%. Já para valores de 80% ou maiores, a mudança cromática tornou-se mais perceptível e seguindo em direção à região do branco-azulado do espaço de cores (ALMEIDA, 2012).

Após a análise da influência da ondulação de corrente no desempenho fotométrico dos LEDs pode-se afirmar que os LEDs podem operar com maiores níveis de ondulação de corrente, tornando possível a utilização de menores capacitâncias de armazenamento, levando o uso de capacitores com maior vida útil, como capacitores de filme. Porém, como foi dito, elevados níveis de ondulação reduzem o fluxo luminoso e a eficácia luminosa dos LEDs, podendo até mesmo alterar a cor emitida pelos mesmos. Dessa forma, a ondulação de corrente deve ser atenuada para níveis satisfatórios, que não prejudiquem o funcionamento dos LEDs.

Em contrapartida à utilização de capacitores eletrolíticos é proposta a utilização de um filtro LC sintonizado para reduzir a ondulação de corrente nos LEDs. São utilizadas duas

configurações de filtro: filtro LC paralelo, inserido em série com os LEDs e filtro LC série, inserido em paralelo com a carga. A proposta da utilização do filtro LC se justifica para aplicações em que a preocupação com espaço não é um fator crítico para o projeto, como em aplicações para iluminação pública. Assim, o projeto do filtro e os resultados experimentais são apresentados, mostrando a viabilidade técnica da proposta.

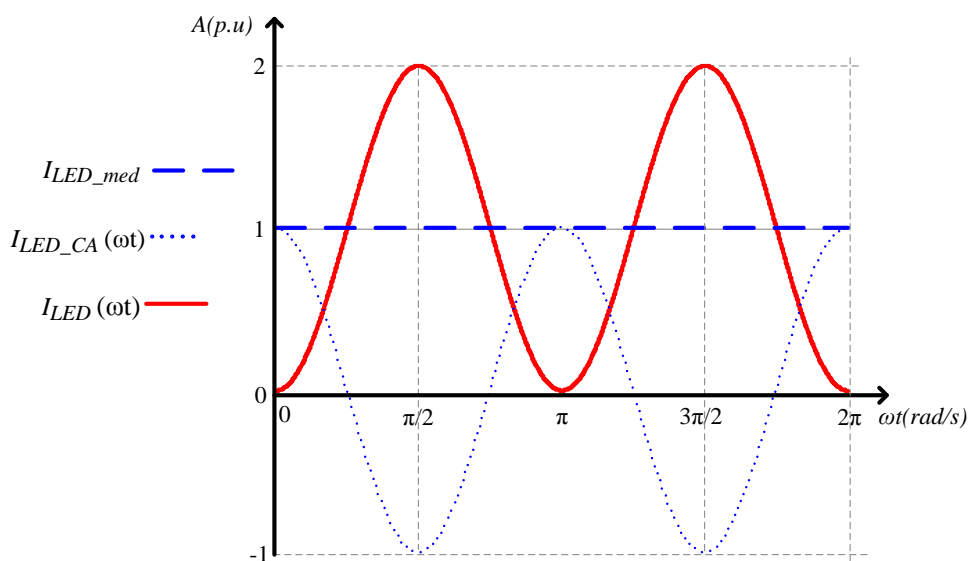
5.2 Filtros passivos para reduzir a ondulação da corrente de saída

Como visto na seção 3.4.1 a corrente de saída, que é definida por (4.59), possui duas componentes: componente CC e uma componente CA. Sendo essa última responsável pela ondulação de baixa frequência de 120 Hz. Assim, a maneira mais simples de atenuar essa componente alternada e reduzir a ondulação da corrente de saída é utilizar elementos armazenadores de energia passivos (capacitância e indutância). Porém, como a frequência de operação é baixa, são necessários componentes passivos de maior volume.

$$i_o(\omega t) = I_{LED_med} \cdot [1 - \cos(2 \cdot \omega t)]. \quad (4.59)$$

A Figura 5.1 apresenta as formas de onda teóricas normalizadas da componente média, componente alternada e a corrente resultante através dos LEDs.

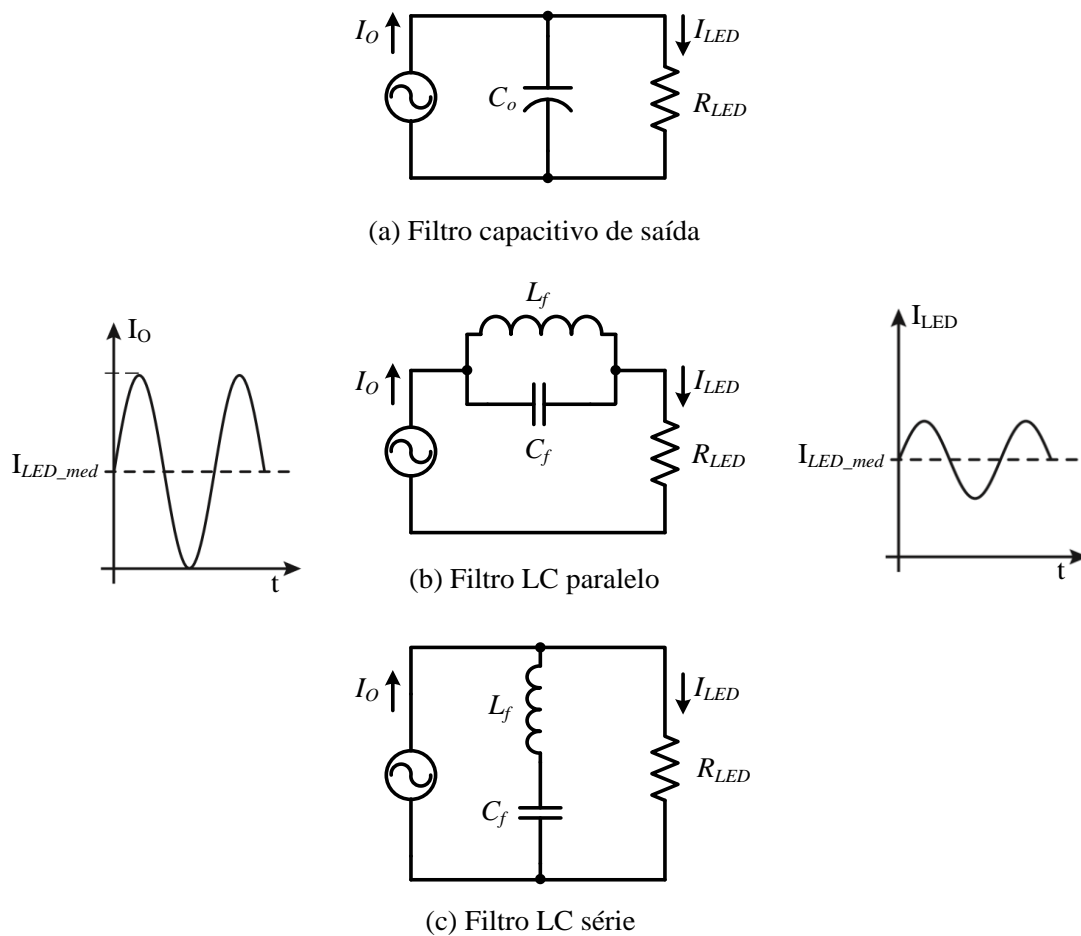
Figura 5.1 – Formas de onda teórica da componente média, alternada e corrente resultante através do LED.



Fonte: Próprio Autor.

A solução mais tradicional é a utilização da capacitância em paralelo com a carga, como mostrado na Figura 5.2(a). Um filtro LC também pode ser utilizado para reduzir a ondulação de corrente como apresentado em (QIN *et al.*, 2008; JEON *et al.*, 2012). A Figura 5.2 também mostra as configurações de filtro LC aplicados para reduzir a ondulação de corrente nos LEDs. Considerando que o estágio de saída pode ser modelado por uma fonte de corrente CA ideal e pela resistência equivalente do vetor de LED é possível calcular a resposta em frequência dos filtros mostrados na Figura 5.2 (CIRRUS LOGIC, 2013).

Figura 5.2 – Modelo simplificado da saída de um LED driver.



Fonte: Próprio Autor.

5.2.1 Filtro capacitivo de saída

Analisando o circuito da Figura 5.2(a) é possível calcular a resposta em frequência da corrente através do LED para a aplicação do filtro capacitivo. Assim, a função de transferência da corrente no LED é definida por (4.60):

$$H_{C_o}(s) = \frac{I_{LED}(s)}{I_o(s)} = \frac{1}{1 + sR_{LED}C_o}. \quad (4.60)$$

A ondulação de corrente possui frequência de duas vezes a frequência da rede, então se pode calcular o ganho proporcionado pelo filtro para a componente alternada da corrente a partir de (4.61).

$$|H_{C_o}(2\pi \cdot 2 \cdot f_{rede})| = \left| \frac{1}{1 + j(2\pi \cdot 2 \cdot f_{rede})R_{LED}C_o} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + (4\pi f_{rede} \cdot R_{LED} \cdot C_o)^2}}. \quad (4.61)$$

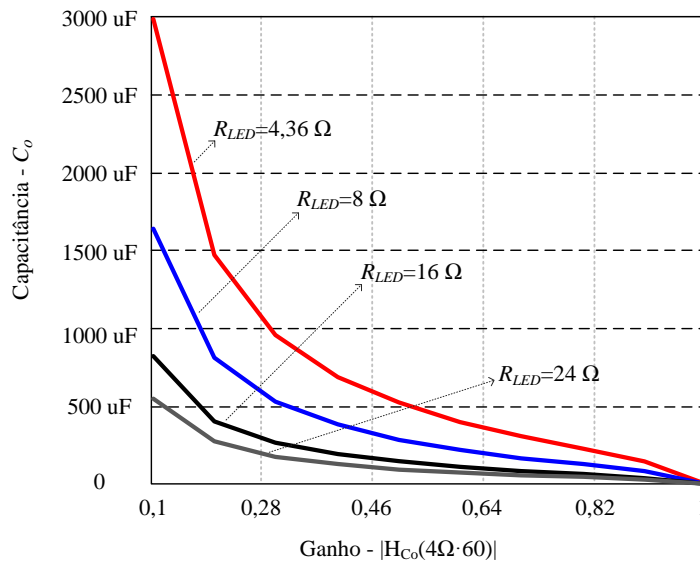
Reescrevendo (4.61) é possível calcular um valor de capacitância para prover a atenuação desejada da componente alternada da corrente da corrente de saída, assim é obtido:

$$C_o = \frac{\sqrt{\frac{1}{|H_{C_o}(4\pi f_{rede})|^2} - 1}}{4\pi f_{rede} \cdot R_{LED}}. \quad (4.62)$$

A Figura 5.3 mostra o valor da capacitância de saída em função do ganho na frequência de 120 Hz para diversas resistências equivalentes do LED. Quanto menor o ganho, menor é a ondulação de corrente através dos LEDs e conseqüentemente maior será a capacitância necessária. Também é observado que para resistências equivalentes dos LEDs de maior valor, a capacitância de filtro tende a diminuir seu valor para a obtenção de uma mesma atenuação. Desse modo, as utilizações de vetores de LEDs com maior resistência equivalente colaboram para a redução da capacitância de saída.

Apesar da simplicidade da utilização do filtro capacitivo, essa alternativa geralmente resulta em utilização de capacitores eletrolítico. Por exemplo, para atingir uma ondulação de corrente de aproximadamente 100%, utilizando o vetor de LEDs desse trabalho ($R_{LED} = 4,36 \Omega$) seria necessário utilizar uma capacitância de 530 μF .

Figura 5.3 – Capacitância de saída em função do ganho para a frequência da componente alternada.

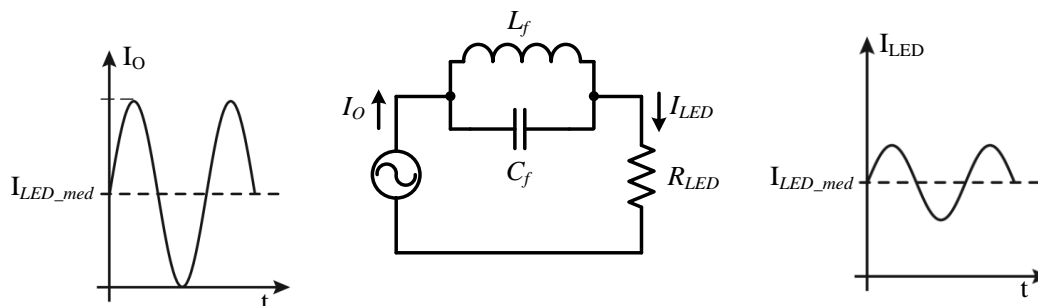


Fonte: Próprio autor.

5.2.2 Filtro LC paralelo conectado em série com os LEDs

A Figura 5.4 apresenta o filtro LC paralelo conectado em série com o vetor de LEDs. Nessa configuração o circuito LC age como um filtro rejeita faixa, assim ele atenua as componentes de corrente situada numa faixa intermediária próximas à frequência central do filtro, que é a frequência a qual prover a maior atenuação para esse tipo de filtro. Dessa forma, para atenuar a componente de 120 Hz, projeta-se a frequência central do filtro em 120 Hz.

Figura 5.4 – Topologia do filtro LC paralelo.



Fonte: Próprio Autor.

O filtro LC paralelo é tratado como uma impedância para a determinação da resposta em frequência. Portanto, a impedância de saída proporcionada pelo filtro LC e pela resistência equivalente do LED é determinada por:

$$Z_O(s) = \left(sL_f // \frac{1}{sC_f} \right) + R_{LED}. \quad (4.63)$$

Desenvolvendo (4.63), a impedância de saída Z_O é dada por (4.64).

$$Z_O(s) = \frac{L_f C_f R_{LED} s^2 + L_f s + R_{LED}}{L_f C_f s^2 + 1}. \quad (4.64)$$

A frequência central, em Hertz, é definida por:

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_f C_f}}. \quad (4.65)$$

A Figura 5.5 apresenta o diagrama de Bode da impedância de saída Z_O . Observando o gráfico, para a frequência de 120 Hz, a impedância de saída apresenta magnitude elevada, dessa maneira, a componente de 120 Hz sofre maior oposição a sua passagem, sendo bloqueada pelo filtro. Logo, a corrente que fluirá no LED terá apenas a componente contínua, considerando o funcionamento ideal do filtro. A Figura 5.5 também mostra a resposta em frequência da impedância para outros valores de indutância e capacitância do filtro. Foram adotados menores valores de capacitância a fim de evitar a utilização de capacitores eletrolíticos, contudo os valores de indutância tendem a aumentar para manter a frequência central sintonizada em 120 Hz.

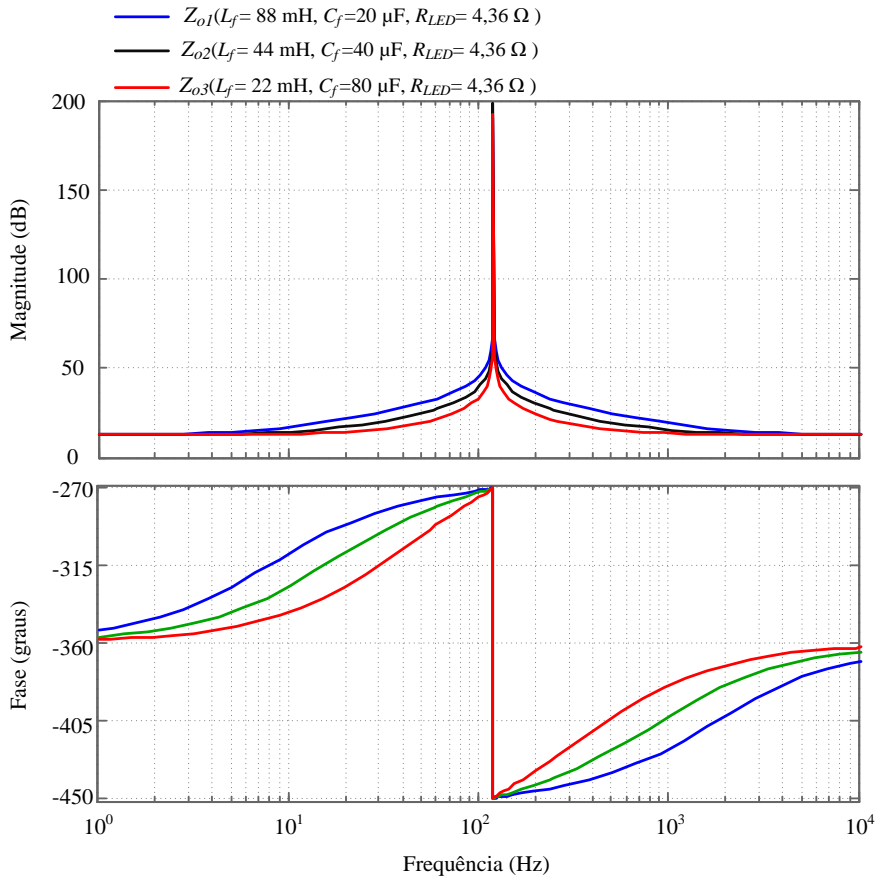
Os exemplos de impedância mostrados apresentaram respostas em frequência semelhantes. O caso Z_{o1} apresentou impedância maior que outros casos para uma faixa de frequência mais ampla, podendo atenuar maior espectro de corrente. Com a redução da indutância, conseqüentemente elevação da capacitância, a banda de rejeição foi reduzida.

5.2.3 Filtro LC série conectado em paralelo com os LEDs

A Figura 5.6 apresenta o filtro LC série, que é conectado em paralelo com o vetor de LEDs. Nesta configuração o circuito LC atua como um filtro passa faixa, mas ele drena as componentes de corrente situada numa faixa intermediária próximas à frequência central do filtro. Para as componentes de corrente de frequência igual e/ou próximas a frequência central (120Hz), o filtro LC se apresenta como uma baixa impedância, drenando essas componentes.

Dessa maneira, o módulo de LEDs é alimentado apenas pela componente contínua de corrente, considerando o funcionamento ideal do filtro.

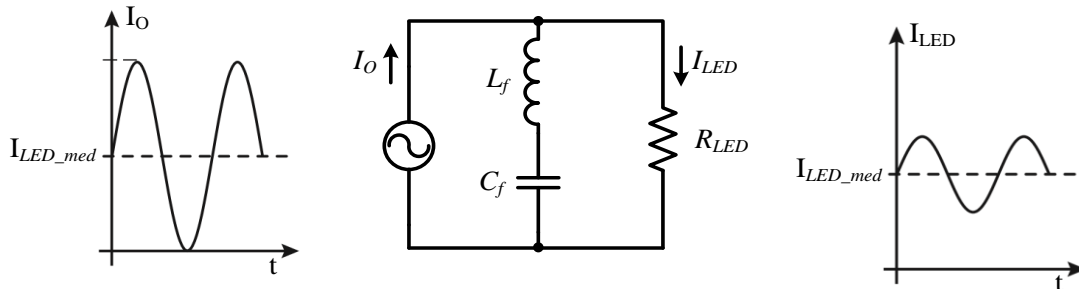
Figura 5.5 – Diagrama de Bode da impedância de saída Z_O .



Fonte: Próprio autor.

Aplicando as leis de *Kirchhoff* no circuito da Figura 5.6, a função de transferência da corrente através do LED é dada por (4.66).

Figura 5.6 – Topologia do filtro LC série conectado em paralelo com os LEDs.



Fonte: Próprio autor.

$$\frac{I_{LED}(s)}{I_O(s)} = \frac{\left(sL_f + \frac{1}{sC_f} \right) \cdot R_{LED}}{\left(sL_f + \frac{1}{sC_f} \right) + R_{LED}} \cdot R_{LED} \quad (4.66)$$

Expandindo (4.66) é obtido (4.67).

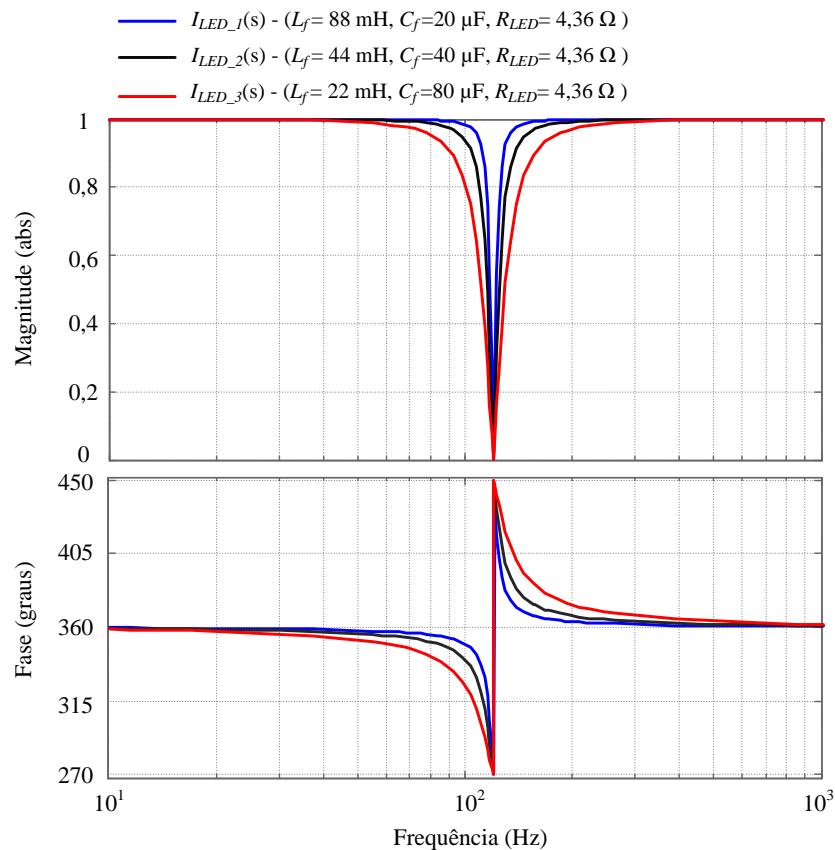
$$\frac{I_{LED}(s)}{I_O(s)} = \frac{L_f C_f s^2 + 1}{L_f C_f s^2 + R_{LED} C_f s + 1} \quad (4.67)$$

A frequência central, em Hertz, também é definida por (4.68).

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}} \quad (4.68)$$

O diagrama de Bode da função de transferência da corrente no LED é mostrado na Figura 5.7. Analisando o diagrama de Bode, a componente alternada de 120 Hz da corrente de

Figura 5.7 – Resposta em frequência da corrente através do LED com o filtro LC série.



Fonte: Próprio Autor.

saída pode ser totalmente atenuada, mitigando a ondulação da corrente no LED. Para essa configuração, o exemplo com menor indutância e maior capacitância, $I_{LED_3}(s)$, apresentou maior faixa de atenuação.

Independente da faixa de atenuação proporcionada pelo filtro, somente quando o filtro está sintonizado na frequência que se deseja atenuar, no caso a componente de 120 Hz, é que a componente alternada consegue ser mitigada. Assim, para se alcançar melhor desempenho, o filtro deve operar na frequência central. Porém, variações paramétricas nos valores de indutância e capacitância do filtro podem modificar a sua região de operação. Dessa forma, a sintonização adequada do filtro LC é uma das principais dificuldades para o projeto do filtro.

5.3 Projeto do Filtro LC

O principal parâmetro para o dimensionamento do filtro LC é a sua frequência central. Como se deseja mitigar a componente de 120 Hz da corrente de saída, o filtro deve ser sintonizado em 120 Hz. Devido à operação em baixa frequência é esperado um magnético com maior volume, porém para aplicações de iluminação pública, na qual a preocupação com o espaço não é um fator crítico, a proposta ainda permanece válida.

Outro ponto importante é a não utilização de capacitores eletrolíticos. Dessa forma, é proposta a utilização de capacitores de filme metalizado de poliéster, os quais podem proporcionar maior vida útil, porém os valores comerciais desse tipo de capacitor são reduzidos. A maior capacitância disponível para a realização deste filtro foi de 10 μF . Portanto, para a capacitância C_f foi adotado o valor de 20 μF , utilizando dois capacitores de 10 μF associados em paralelo. Os capacitores utilizados foram de 10 $\mu\text{F}/100\text{ V}$ do fabricante EPCOS da série B32594.

Com a determinação da capacitância C_f , a indutância do filtro é calculada por (4.69), que obtida a partir de (4.68).

$$L_f = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_o^2 \cdot C_f} \quad (4.69)$$

Substituindo os valores em (4.69) a indutância L_f é obtida:

$$L_f = \frac{1}{4\pi^2 \times 120^2 \times 20 \times 10^{-6}} = 88 \text{ mH}. \quad (4.70)$$

5.3.1 Projeto físico do indutor L_f

Devido à operação em baixa frequência foi utilizado lâminas de ferro silício de grão orientado, pois sua utilização permite a redução de perdas por histerese e suportam densidade máxima de fluxo magnético até cinco vezes maior que os núcleos de ferrite, atingindo até 1,5 T. A Tabela 5.1 apresenta os parâmetros que foram assumidos para o projeto.

Tabela 5.1 – Parâmetros de projeto do indutor L_f .

Densidade de fluxo magnético máxima	$B_{max} = 0,65 \text{ T}$
Densidade de corrente máxima	$J_{max} = 350 \text{ A/cm}^2$
Permeabilidade magnética do vácuo	$\mu_o = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$

Fonte: Próprio autor.

A componente CA pode ser definida por (4.71), obtida a partir de (4.59).

$$i_{CA}(\omega t) = I_{LED_med} \cdot \cos(2 \cdot \omega t). \quad (4.71)$$

Como a corrente média no LED (I_{LED_med}) é de 1,4 A, o valor eficaz e de pico da componente alternada pode ser calculada por (4.72) e (4.73) respectivamente.

$$I_{LED_AC_rms} = \frac{I_{LED_med}}{\sqrt{2}} = \frac{1,4}{\sqrt{2}} = 0,99 \text{ A}. \quad (4.72)$$

$$I_{LED_AC_pk} = \sqrt{2} \cdot I_{LED_AC_rms} = \sqrt{2} \times 0,99 = 1,4 \text{ A}. \quad (4.73)$$

A seção do fio utilizado no indutor é determinada por:

$$S_{fio_calc} = \frac{I_{LED_AC_rms}}{J_{max}} = \frac{0,99}{350} = 2,828 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2. \quad (4.74)$$

Calculada a seção transversal do fio, foi adotado o fio AWG 22 para a confecção do elemento magnético. A Tabela 5.2 apresenta as características do fio utilizado.

Tabela 5.2 – Dados do fio AWG 22.

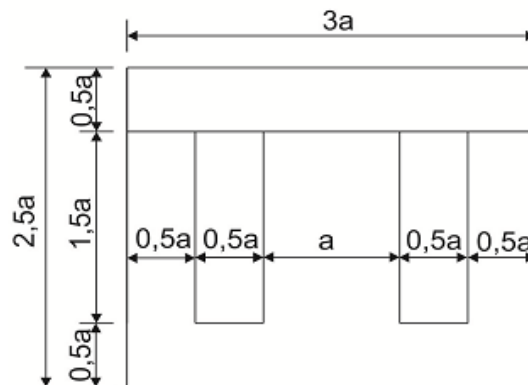
Diâmetro	$d_{AWG_22} = 0,064 \text{ cm}$
Área do cobre	$S_{cuAWG_22} = 0,003255 \text{ cm}^2$
Área do fio com isolamento	$S_{AWG_22} = 0,004013 \text{ cm}^2$

Fonte: BARBI (2007).

Para a confecção do núcleo foram utilizadas lâminas do tipo EI padronizadas, as quais possuem suas dimensões em função da largura da perna central.

A Figura 5.8 mostra o formato da lâmina EI e suas dimensões.

Figura 5.8 – Lâmina EI.



Fonte: Próprio autor.

A determinação das dimensões do núcleo formado pelas lâminas depende das dimensões do carretel que se pretende utilizar. Portanto, foi adotado para a construção o carretel com tronco central:

$$a = 1,9 \text{ cm.} \quad (4.75)$$

Assim, o tronco central da lâmina adotada tem o mesmo comprimento do tronco central do carretel ($a = 1,9 \text{ cm}$).

A espessura do núcleo adotada, que é baseada na largura do carretel, foi de:

$$b = 2,2 \text{ cm.} \quad (4.76)$$

Assim, para a lâmina adotada, a área das duas janelas é calculada por (4.77).

$$A_w = 2 \cdot (1,5 \cdot a \cdot 0,5 \cdot a) = 2 \times (1,5 \times 1,9 \times 0,5 \times 1,9) = 5,415 \text{ cm}^2. \quad (4.77)$$

Segundo MARTIGNONI (1991) é vantajoso construir a largura da coluna central do núcleo de forma quadrada. Como as lâminas do núcleo são isoladas por um esmalte, apenas 90% da área é considerada como área magnética efetiva:

$$A_e = (a \cdot b) \cdot 0,9 = (1,9 \times 2,2) \times 0,9 = 3,762 \text{ cm}^2. \quad (4.78)$$

Assim é possível determinar o número de espiras do indutor, que é calculado por:

$$NL = \frac{L_f \cdot I_{LED_AC_pk} \cdot 10^4}{A_e \cdot B_{\max}} = \frac{88 \cdot 10^{-3} \times 1,4 \times 10^4}{3,762 \times 0,65} \cong 503 \text{ espiras}. \quad (4.79)$$

O entreferro deve ser ajustado em:

$$lg = \frac{\mu_o \cdot NL^2 A_e \cdot 10^{-2}}{L_f} = \frac{4\pi \cdot 10^{-7} \times 503^2 \times 3,762 \times 10^{-2}}{88 \cdot 10^{-3}} = 0,136 \text{ cm}. \quad (4.80)$$

Por fim, é calculada a possibilidade de execução:

$$k_u = \frac{S_{AWG_22} \cdot NL}{A_w} = \frac{0,004013 \times 503}{5,415} = 0,373. \quad (4.81)$$

Como o valor de k_u calculado foi menor que 0,4, o indutor proposto pode ser construindo.

Devido à dificuldade de formar o núcleo magnético pela junção das lâminas com um menor entreferro, não foi possível adotar a operação para uma maior densidade de fluxo magnético, por exemplo, 1,5 T. Dessa maneira, foi utilizada no projeto uma menor densidade de fluxo (0,65 T) a fim de se poder operar com o entreferro obtido após a montagem manual do núcleo. A baixa de densidade de fluxo magnético resultou em maior quantidade de espiras para se atingir a indutância especificada, aumentando o volume do magnético. A Figura 5.9 mostra o indutor confeccionado. O indutor montado apresentou indutância de 93,4 mH. Como o indutor foi confeccionado manualmente, ajuste do valor da indutância especificada se mostrou complexo, devido à dificuldade de ajustar entreferro do núcleo magnético montado.

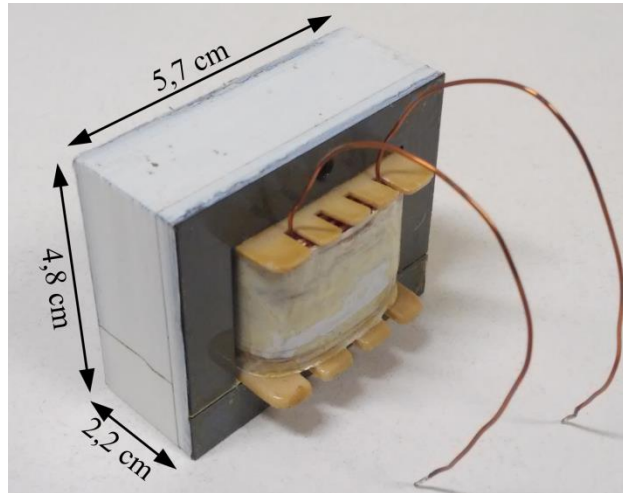
Devido ao elevado número de espiras do indutor confeccionado, a resistência elétrica equivalente das espiras foi avaliada. A resistência equivalente do indutor foi medida por um multímetro digital e foi obtida resistência de:

$$R_{L_f} = 2,0 \ \Omega \quad (4.82)$$

Assim, as funções de transferência do filtro LC paralelo e do filtro LC série são apresentadas novamente considerando a resistência equivalente do indutor. Portanto, para o filtro LC paralelo a impedância $Z_o(s)$ é calculada por:

$$Z_o(s) = \left((sL_f + R_{L_f}) // \frac{1}{sC_f} \right) + R_{LED}. \quad (4.83)$$

Figura 5.9 – Indutor montado.



Fonte: Próprio autor.

Desenvolvendo (4.83) é obtido (4.84).

$$Z_o(s) = \frac{L_f C_f R_{LED} s^2 + (R_{LED} C_f R_{L_f} + L_f) s + R_{LED} + R_{L_f}}{L_f C_f s^2 + R_{L_f} C_f s + 1}. \quad (4.84)$$

A resposta em frequência de $Z_o(s)$ considerando a resistência do indutor L_f é mostrada na Figura 5.10. Com inserção da resistência do indutor, a impedância na frequência central foi reduzida, logo a atenuação da componente de 120 Hz da corrente também é reduzida. Com a alteração da indutância para 93,4 mH a frequência central é deslocada para aproximadamente 117 Hz.

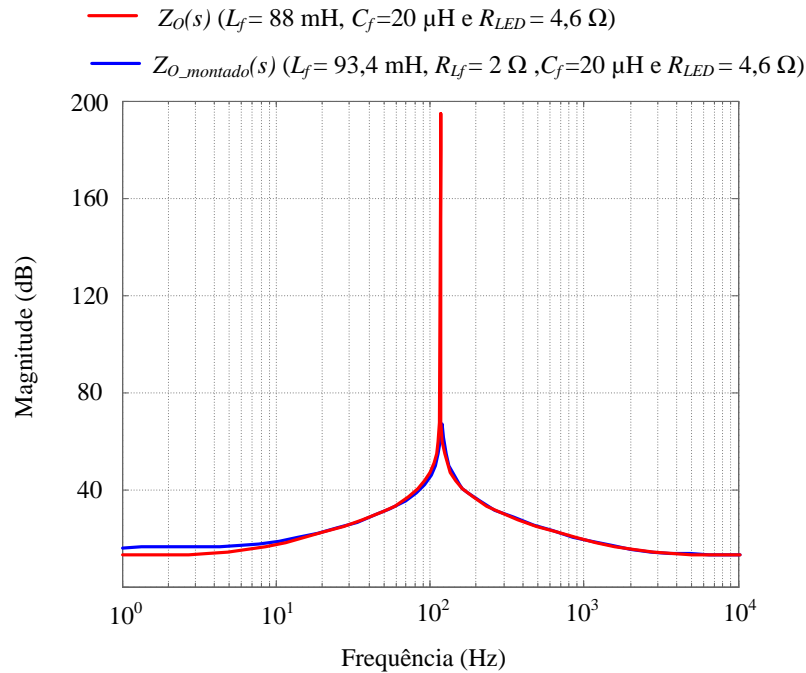
Para o filtro LC série, a função de transferência considerando a resistência do indutor é calculada por:

$$\frac{I_{LED}(s)}{I_o(s)} = \frac{\left(sL_f + R_{L_f} + \frac{1}{sC_f} \right) \cdot R_{LED}}{\left(sL_f + \frac{1}{sC_f} + R_{L_f} \right) + R_{LED}} \Bigg/ R_{LED}. \quad (4.85)$$

Desenvolvendo (4.85) é obtido (4.86).

$$\frac{I_{LED}(s)}{I_O(s)} = \frac{L_f C_f s^2 + R_{L_f} C_f s + 1}{L_f C_f s^2 + (R_{LED} + R_{L_f}) C_f s + 1}. \quad (4.86)$$

Figura 5.10 – Resposta em frequência de $Z_O(s)$ considerando a resistência do indutor.



Fonte: Próprio autor.

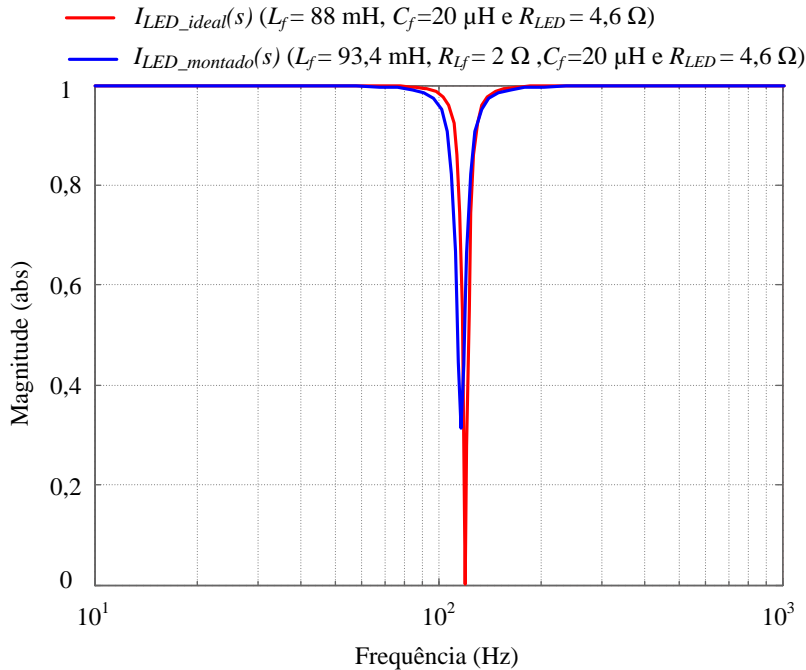
A resposta em frequência de $I_{LED}(s)/I_O(s)$, considerando a resistência do indutor L_f é mostrada na Figura 5.11. A atenuação na frequência central do filtro é reduzida com a presença da resistência da indutância. A frequência central do filtro também é alterada devido às mudanças ocorridas nos valores dos componentes, assim frequência central foi deslocada para aproximadamente 117 Hz.

Na frequência central do filtro, quando ocorre a ressonância, a reatância capacitiva é igual à reatância indutiva, anulando suas impedâncias, assim restando apenas à resistência do indutor, como exemplificado na Figura 5.12. Aplicando o conceito do divisor de corrente no circuito da Figura 5.12, é possível calcular a parcela da corrente que flui para o LED e a parcela que é flui para o filtro respectivamente por (4.87) e (4.88).

$$I_{LED_120Hz} = I_{O_120Hz} \cdot \frac{R_{L_f}}{R_{L_f} + R_{LED}}. \quad (4.87)$$

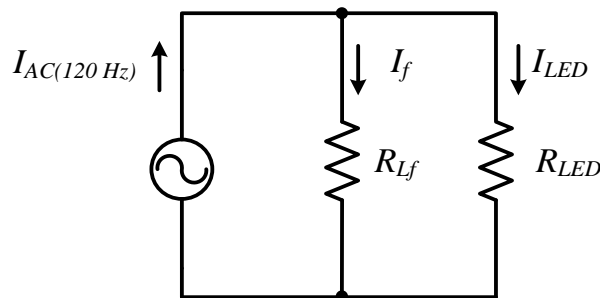
$$I_{f_120Hz} = I_{O_120Hz} \cdot \frac{R_{LED}}{R_{Lf} + R_{LED}} \tag{4.88}$$

Figura 5.11 – Resposta em frequência da corrente para o filtro LC série considerando a resistência do indutor.



Fonte: Próprio autor.

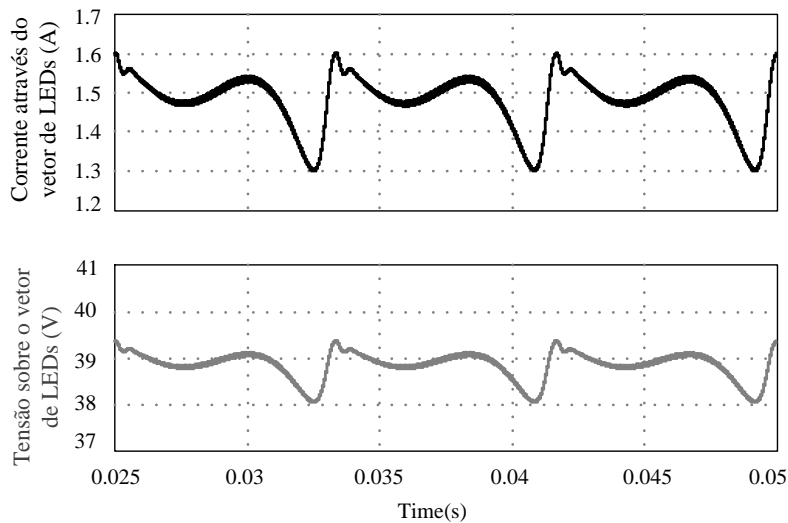
Figura 5.12 – Circuito equivalente da operação do filtro LC na frequência central.



Fonte: Próprio Autor.

Sendo a resistência do indutor L_f igual à zero, para um caso ideal, ou muito menor que a resistência do LED, a componente alternada seria completamente drenada pelo filtro. Porém, como a resistência do indutor possui valor próximo à resistência equivalente do módulo de LED, a componente alternada é dividida entre o filtro e os LEDs. Assim, o desempenho do filtro é diminuído, fazendo que a ondulação de corrente na saída não seja amenizada adequadamente.

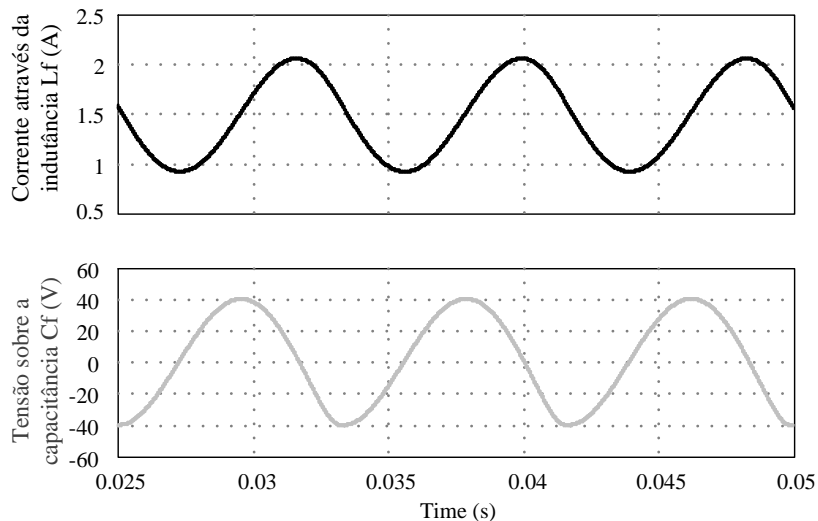
Figura 5.14 – Forma de onda da tensão e corrente através do LED com a aplicação do filtro LC paralelo conectado em série com os LEDs.



Fonte: Próprio Autor.

A Figura 5.15 mostra a forma de onda da corrente através do indutor L_f e da tensão sobre o capacitor C_f . Observa-se que a componente oscilante permanece confinada no filtro LC, logo a ondulação da corrente através dos LED é reduzida.

Figura 5.15 – Forma de onda da corrente através de L_f e da tensão sobre C_f (Filtro LC paralelo conectado em série com os LEDs).

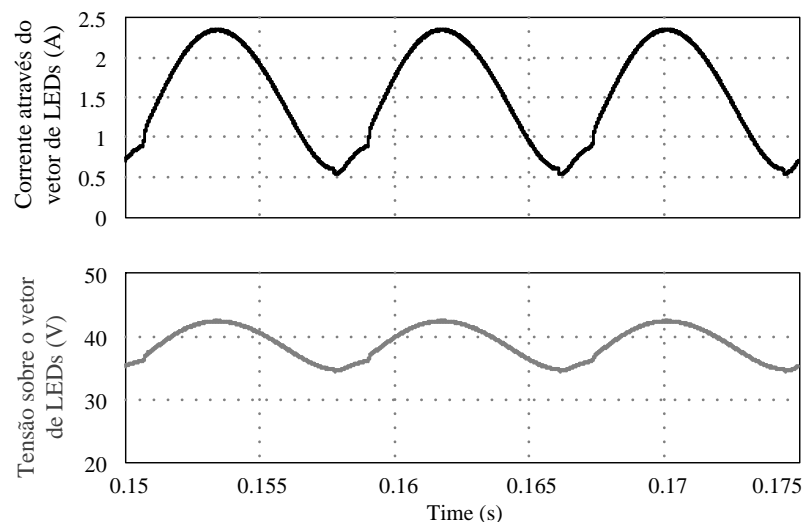


Fonte: Próprio autor.

Para filtro LC série, que é conectado em paralelo com os LED, a Figura 5.16 mostra a forma de onda da corrente e da tensão através dos LEDs. A corrente média obtida foi de 1,53 A e ondulação de corrente obtida foi de 1,82 A, resultando em uma ondulação percentual de 119%, mostrando que grande parte da componente alternada ainda esta presente

na corrente do LED. Para esse caso, é observado que apenas uma parcela reduzida da componente alternada de corrente foi drenada pelo filtro. A resistência da indutância atua como uma impedância para a componente alternada de corrente, dessa maneira essa corrente se divide entre o filtro e o LED e a ondulação de corrente não é atenuada significativamente.

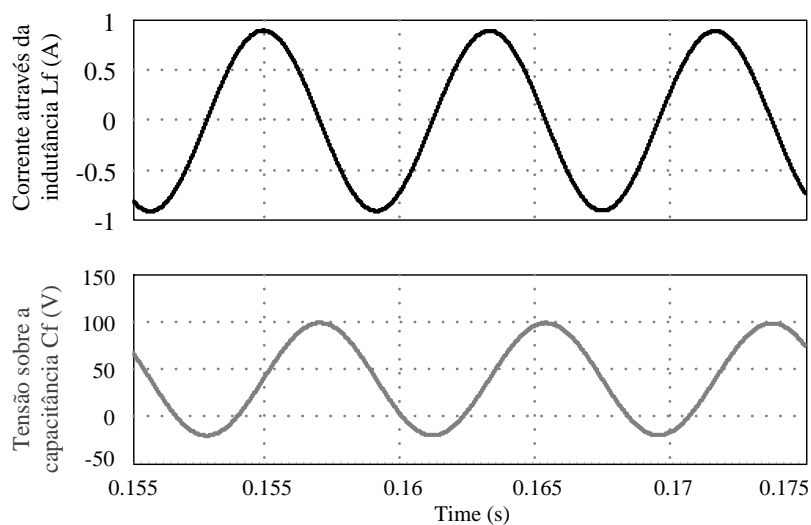
Figura 5.16 – Forma de onda da tensão e corrente através dos LEDs com a aplicação do filtro LC série conectado em paralelo com os LEDs.



Fonte: Próprio Autor.

A Figura 5.17 mostra a forma de onda da corrente através do indutor L_f e da tensão sobre a capacitância C_f . É observada a parcela da componente alternada de 120 Hz da corrente de saída. O valor de pico medido foi de 0,89 A e o valor eficaz foi 0,624 A, sendo os

Figura 5.17 – Forma de onda da corrente através de L_f e da tensão sobre C_f (Filtro LC série conectado em paralelo com os LEDs).

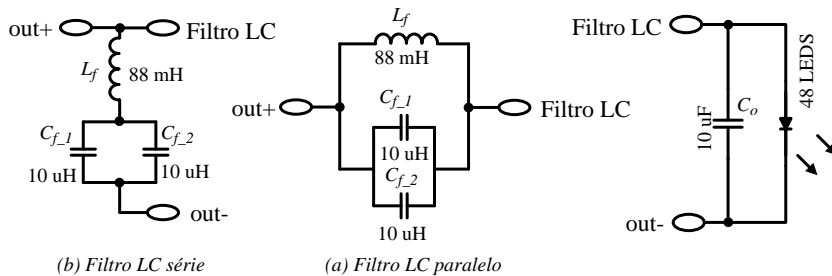
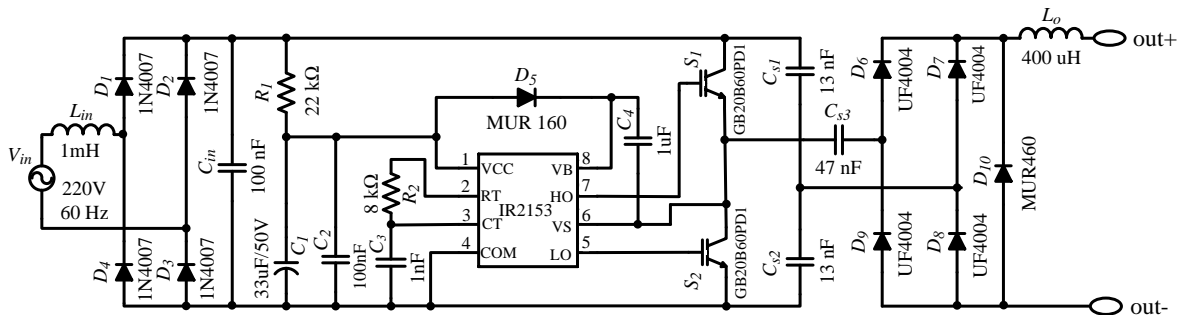


Fonte: Próprio autor.

valores 1,4 A e 0,99 A os valores nominais de pico e eficaz respectivamente da componente alternada. Dessa forma, é mostrado que apenas uma parcela reduzida da componente alternada de corrente foi drenada pelo filtro.

Para a validação experimental foi utilizado o circuito apresentado na Figura 5.18. O circuito difere do circuito da Figura 4.15, pois o filtro LC, que é mostrado na Figura 5.19 foi inserido. Inicialmente, são apresentados os resultados com a inserção do filtro LC paralelo conectado em série com os LEDs e depois os resultados para o filtro LC série conectado em paralelo com a carga.

Figura 5.18 – Circuito utilizado para a validação experimental com a utilização dos filtros LC.

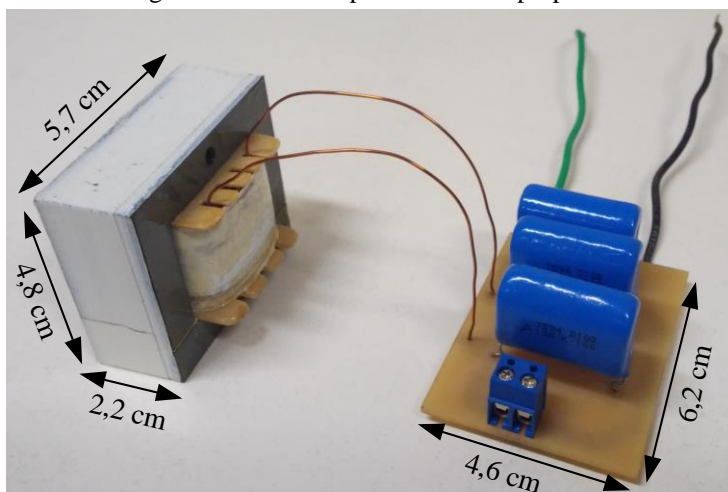


(b) Filtro LC série

(a) Filtro LC paralelo

Fonte: Próprio autor.

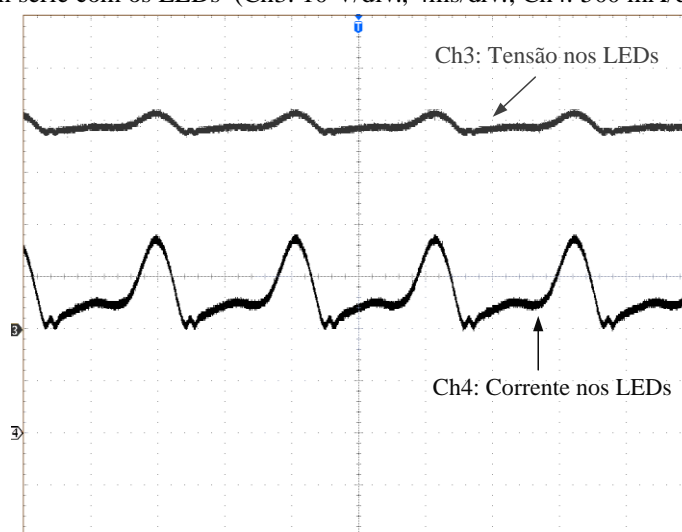
Figura 5.19 – Protótipo do filtro LC proposto.



Fonte: Próprio autor.

A Figura 5.20 mostra a forma de onda da tensão e da corrente através do LED. A corrente média obtida foi de 1,32 A e a ondulação de corrente obtida foi aproximadamente 900 mA, resultando em uma ondulação percentual de 68%. Apesar de a ondulação obtida experimentalmente ser maior que a obtida na simulação, o resultado obtido pode ser considerado satisfatório, pois de acordo com os critérios abordados na seção 5.1, a degradação do desempenho fotométrico é reduzida para ondulações de corrente entre 50% e 80%.

Figura 5.20 – Formas de onda da tensão (Ch3) e corrente (Ch4) no LED com a aplicação do filtro LC paralelo conectado em série com os LEDs (Ch3: 10 V/div., 4ms/div.; Ch4: 500 mA/div., 4 ms/div.).

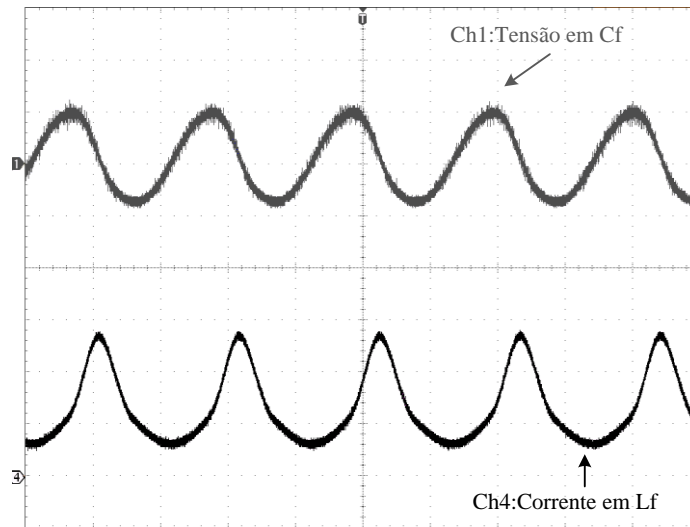


Fonte: Próprio autor.

A Figura 5.21 mostra a forma de onda da corrente através da indutância L_f e da tensão sobre a capacitância C_f . É possível observar a componente de 120 Hz presente no filtro, porém analisando a forma de onda da corrente no indutor L_f é observado que a corrente está distorcida. A forma de onda de corrente deveria apresentar formato senoidal, como o obtido na simulação. Como também há presença da componente contínua de corrente na indutância L_f é possível que o magnético esteja operando na saturação, resultando na redução do desempenho do filtro.

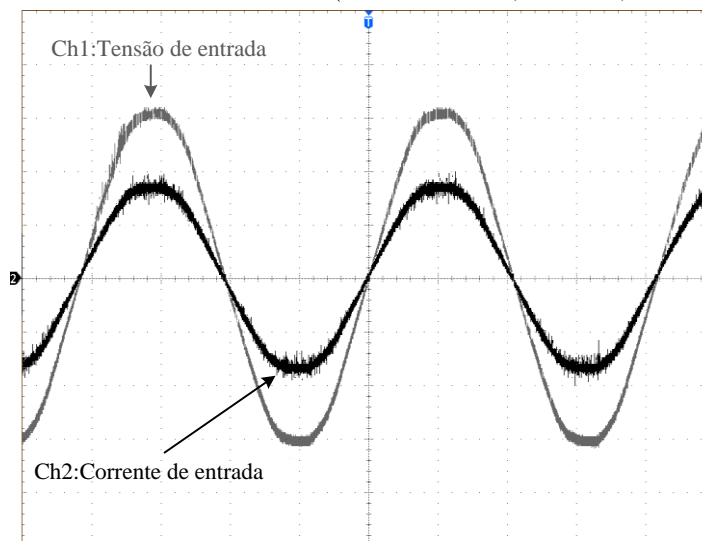
A operação do com filtro LC conectado em série com os LEDs fez com que a corrente de entrada apresentasse menor distorção harmônica. A Figura 5.22 apresenta a forma de onda da tensão e da corrente de entrada. Devido ao elevado valor de L_f , o tempo de condução da corrente entrada foi aumentado, reduzindo o tempo da passagem por zero, que antes era mais acentuado. O fator de potência e a distorção harmônica de corrente obtidas foram respectivamente de 0,997.

Figura 5.21 – Forma de onda da tensão em C_f (Ch1) e da corrente em L_f (Ch4) para o filtro LC paralelo conectado em série com os LEDs (Ch1: 50 V/div., 4ms/div.; Ch4: 1 A/div., 4 ms/div.).



Fonte: Próprio autor.

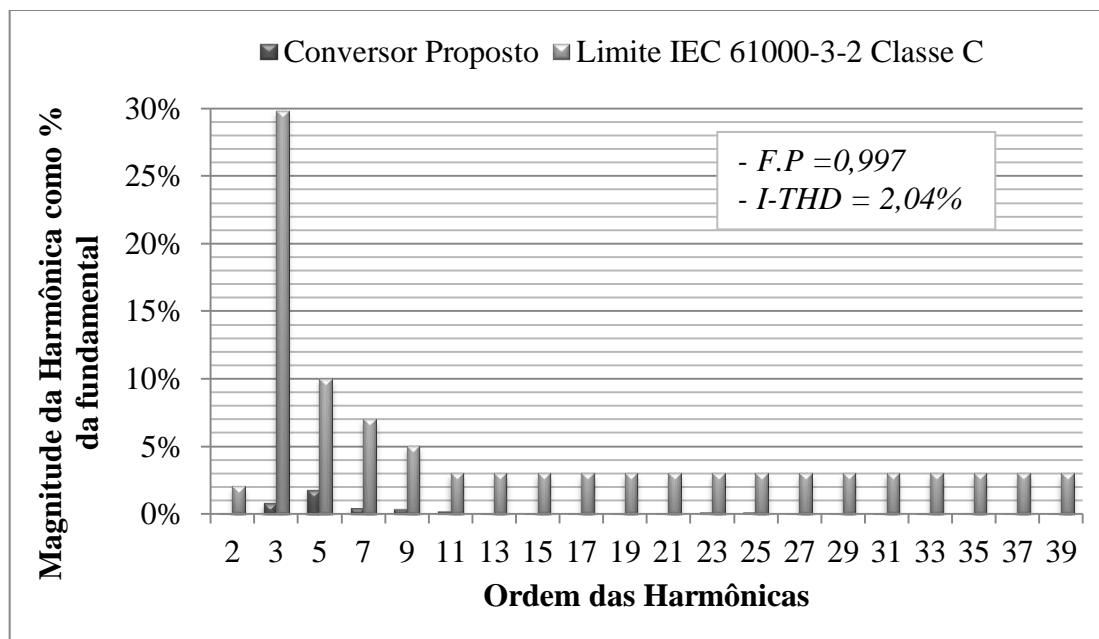
Figura 5.22 – Formas de onda da tensão (Ch1) e corrente (Ch2) na entrada do conversor com a aplicação do filtro LC paralelo conectado em série com os LEDs (Ch1: 100 V/div., 4ms/div.; Ch2: 250 mA/div., 4 ms/div.).



Fonte: Próprio autor

A Figura 5.23 apresenta a espectro harmônico da corrente de entrada do conversor operando com o filtro LC conectado em série. Comparando com os limites estabelecidos pela norma IEC (2009) para equipamentos Classe C, todas as harmônicas da corrente de entrada estão dentro dos limites estabelecidos pela norma e seus valores foram bastante reduzidos em comparação à operação sem o filtro de saída. A distorção harmônica da corrente de entrada obtida foi de 2,04%.

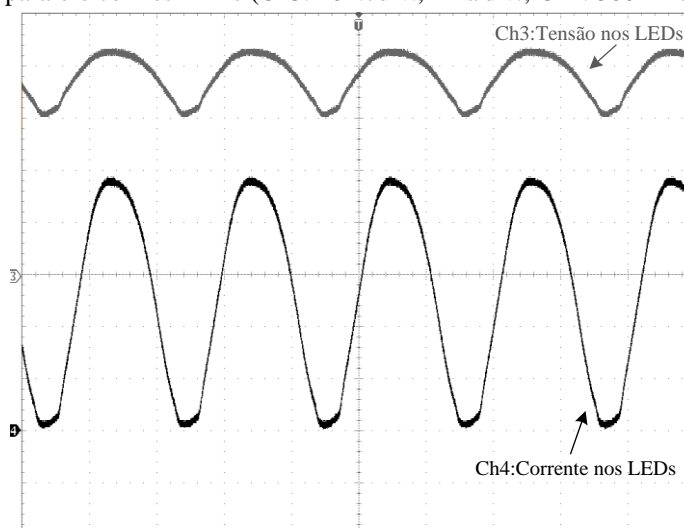
Figura 5.23 – Análise das harmônicas de corrente do conversor operando com tensão de entrada de 220 V e com o filtro de LC conectado em série na saída do conversor.



Fonte: Próprio autor.

Para a operação com o filtro LC série, que é conectado em paralelo com os LED, a Figura 5.24 mostra a forma de onda da corrente e da tensão através dos LEDs. A corrente média obtida foi de 1,33 A e ondulação de corrente obtida foi de aproximadamente 2,62 A, resultando em uma ondulação percentual de 197%. Assim, praticamente não houve atenuação da componente alternada da corrente. A resistência da indutância impede a drenagem da componente alternada de corrente, então a mesma flui para o LED.

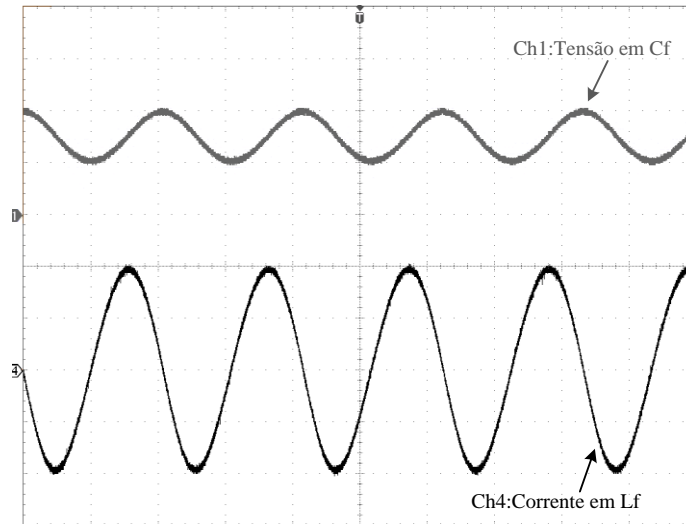
Figura 5.24 – Formas de onda da tensão (Ch3) e corrente (Ch4) no LED com a aplicação do filtro LC série conectado em paralelo com os LEDs (Ch3: 10 V/div., 4ms/div.; Ch4: 500 mA/div., 4 ms/div.).



Fonte: Próprio autor.

Observando as formas de onda da tensão no capacitor C_f e da corrente L_f mostradas na Figura 5.25, a magnitude da corrente que flui no filtro é reduzida. A corrente eficaz obtida foi aproximadamente de 138 mA e a tensão média medida no capacitor C_f foi de 38,5 V, igual a tensão de saída do conversor, logo o filtro operou com um filtro capacitivo.

Figura 5.25 – Forma de onda da tensão em C_f (Ch1) e da corrente em L_f (Ch4) para o filtro LC série conectado em paralelo com os LEDs (Ch1: 25 V/div., 4ms/div.; Ch4: 100 mA/div., 4 ms/div.).



Fonte: Próprio autor.

Dessa forma, seria necessário construir um indutor com resistência muito menor que a resistência equivalente do módulo de LED. Com a redução da indutância L_f poder-se-ia utilizar menos espiras e reduzir a resistência equivalente, porém seria necessário aumentar a capacitância C_f para sintonizar o filtro em 120 Hz, tornando inviável a utilização de capacitores de filme. Outra opção seria aumentar a densidade de fluxo magnético de operação do indutor a fim de se obter a indutância especificada com menor número espiras e reduzir a sua resistência, porém devido à confecção manual do núcleo magnético que dificulta a junção das laminas e o ajuste do entreferro, essa última alternativa se mostrou inviável.

Por fim, mesmo com a utilização das duas topologias de filtro propostas, o rendimento do conversor proposto permaneceu em aproximadamente 75 % para a condição de carga nominal, sem alterações significativas.

5.5 Conclusão

Nesse capítulo foi proposta a utilização de um filtro LC na saída do conversor para reduzir a ondulação da corrente através dos LEDs, a fim de substituir o capacitor eletrolítico de saída. Foram utilizadas duas configurações de filtro LC: filtro LC paralelo e filtro LC série. Os resultados de simulação e experimentais foram apresentados para a validação da proposta. A utilização dos filtros não alterou o rendimento do conversor, considerando a condição de carga nominal.

O projeto do filtro também foi apresentado e o filtro emprega capacitores de filme metalizado de poliéster e o núcleo magnético foi feito com lâminas de aço silício de grão orientado. A necessidade de projetar o indutor com baixa densidade de fluxo magnético, devido à dificuldade da formação do núcleo pela junção das lâminas e do ajuste do entreferro, resultou em indutor com uma maior quantidade de espiras, resultando na elevação da resistência equivalente do indutor. O ajuste do valor da indutância especificada também se mostrou complexo, devido à dificuldade de ajustar entreferro do núcleo magnético montado, alterando a frequência central do filtro. Sendo essas umas das principais causas da redução do desempenho dos filtros propostos

Assim, para a aplicação do filtro LC paralelo foi obtida ondulação de corrente de 68%. Essa ondulação obtida foi satisfatória, pois de acordo com os critérios abordados na seção 5.1, a degradação do desempenho fotométrico é reduzida para ondulações de corrente entre 50% e 80%. Para aplicação do filtro LC série praticamente não houve atenuação da ondulação da corrente de saída, pois a resistência do indutor impede a drenagem de corrente pelo filtro. Dessa maneira, o filtro LC paralelo apresentou melhor desempenho, sendo apto a substituir o capacitor eletrolítico e sua aplicação também reduziu a distorção harmônica da corrente de entrada.

6 CONCLUSÃO GERAL

Com o objetivo de desenvolver sistemas de iluminação artificial com maior eficiência e confiabilidade, e também contribuir cientificamente com o desenvolvimento da tecnologia SSL baseada em LED, este trabalho apresentou o desenvolvimento de um conversor CA-CC com capacitor comutado e com correção do fator de potência aplicado a sistemas de iluminação pública com LEDs de potência.

A topologia com capacitor comutado proposta se mostrou atrativa devido à sua simplicidade e vantagens: possibilidade de operar em torno de um ponto de operação em malha aberta, pois a potência transferida aos LED não depende da tensão de saída, logo pequenas variações na tensão de saída não acarretam em grandes variações na corrente através dos LEDs; proporciona a correção intrínseca do fator de potência e não emprega capacitores eletrolíticos.

O conversor proposto difere dos CCC tradicionais, pois utiliza uma indutância para amenizar os esforços de corrente e auxiliar no processo de comutação dos interruptores e dos capacitores comutados. Como a potência transferida para o vetor de LEDs não depende dessa indutância, o conversor continua classificado como um CCC, sendo chamado também de conversor *charge-pump*.

Portanto, um protótipo de laboratório de 51 W com tensão de entrada eficaz de 220 V foi montado e testado, demonstrando a viabilidade técnica do conversor proposto, que apresentou rendimento de 75,3%, fator de potência de 0,996 e distorção harmônica de corrente de 7,3% para a condição de carga nominal, atendendo os limites estabelecidos pela norma IEC 61000-3-2:2009 para dispositivos classe C.

Problemas referentes à descarga das capacitâncias intrínsecas dos IGBTs, que ocasionaram picos de corrente nos componentes durante a comutação dos interruptores, impediram a comutação suave durante o bloqueio dos interruptores e também aumentaram as perdas durante a ligação dos mesmos, elevando as perdas no circuito.

A fim de evitar o uso de capacitores eletrolíticos de saída de elevadas capacitâncias, nesse trabalho também foram estudadas duas configurações de filtro LC: filtro LC paralelo e filtro LC série, para reduzir a ondulação de corrente nos LEDs. Os filtros propostos utilizaram capacitores de filme de poliéster e o indutor foi construído com lâminas de aço silício de grão orientados, garantido maior vida útil e confiabilidade ao conversor.

Para a condição de carga nominal, a utilização dos filtros não modificou o rendimento do conversor proposto. Com a aplicação do filtro LC paralelo, que é conectado em série com o vetor de LEDs, foi obtida ondulação de corrente nos LEDs de aproximadamente 68%. Sendo essa topologia a qual apresentou melhor desempenho e sua aplicação também reduziu a distorção harmônica da corrente de entrada para 2,04%, estando apta a substituir o capacitor eletrolítico de saída. Porém, para a aplicação do filtro LC série não foram obtidos resultados satisfatórios, pois não houve atenuação significativa da ondulação da corrente de saída. A resistência equivalente do indutor agiu como uma impedância para a componente alternada da corrente, assim, o filtro não drenou a componente alternada de corrente permanecendo a ondulação de corrente elevada.

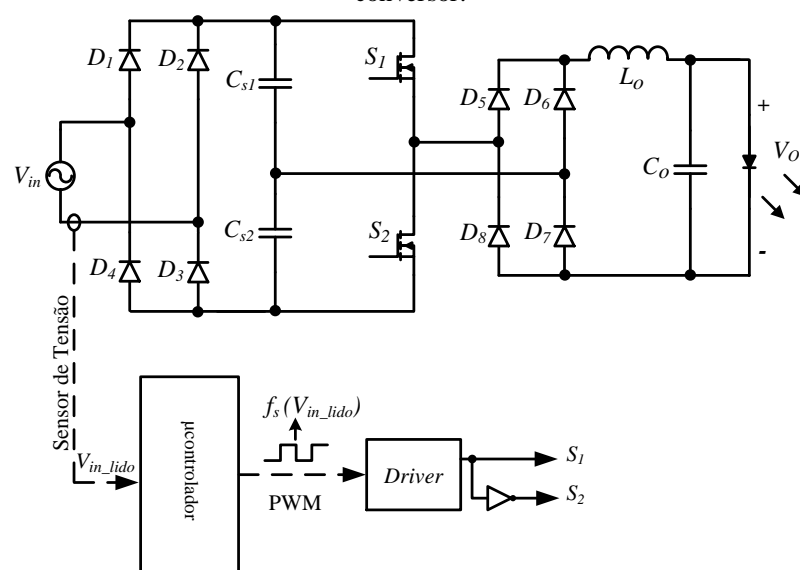
SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Algumas sugestões para trabalhos futuros e continuação do desenvolvimento de pesquisas a partir desse trabalho são apresentadas a seguir:

- Inicialmente, sugere-se projetar o indutor L_o para operar no modo de condução descontínua (MCD). A operação em MCD permite que interruptores S_1 e S_2 entrem em condução com corrente nula, considerando os interruptores ideais. Assim, seria possível obter comutação por corrente nula no bloqueio e na entrada em condução dos interruptores. Além da possível redução das perdas por comutação, seria possível reduzir o volume do magnético utilizado.

- Utilizar um microcontrolador para monitorar a tensão de entrada e modificar a frequência de comutação do conversor a fim de ajustar a corrente através dos LEDs para não alterar significativamente o ponto de operação do dispositivo para eventuais variações da tensão de entrada, como ilustrado na Figura S.1 (ressaltando que o conversor opera com ciclo de trabalho constante de 0,5). Por exemplo, a norma ABNT NBR 16026 (ABNT, 2012), determina que para uma variação de 92% a 106% da tensão nominal, a variação da corrente não deve ser superior a +/- 10% da corrente nominal dos LEDs. Assim, com a utilização do microcontrolador é possível modificar a frequência de comutação, permitindo que os LEDs operem dentro dos limites de +/- 10% da corrente nominal do módulo de LEDs.

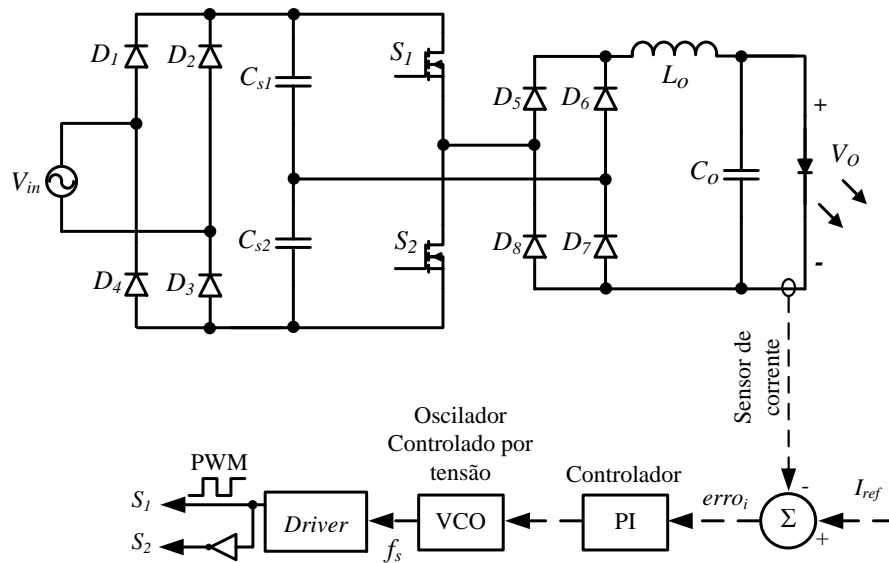
Figura S.1 – Esquema de monitoramento da tensão de entrada para o ajuste da frequência de comutação do conversor.



Fonte: Próprio Autor.

- Realizar o controle em malha fechada, como apresentado na Figura S.2. Dessa maneira, a corrente através dos LEDs é lida e comparada com uma referência de corrente e o erro é processado por um controlador. Assim, através do oscilador controlador por tensão (VCO, do inglês *voltage controlled oscillator*) a frequência de comutação é ajustada a fim de regular a corrente através dos LEDs. Dessa maneira, obtém-se o conversor com corrente de saída regulada.

Figura S.2 – Esquema do conversor operando em malha fechada para a regulação da corrente através dos LEDs.



Fonte: Próprio Autor.

- Aplicar outras técnicas para a redução da ondulação da corrente de saída, tais como, injeção de terceira harmônica na corrente de entrada e utilização de reguladores lineares a fim de reduzir o fator de crista da corrente de saída.

PRODUÇÃO CIENTÍFICA RESULTANTE DESSE TRABALHO

Artigo publicado em periódico internacional:

ELOI DOS SANTOS FILHO, E.; MIRANDA, P.H.A.; SÁ Jr., E.M.; ANTUNES, F.L.M. A LED Driver with Switched Capacitor. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v.50, n.5, pp. 3046-3054, 2014.

Artigos publicados em congressos internacionais:

DOS SANTOS FILHO, E.E.; ANTUNES, F.; SÁ Jr. E.M.; DOS SANTOS, R.L.; MIRANDA, P.H. **Off-line a Single-Stage Resonant Switched Capacitor High-Power-Factor LED Driver**. 11th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON), 2014.

ELOI, E.; SÁ Jr., E.M.; SANTOS, R.L.; MIRANDA, P.H.A.; ANTUNES, F.L.M. **Single stage switched capacitor LED driver with high power factor and reduced current ripple**. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2015.

REFERÊNCIAS

- ABNT, Associação Brasileira de Normas Técnicas. **NBR 16026: Dispositivo de controle eletrônico c.c ou c.a para módulos de LED - Requisitos de Desempenho**. Rio de Janeiro - Brasil, 2012.
- ALMEIDA, P. S.; SOARES, G. M.; BRAGA, H. A. C. **Off-line flyback LED driver with PWM dimming and power factor correction employing a single switch**. 10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON). 2012. p. 1-7.
- ALMEIDA, P. S. *et al.* Offline Soft-Switched LED Driver Based on an Integrated Bridgeless Boost Asymmetrical Half-Bridge Converter. **Industry Applications, IEEE Transactions on**, v. 51, n. 1, p. 761-769, 2015.
- ALMEIDA, Pedro S. *et al.* **Integrated SEPIC Buck-Boost Converter as an Off-line LED Driver without Electrolytic Capacitors**. 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society (IECON). 2012, p. 4551,4556.
- ALMEIDA, Pedro Santos. **Conversor integrado SEPIC Buck-boost aplicado ao acionamento de LEDs de potência em iluminação pública**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). 182p. Faculdade de Engenharia, Universidade Federal de Juiz de Fora, Faculdade de Engenharia, 2012.
- ALONSO, J. M. *et al.* Analysis and Design of the Integrated Double Buck-Boost Converter as a High-Power-Factor Driver for Power-LED Lamps. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, v. 59, n. 4, p. 1689-1697, 2012a.
- ALONSO, J. M. *et al.* **Reducing storage capacitance in off-line LED power supplies by using integrated converters**. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS). 2012b, p. 1-8.
- ANEEL. **Res. nº414: Condições Gerais de Fornecimento de Energia Elétrica**. Agência Nacional de Energia Elétrica, 2010.
- ARIAS, M. *et al.* High-Efficiency Asymmetrical Half-Bridge Converter Without Electrolytic Capacitor for Low-Output-Voltage AC-DC LED Drivers. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, v. 28, n. 5, p. 2539-2550, 2013.
- ARIAS, M. *et al.* Design of a Soft-Switching Asymmetrical Half-Bridge Converter as Second Stage of an LED Driver for Street Lighting Application. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, v. 27, n. 3, p. 1608-1621, 2012.
- AXELROD, B. *et al.* Single-Stage Single-Switch Switched-Capacitor Buck/Buck-Boost-Type Converter. **Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on**, v. 45, n. 2, p. 419-430, 2009.
- BARBEHENN, G.; ELGEE, S.B. **Sepic converter with transformerless line isolation**. U.S Patent 5 583 421. 1996.

BARBI, Ivo. **Eletrônica de Potência: projeto de fontes chaveadas**. 2. ed. Florianópolis Edição do Autor, 2007.

---. **Eletrônica de Potência**. 7ª Edição ed. Florianópolis: Edição do Autor, 2012.

BATSCHAUER, A. L. **Inversor multiníveis híbrido trifásico baseado em módulos meia ponte**. Tese(Doutorado em Engenharia Eletrica). 330p. Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianopolis, Santa Catarina, 2011.

BATSCHAUER, A.L. *et al.* **Evaluation of the hybrid four level converter employing half-bridge modules for two different modulation schemes**. 25th IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC). 2010. Fev. p. 909-914.

BÄURLE, S.; MATTHWS, D.M.H.; SAINT-PIERRE, R. S. **Transformerless safety isolation in a power supply using safety capacitors for galvanic isolation**. U.S. Patent 7 453 710. 2008

BELTRAME, F. **Análise comparativa de conversores monofásicos aplicados à correção de fator de potência**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, Rio Grande do Sul, 2009.

BUSO, S. *et al.* Performance Degradation of High-Brightness Light Emitting Diodes Under DC and Pulsed Bias. **Device and Materials Reliability, IEEE Transactions on**, v. 8, n. 2, p. 312-322, 2008.

CAMPONOGARA, Douglas. **Análise e Projeto de uma Topologia de Dois Estágios Otimizada Aplicada à Iluminação Pública com LEDs**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). 90p. Centro de Tecnologia, Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, Rio Grande do Sul, 2012.

CAO, Dong; PENG, Fang Zheng. Zero-Current-Switching Multilevel Modular Switched-Capacitor DC-DC Converter. **Industry Applications, IEEE Transactions on**, v. 46, n. 6, p. 2536-2544, 2010.

CHEN, Jun; IOINOVICI, A. Switching-mode DC-DC converter with switched-capacitor-based resonant circuit. **Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, IEEE Transactions on**, v. 43, n. 11, p. 933-938, 1996.

CHEN, W.; LI, S. N.; HUI, S. Y. R. **A comparative study on the circuit topologies for offline passive light-emitting diode (LED) drivers with long lifetime & high efficiency**. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). 2010. 12-16 Sept., p. 724-730.

CHEN, Wu; HUI, S. Y. R. Elimination of an Electrolytic Capacitor in AC/DC Light-Emitting Diode (LED) Driver With High Input Power Factor and Constant Output Current. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, v. 27, n. 3, p. 1598-1607, 2012.

CHENG, Chun-An *et al.* **A novel single-stage high power LEDs driver**. 2011 IEEE 8th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE). 2011, p. 2733-2740.

CHUANG, Ying-Chun *et al.* **Single-Stage Power-Factor-Correction Circuit with Flyback Converter to Drive LEDs for Lighting Applications.** IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS). 3-7 Oct., 2010, p. 1-9.

CHUNG, H.; O, B.; IOINOVICI, A. **Switched-capacitor-based DC-to-DC converter with improved input current waveform.** IEEE International Symposium on Circuits and Systems, ISCAS '96., Connecting the World. 1996. p. 541-544.

CIRRUS LOGIC. **AN376 Single Stage Output Ripple Current and the Effect on Load Current in a LED Driver.** 2013.

COELCE. **Norma Técnica NT 007 R-06: Fornecimento de Energia Elétrica para Iluminação Pública s.** Companhia Elétrica do Estado do Ceará, 2015.

COLE, M.; CLAYTON, H.; MARTIN, K. Solid-State Lighting: The New Normal in Lighting. **Industry Applications, IEEE Transactions on**, v. 51, n. 1, p. 109-119, 2015.

DIAS, M. Paschoal. **AVALIAÇÃO DO EMPREGO DE UM PRÉ-REGULADOR BOOST DE BAIXA FREQUÊNCIA NO ACIONAMENTO DE LEDS DE ILUMINAÇÃO** Dissertação (Mestrado em Engenharia Eletrica). 94p. Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, Minas Gerais, 2012.

DOE, United States Department of Energy. **SOLID-STATE LIGHTING TECHNOLOGY FACT SHEET: Using LEDs to their Best Advantage** Energy Efficiency & Renewable Energy Office, 2012. Acesso em: 18/04/2015. Disponível em: <http://apps1.eere.energy.gov/buildings/publications/pdfs/ssl/led_advantage.pdf>.

---. **SOLID-STATE LIGHTING TECHNOLOGY FACT SHEET: Energy Efficiency of LEDs.** Energy Efficiency & Renewable Energy Office, 2013. Acesso em: 15/04/2015 Disponível em: <http://apps1.eere.energy.gov/buildings/publications/pdfs/ssl/led_energy_efficiency.pdf>.

---. **DOE Solid-State Lighting Program: Modest Investments, Extraordinary Impacts.** Energy Efficiency & Renewable Energy Office, 2014. Acesso em: 19/04/2015. Disponível em: <[http://energy.gov/sites/prod/files/2014/11/f19/SolidState%20Lighting%20Program%20Over view%20Brochure_0.pdf](http://energy.gov/sites/prod/files/2014/11/f19/SolidState%20Lighting%20Program%20Overview%20Brochure_0.pdf)>.

DROFENIK, U.; KOLAR, J. W. **A general scheme for calculating switching and conduction losses of power semiconductors in numerical circuit simulations of power electronics systems.** International Power Electronics Conference, IPEC'05, 2005.

ELOI DOS SANTOS FILHO, E. *et al.* A LED Driver With Switched Capacitor. **Industry Applications, IEEE Transactions on**, v.50, n. 5, p. 3046-3054, 2014.

EPE, Empresa de Pesquisa Energética **Anuário Estatístico de Energia Eletrica 2015 - ano base 2014.** Empresa de Pesquisa Energética, Rio de Janeiro, 2015. Acesso em: 05/10/2015. Disponível em: <<http://www.epe.gov.br/AnuarioEstatisticodeEnergiaEletrica/Forms/Anurio.aspx>>.

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR. **Datasheet: UF4001-UF4007 - 1.0 Ampere Glass Passivated High Efficiency Rectifiers**. 1999. Acesso em: 18/06/2015. Disponível em: <<https://www.fairchildsemi.com/datasheets/UF/UF4007.pdf>>.

FANG, Peng *et al.* **Zero ripple single stage AC-DC LED driver with unity power factor**. 2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013. p. 3452-3458.

HENN, Gustavo A. L. **Técnicas de modulação aplicada às estruturas de multiníveis com neutro grampeado e capacitor flutuante para redução de perdas e distorção harmônica**. Tese(Doutorado em Engenharia Elétrica). 126p. Centro de Tecnologia, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, Ceará, 2012.

HU, Qingcong; Zane, R. Minimizing Required Energy Storage in Off-Line LED Drivers Based on Series-Input Converter Modules. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, v. 26, n. 10, p. 2887-2895, 2011.

HU, Yuequan *et al.* Single-Stage, Universal-Input AC/DC LED Driver With Current-Controlled Variable PFC Boost Inductor. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, v. 27, n. 3, p. 1579-1588, 2012.

IEC, International Electrotechnical Commission. **IEC 60990: Methods of Measurement of Touch Current and Protective Conductor Current**. Switzerland, 1999.

---. **IEC 60384-14: Fixed capacitors for use in electronic equipment - Part 14: Sectional specifications - Fixed capacitors for electromagnetic interference suppression and connection to the supply mains**. 3 ed. Switzerland, 2005.

---. **61000-3-2: Electromagnetic Compatibility - Part 3-2: Limits for harmonic current emissions**. Ed. 3.2. Switzerland, 2009.

IEEE. **IEEE Recommended Practices for Modulating Current in High-Brightness LEDs for Mitigating Health Risks to Viewers: IEEE Std 1789**. p. 1-80, 2015.

INTERNATIONAL RECTIFIER. **Datasheet: SMPS IGBT IRGB20B60PD1**. 2004. Acesso em: 16/06/2015. Disponível em : <<http://www.irf.com/productinfo/datasheets/data/irgb20b60pd1pbf.pdf>>.

---. **Datasheet: IR2153(D)(S)&(PbF) SELF-OSCILLATING HALF-BRIDGE DRIVER**. / 2005. Acesso em: 02/02/2015. Disponível em: <<http://www.irf.com/productinfo/datasheets/data/ir21531.pdf>>.

IOINOVICI, A. Switched-capacitor power electronics circuits. **Circuits and Systems Magazine, IEEE**, v. 1, n. 3, p. 37-42, 2001.

IOINOVICI, A.; TSE, C. K.; CHUNG, H. S. H. Comments on "Design and analysis of switched-capacitor-based step-up resonant Converters". **Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on**, v. 53, n. 6, p. 1403, 2006.

IOINOVICI, A. *et al.* Comments on "Unified Analysis of Switched-Capacitor Resonant Converters". **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, v. 54, n. 1, p. 684-685, 2007.

JEON, Yong-Sung *et al.* **Design of high power factor single-stage flyback converter eliminating electrolytic capacitors and reducing 120[Hz] ripple on the output node in the LED lightings.** 2012 15th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). 2012. p. 1-5.

KELLY, D. H. Visual response to time-dependent stimuli, 1. Amplitude sensitivity measurements. **Journal of the Optical Society of America**, v. 51, n., p. pp. 422-429, 1961.

KERN, S. **Light-emitting diodes in automotive forward lighting applications: materials engineering solutions to fundamental challenges.** Proceedings in SAE, Detroit, USA, 2004. paper 0255.

KIMBALL, J. W.; KREIN, P. T. **Analysis and design of switched capacitor converters.** Twentieth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). 2005. p. 1473-1477.

LAM, J.; JAIN, P. K. **A novel pulse current driving; High power factor LED driver without electrolytic capacitors.** IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013. p. 3459-3464.

LAW, K. K.; CHENG, K. W. E.; YEUNG, Y. P. B. Design and analysis of switched-capacitor-based step-up resonant converters. **Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on**, v. 52, n. 5, p. 943-948, 2005.

LEHMAN, B.; WILKINS, A. J. Designing to Mitigate Effects of Flicker in LED Lighting: Reducing risks to health and safety. **Power Electronics Magazine, IEEE**, v. 1, n. 3, p. pp. 18-26, 2014.

LI, F. *et al.* **LEDs: a Promising Energy-Saving Light Source for Road Lighting.** Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference - APPEEC 2009, Shanghai, China, 2009. p. 1-3.

MAGNETICS. **Ferrite Cores Catalog.** 2013. Acesso em: 02/06/2015. Disponível em: <<http://www.mag-inc.com/products/ferrite-cores/p-material>>.

MARCHESAN, T. B. **Integração de Conversores Estáticos Aplicados a Sistemas de Iluminação Pública.** Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica). 220p. Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, RS, 2007.

MARTIGNONI, A. **Transformadores.** 8ª ed. São Paulo: Globo, 1991.

MARTINS, Denizar Cruz; BARBI, Ivo. **Eletrônica de Potência: introdução ao estudo de conversores CC-CA.** 2ª ed. revisada. Florianópolis: Edição dos Autores, 2008.

MENDONÇA, Marcel Ribeiro. **Conversor CA-CC Flyback Trifásico Para Iluminação Pública Utilizando LEDs De Potência.** Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). 131p. Centro de Tecnologia, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, Ceará, 2014.

MINAS E ENERGIA, Ministério. **Plano Nacional de Eficiência Energética**. 2011. Acesso em: 16/04/2015, Disponível em:

<<http://www.mme.gov.br/documents/10584/1432134/Plano+Nacional+Efici%C3%Aancia+Energ%C3%A9tica+%28PDF%29/74cc9843-cda5-4427-b623-b8d094ebf863?version=1.1>>.

MIRANDA, P. H. A. **Conversor CA/CC com capacitor chaveado para LEDs de potência**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). 102p. Centro de Tecnologia, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, Ceará, 2012.

MIRANDA, P. H. A. *et al.* **A switched-capacitor driver for power LEDs**. 2011 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP). 2011, p. 918-923.

NOGUEIRA, F. José. **Avaliação Experimental de Luminárias Empregando LEDs**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). 193p. Faculdade de Engenharia Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, Minas Gerais, 2013.

ON SEMICONDUCTOR. **Datasheet: 1N4001-1N4007 - Axial Lead Standard Recovery Rectifiers**. 2012. Acesso em: 30/03/2015. Disponível em: <http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/1N4001-D.PDF>.

QIN, Y. X. *et al.* **Current source ballast for high power lighting emitting diodes without electrolytic capacitor**. 34th Annual Conference of Industrial Electronics (IECON). 2008, p. 1968-1973.

RYU, Myunghyo *et al.* **Electrolytic capacitor-less, non-isolated PFC converter for high-voltage LEDs driving**. 2011 IEEE 8th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE). 2011. p. 499-506.

SÀ Jr., E. M. *et al.* **Conversor CC/CC com Capacitor Comutado Aplicado para Equalização de Potência em Vetores de LEDs**. **Eletrônica de Potência**, v. 18, n. 3, p. 1100-1108, 2013.

SÁ JR., Edilson M. **Estudo de estruturas de reatores eletrônicos para LEDs de iluminação**. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica). Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina, Santa Catarina, 2010.

SÁ JR., Edilson M. *et al.* **Low cost ZVS PFC driver for power LEDs**. 35th Annual Conference of Industrial Electronics (IECON). 2009, p. 3551-3556.

SEEMAN, M. D.; SANDERS, S. R. Analysis and Optimization of Switched-Capacitor DC-DC Converters. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, v. 23, n. 2, p. 841-851, 2008.

SHOYAMA, M.; NINOMIYA, T. **Output Voltage Control of Resonant Boost Switched Capacitor Converter**. Power Conversion Conference (PCC), 2007, p. 899-903.

SHRIVASTAVA, A.; SINGH, B. **LLC series resonant converter based LED lamp driver with ZVS**. 2012 IEEE Fifth Power India Conference. 2012. p. 1-5.

SICHIROLLO, F.; Alonso, J. M.; Spiazzi, G. A Novel Double Integrated Buck Offline Power Supply for Solid-State Lighting Applications. **Industry Applications, IEEE Transactions on**, v. 51, n. 2, p. 1268-1276, 2015.

SILVA, Ranoyca N. A. L. e. **Inversor multinível híbrido simétrico trifásico de cinco níveis baseado nas topologias half-bridge e ANPC.** Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica). 125p. Centro de Tecnologia, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, Ceará, 2013.

SOARES, Guilherme M. *et al.* **A single-stage high efficiency long-life off-line LED driver based on the DCM Cuk converter.** 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society - IECON, 2012. p. 4509-4514.

TDK. **Film Capacitors: Metallized Polypropylene Film Capacitors (MFP) series B32692...B3264.** 2012. Acesso em: 18/06/2015. Disponível em: <http://en.tdk.eu/inf/20/20/db/fc_2009/MFP_B32692_694.pdf>.

THORTON ELETRÔNICA LTDA. **Catálogo de núcleos de ferrite CNF.** 2008a. Acesso em: 03/06/2015. Disponível em: <<http://www.thornton.com.br/produtos/cnf.htm>>.

---. **Catálogo de núcleos de ferrite NEE.** 2008b. Acesso em: 02/06/2015. Disponível em: <<http://www.thornton.com.br/produtos/nee.htm>>.

TSAO, J. Y. Solid-state lighting: lamps, chips, and materials for tomorrow. **Circuits and Devices Magazine, IEEE**, v. 20, n. 3, p. 28-37, 2004.

UL, Underwriters Laboratories Inc. **UL60950: Safety of Information Technology Equipment.** 2000.

VLATKOVIC, V.; BOROJEVIC, D.; LEE, F. C. Input filter design for power factor correction circuits. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 11, n. 1, p. 199-205, 1996.

WANG, Beibei *et al.* A Method of Reducing the Peak-to-Average Ratio of LED Current for Electrolytic Capacitor-Less AC-DC Drivers. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, v. 25, n. 3, p. 592-601, 2010.

WANG, Li; WU, Xinke; Peng, F. Z. **High input voltage single-stage flyback AC/DC LED driver using series-connected MOSFETs.** 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). 2012, p. 2379-2384.

WANG, Shu *et al.* A Flicker-Free Electrolytic Capacitor-Less AC-DC LED Driver. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, v. 27, n. 11, p. 4540-4548, 2012.

XIE, Xiaogao; LAN, Zhou; ZHAO, Chen. **A new primary side controlled high power factor single-stage flyback LED driver.** 2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). 2012, p. 3575-3580.

XIE, Xiaogao *et al.* **An optocouplerless two-stage high power factor LED driver.** 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). 2011. p. 2078-2083.

YANG, Y. *et al.* Feed-Forward Scheme for an Electrolytic Capacitor-Less AC/DC LED Driver to Reduce Output Current Ripple. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, v. 29, n. 10, p. 5508, 5517, 2014.

YEUNG, Y. P. B. *et al.* Zero-current switching switched-capacitor quasiresonant step-down converter. **Electric Power Applications, IEE Proceedings** , v. 149, n. 2, p. 111-121, 2002.

YEUNG, Y. P. B. *et al.* Unified analysis of switched-capacitor resonant converters. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, v. 51, n. 4, p. 864-873, 2004.

ZHANG, F.; NI, J.; YU, Y. High Power Factor AC–DC LED Driver With Film Capacitors. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, v. 28, n. 10, p. 4831-4840, 2013.

ZHANG, Junming; WANG, Jianfeng; WU, Xinke. A Capacitor-Isolated LED Driver With Inherent Current Balance Capability. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, v. 59, n. 4, p. 1708-1716, 2012.

ZHANG, Yiwen; JIN, Ke. **A single-stage electrolytic capacitor-less AC/DC LED driver.** 2014 International Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC). 2014, p. 881-886.

ZHU, Jingpeng *et al.* **Novel capacitor-isolated power converter.** 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). 2010, p. 1824-1829.

APÊNDICES

A.1 Projeto físico do indutor L_{in}

Para o dimensionamento físico do indutor L_{in} são utilizados os parâmetros mostrados na Tabela A.1.

Tabela A.1 – Parâmetros e especificações de projeto do induto L_{in} .

Parâmetros	Valor
Densidade de fluxo magnético máxima	$B_{\max} = 0,3 \text{ T}$
Densidade máxima de corrente	$J = 450 \text{ A/cm}^2$
Fator de ocupação da janela	$K_w = 0,45$
Indutância desejada	$L_{in} = 1000 \text{ } \mu\text{H}$

Fonte: Próprio autor.

Considerando o fator de potência unitário, as correntes eficaz e máxima no indutor são dadas por (A.1).

$$\begin{cases} I_{Lin_ef} = \frac{V_o \cdot I_{LED}}{\eta \cdot V_{inef_nom}} = \frac{38,5 \times 1,4}{0,85 \times 220} = 0,288 \text{ A} \\ I_{Lin_pk} = \sqrt{2} \cdot I_{Lin_ef} = \sqrt{2} \times 0,288 = 0,408 \text{ A} \end{cases} \quad (A.1)$$

O dimensionamento do núcleo é realizado pelo produto das áreas, como mostrado em (A.2).

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_{in} \cdot I_{Lin_ef} \cdot I_{Lin_pk} \cdot 10^4}{K_w \cdot J \cdot B_{\max}} = \frac{1000 \cdot 10^{-6} \times 0,288 \times 0,408 \times 10^4}{0,45 \times 450 \times 0,3} = 0,019 \text{ cm}^4. \quad (A.2)$$

Portanto, como o produto das áreas apresentou um valor reduzido optou-se por utilizar núcleos do tipo CNF. Assim, baseado no produto das áreas, foi escolhido o núcleo CNF 15 do fabricante *Thorton*. As principais dimensões do núcleo escolhido são apresentadas na Tabela A.2.

Tabela A.2 – Dimensões do núcleo CNF15.

Parâmetros	Valor
Área magnética efetiva	$A_{e_CNF15} = 0,1256 \text{ cm}^2$
Área da janela do núcleo	$A_{w_CNF15} = 0,2975 \text{ cm}^2$
Produto das áreas	$A_{e_CNF15} \cdot A_{w_CNF15} = 0,03738 \text{ cm}^4$
Fator de indutância	$AL = 63 \text{ nH}$

Fonte: Adaptado de (THORTON ELETRÔNICA LTDA, 2008a).

Para o núcleo escolhido, o número de espiras é obtido a partir de:

$$NL = \sqrt{\frac{L_{in}}{AL \cdot 10^{-9}}} = \frac{1000 \cdot 10^{-6}}{63 \times 10^{-9}} \approx 126 \text{ espiras.} \quad (\text{A.3})$$

Com a determinação do núcleo e do número de espiras a ser utilizado é calculado a densidade de fluxo máxima obtida no núcleo:

$$B_{\text{max_calculado}} = \frac{AL \cdot NL \cdot I_{Lin_pk} \cdot 10^{-5}}{A_{e_CNF15}} = \frac{63 \times 125 \times 0,408 \times 10^{-5}}{0,1256} = 0,256 \text{ T.} \quad (\text{A.4})$$

Dessa forma, a densidade de fluxo magnético está dentro dos limites estabelecidos pelo projeto.

Para a montagem do indutor optou-se por utilizar um condutor AWG29, pois apresenta diâmetro mais reduzido, amenizando o efeito pelicular e sendo mais maleável para a confecção das bobinas, e também pela sua disponibilidade no laboratório. As características desse condutor são mostradas na Tabela A.6.

A área de cobre requerida para que a densidade de corrente J , mostrada na Tabela A.1, seja atendida é:

$$S_{cu_J} = \frac{I_{Lin_ef}}{J} = \frac{0,288}{450} = 6,4 \cdot 10^{-4} \text{ cm}^2. \quad (\text{A.5})$$

Portanto, a quantidade fios que devem ser utilizados em paralelo para resultar na área necessária de cobre é:

$$N_{fio_paralelo} = \frac{S_{cu_J}}{A_{cu_iso_AGW29}} = \frac{6,4 \cdot 10^{-4}}{0,000872} \approx 1. \quad (\text{A.6})$$

Assim, o fator de utilização da janela do núcleo é calculado através de:

$$k_{u_Lin} = \frac{N_{fio_paralelo} \cdot NL \cdot A_{cu_iso_AGW29}}{A_{w_CNF15}} = \frac{1 \times 126 \times 0,000872}{0,2975} = 0,37. \quad (A.7)$$

Verifica-se através do valor do fator de ocupação da janela que a construção física do indutor pode ser realizada, pois o fator de ocupação foi menor que 0,4. A Tabela A.3 apresenta o resumo das características do indutor projetado.

Tabela A.3 – Resumo do projeto do indutor L_{in} de 1000 μ H.

Parâmetros	Valor
Núcleo utilizado	CNF15
Número de espiras	126 espiras
Fio utilizado	AWG 29
Número de fios em paralelo	1 fios x AWG29

Fonte: Próprio autor.

A.2 Projeto físico do indutor L_o

Para o dimensionamento físico do indutor L_o são utilizados os parâmetros mostrados na Tabela A.4.

Tabela A.4 – Parâmetros e especificações de projeto do induto L_o .

Parâmetros	Valor
Densidade de fluxo magnético máxima	$B = 0,28 \text{ T}$
Densidade máxima de corrente	$J = 420 \text{ A/cm}^2$
Permeabilidade magnética do vácuo	$\mu_o = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$
Fator de ocupação da janela	$K_w = 0,45$
Indutância desejada	$L_o = 400 \mu\text{H}$

Fonte: Próprio autor.

A corrente eficaz e a máxima no indutor são dadas por (A.8). Foram adotados os valores calculados apresentados na Tabela 4.2.

$$\begin{cases} I_{Lo_ef} = 1,4 \text{ A} \\ I_{Lo_pk} = 3 \text{ A} \end{cases} \quad (A.8)$$

O dimensionamento do núcleo é realizado pelo produto das áreas (área da janela e área da seção a perna central), como mostrado em (A.9).

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_o \cdot I_{Lo_ef} \cdot I_{Lo_pk} \cdot 10^4}{K_w \cdot J \cdot B} = \frac{400 \cdot 10^{-6} \times 1,4 \times 3 \times 10^4}{0,45 \times 420 \times 0,28} = 0,317 \text{ cm}^4. \quad (\text{A.9})$$

Portanto, foi escolhido o núcleo EE/28 de material IP12R do fabricante *Thorton*. As principais dimensões do núcleo escolhido são apresentadas na Tabela A.5.

Para o núcleo escolhido, o número de espiras é obtido a partir de:

$$NL = \frac{L_o \cdot I_{Lo_pk} \cdot 10^4}{A_{e_28} \cdot B} = \frac{400 \cdot 10^{-6} \times 3 \times 10^4}{0,8597 \times 0,28} \approx 50 \text{ espiras}. \quad (\text{A.10})$$

Tabela A.5 – Dimensões do núcleo EE/28.

Parâmetros	Valor
Área da seção transversal do núcleo	$A_{e_28} = 0,8597 \text{ cm}^2$
Área da janela do núcleo	$A_{w_28} = 0,6993 \text{ cm}^2$
Volume do núcleo	$V_{28} = 4,2382 \text{ cm}^3$
Produto das áreas	$A_{e_28} \cdot A_{w_28} = 0,6012 \text{ cm}^4$
Espira média	$lt_{28} = 8 \text{ cm}$

Fonte: Adaptado de THORTON ELETRÔNICA LTDA (2008b).

O entreferro do indutor é obtido por:

$$lg = \frac{\mu_o \cdot NL^2 \cdot A_{e_28} \cdot 10^{-2}}{L_o} = \frac{4\pi \cdot 10^{-7} \times 50^2 \times 0,8597 \times 10^{-2}}{400 \cdot 10^{-6}} = 0,068 \text{ cm}. \quad (\text{A.11})$$

Para a montagem do indutor, optou-se por utilizar um condutor AWG29, pois apresenta diâmetro mais reduzido, amenizando o efeito pelicular e sendo mais maleável para a confecção das bobinas, e também pela sua disponibilidade no laboratório. As características desse condutor são mostradas na Tabela A.6

Tabela A.6 – Dados do fio AWG29.

Parâmetros	Valor
Área de cobre	$A_{cu_AWG29} = 0,000642 \text{ cm}^2$
Área de cobre com o isolante	$A_{cu_iso_AGW29} = 0,000872 \text{ cm}^2$
Diâmetro da seção transversal do condutor	$d_{AWG29} = 0,033 \text{ cm}$

Fonte: Adaptada de BARBI (2007).

A área de cobre requerida para que a densidade de corrente J , mostrada na Tabela A.4, seja atendida é:

$$S_{cu_J} = \frac{I_{Lo_ef}}{J} = \frac{1,4}{420} = 0,00333 \text{ cm}^2. \quad (\text{A.12})$$

Portanto, a quantidade fios que devem ser utilizados em paralelo para resultar na área necessária de cobre é:

$$N_{fio_paralelo} = \frac{S_{cu_J}}{A_{cu_iso_AGW29}} = \frac{0,00333}{0,000872} \approx 6. \quad (\text{A.13})$$

Assim, o fator de utilização da janela do núcleo é calculado através de:

$$k_{u_Lo} = \frac{N_{fio_paralelo} \cdot NL \cdot A_{cu_iso_AGW29}}{A_{w_28}} = \frac{6 \times 50 \times 0,000872}{0,6993} = 0,374. \quad (\text{A.14})$$

Verifica-se através do valor do fator de ocupação da janela que a construção física do indutor pode ser realizada, pois o fator de ocupação foi menor que 0,4. A Tabela A.7 apresenta o resumo das características do indutor projetado.

Tabela A.7 – Resumo do projeto do indutor L_o de 400 μH .

Parâmetros	Valor
Núcleo utilizado	EE/28
Número de espiras	50 espiras
Fio utilizado	AWG 29
Número de fios em paralelo	6 fios x AWG29
Entreferro	0,068 cm

Fonte: Próprio autor.

A.2.1. Cálculo das perdas no indutor L_o

As perdas no indutor L_o são divididas em perdas no cobre e perdas no núcleo magnético. Elas são provenientes, respectivamente, da resistência do fio e da não idealidade do núcleo de ferrite.

As perdas no cobre são calculadas como a potência dissipada na resistência do fio. Assim, a resistência equivalente do fio utilizado é calculada por (A.15). Em (A.15), ρ_{cu} é a resistência do cobre que é igual a $2,08 \cdot 10^{-6} \Omega/\text{cm}$.

$$R_{cu} = \frac{\rho_{Cu} \cdot l_{t_{28}} \cdot NL}{A_{cu_iso_AGW29} \cdot N_{fio_paralelo}} = \frac{2,08 \cdot 10^{-6} \times 8 \times 50}{0,000872 \times 6} \cong 0,158 \Omega. \quad (\text{A.15})$$

Assim, as perdas no cobre são calculadas por:

$$P_{cu_Lo} = R_{cu} \cdot I_{Lo_ef}^2 = 0,158 \times 1,4^2 = 0,31 \text{ W}. \quad (\text{A.16})$$

Para o cálculo das perdas no núcleo magnético foram utilizadas as perdas volumétricas, para o material IP12R, obtidas a partir do gráfico fornecido em (MAGNETICS, 2013). Para a temperatura de operação de 45°C é obtida a perda volumétrica de:

$$P_{Vol_IP12R} = 80 \text{ mW}/\text{cm}^3. \quad (\text{A.17})$$

As perdas no núcleo magnético são calculadas por:

$$P_{núcleo_Lo} = V_{28} \cdot \left(\frac{P_{Vol_IP12R}}{1000} \right) = 4,2382 \times \left(\frac{80}{1000} \right) = 0,34 \text{ W}. \quad (\text{A.18})$$

As perdas totais no indutor L_o são calculadas por:

$$P_{total_Lo} = P_{cu_Lo} + P_{núcleo_Lo} = 0,31 + 0,34 = 0,65 \text{ W}. \quad (\text{A.19})$$