

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELÉTRICA
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

LUCAS OLDONI

**ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM *DRIVER* PARA
ACIONAMENTO DE LÂMPADAS LED EM ILUMINAÇÃO
RESIDENCIAL**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

PATO BRANCO

2017

LUCAS OLDONI

ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM *DRIVER* PARA ACIONAMENTO DE LÂMPADAS LED EM ILUMINAÇÃO RESIDENCIAL

Trabalho de Conclusão de Curso de graduação, apresentado à disciplina de Trabalho de Conclusão de Curso 2, do Curso de Engenharia Elétrica da Coordenação de Engenharia Elétrica - CO-ELT - da Universidade Tecnológica Federal do Paraná - UTFPR, Câmpus Pato Branco, como requisito parcial para obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Dr. Diogo Vargas

PATO BRANCO

2017

TERMO DE APROVAÇÃO

O Trabalho de Conclusão de Curso intitulado **ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM *DRIVER* PARA ACIONAMENTO DE LÂMPADAS LED EM ILUMINAÇÃO RESIDENCIAL** do acadêmico **Lucas Oldoni** foi considerado **APROVADO** de acordo com a ata da banca examinadora **Nº 170 de 2017**.

Fizeram parte da banca examinadora os professores:

Prof. Dr. Diogo Vargas

Prof. Me. Cleidimar Nardi

Prof. Dr. Emerson Giovani Carati

Aos meus pais, por não medirem esforços na criação,
educação e incentivo aos seus filhos.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente aos meus pais, por terem sido a base de tudo que um dia conquistei, e pilares do meu desenvolvimento pessoal. Ao professor Diogo Vargas, por sua disponibilidade, confiança, e contribuições ao longo desse trabalho. Aos demais colegas de curso e amigos, em especial ao acadêmico Otavio Augusto Gomes pela parceria e companheirismo ao longo da graduação e das gestões de Centro Acadêmico.

"A Terceira Lei de Newton. A única forma dos homens chegarem a algum lugar é deixando algo para trás."

(NOLAN, Christopher. Interestelar, 2014)

RESUMO

OLDONI, Lucas. **Estudo e Implementação de um *Driver* para Acionamento de Lâmpadas LED em Iluminação Residencial**. 2017. 75 f. Trabalho de Conclusão de Curso - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Pato Branco, 2017.

Este trabalho apresenta o estudo e a implementação de um *driver* para acionamento de lâmpadas LED com fins residenciais. Inicialmente, são definidos os conceitos básicos necessários para o estudo comparativo de lâmpadas LED com as demais formas de iluminação residencial. Em seguida, são apresentadas as possíveis técnicas de acionamento de LEDs, e são introduzidos, nesse contexto, os conversores CC-CC chaveados. O estudo é direcionado ao conversor CC-CC *buck-boost*, o qual promove a correção ativa de fator potência quando operado em modo de condução descontínua. O projeto do conversor é realizado para atender o ponto de operação definido para a carga de LEDs, e é validado por meio de simulações computacionais. O protótipo do *driver* é implementado em placas de circuito impresso e são comparados os resultados práticos com os de simulações.

Palavras-chave: Eletrônica de Potência, Conversor CC-CC, *Buck-boost*, *Driver*, LED.

ABSTRACT

OLDONI, Lucas. **Study and Implementation of a LED bulb driver in residential lighting**. 2017. 75 p. Final Paper - Electrical Engineering Course, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Pato Branco, 2016.

This work presents the study and implementation of a LED bulb driver for residential purposes. Initially, the basic concepts necessary for the comparative study of LED lamps with the other forms of residential lighting are defined. Then, the possible techniques of LED driving are presented, and are introduced, in this context, the DC-DC switched converters. The study is directed to the DC-DC buck-boost converter, which enables the active power factor correction when operating on discontinuous conduction mode. The converter project is performed to meet the operating point set for the LED load, and it is validated by computer simulations. The driver prototype is implemented in printed circuit boards and the practical results are compared with those of simulations.

Keywords: Power Electronics, DC-DC Converter, Buck-boost, Driver, LED.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1:	Junção P-N do LED	17
Figura 2:	LEDs de potência	18
Figura 3:	Modelo elétrico equivalente do LED	18
Figura 4:	Forma de onda da tensão de saída do retificador de onda completa	19
Figura 5:	Corrente no elemento magnético de um conversor CC-CC operando em MCD	24
Figura 6:	Formas de onda de tensão e corrente de entrada do conversor <i>buck-boost</i> PFC	25
Figura 7:	Conversor <i>buck-boost</i> PFC	26
Figura 8:	Circuito simplificado do conversor <i>buck-boost</i>	26
Figura 9:	Conversor <i>buck-boost</i> durante sua primeira etapa de operação	26
Figura 10:	Conversor <i>buck-boost</i> durante a segunda etapa de operação .	27
Figura 11:	Terceira etapa de operação do conversor <i>buck-boost</i> operando em MCD	28
Figura 12:	Curva de tensão versus corrente sobre o LED utilizado	34
Figura 13:	Modelo elétrico equivalente do LED a ser utilizado	35
Figura 14:	Corrente no indutor do conversor <i>buck-boost</i> PFC	36
Figura 15:	Disposição das correntes no conversor <i>buck-boost</i> PFC durante a segunda etapa de operação	36
Figura 16:	Formas de onda características do <i>buck-boost</i> em MCD	37
Figura 17:	Retificador de onda completa	39
Figura 18:	Forma de onda da tensão de saída do retificador de onda completa	40
Figura 19:	Núcleo magnético tipo E-E	41
Figura 20:	Disposição geral dos componentes externos ao CI SG3524 . .	44
Figura 21:	Circuito de acionamento da chave semicondutora	44
Figura 22:	Disposição dos componentes no circuito a ser simulado	46

Figura 23:	Esforços de tensão sobre os diodos da ponte retificadora	47
Figura 24:	Esforços de corrente sobre os diodos da ponte retificadora	47
Figura 25:	Forma de onda de tensão e corrente na saída do <i>driver</i>	48
Figura 26:	Forma de onda da corrente no indutor obtida por simulação	48
Figura 27:	Forma de onda da corrente de entrada do <i>driver</i> com característica pulsada	49
Figura 28:	Disposição do filtro de entrada no circuito	50
Figura 29:	Circuito completo utilizado para simulação	51
Figura 30:	Forma de onda da corrente de entrada do <i>driver</i> após a inserção do filtro de entrada e das demais resistências	51
Figura 31:	Amostra em frequência da corrente de entrada do <i>driver</i> com filtro de entrada	52
Figura 32:	Tensão e corrente de saída do <i>driver</i> com filtro de entrada	52
Figura 33:	Esforços de tensão sobre os terminais <i>drain</i> e <i>source</i> da chave	53
Figura 34:	Envoltório dos sinais de tensão e corrente na entrada do <i>driver</i> com filtro	53
Figura 35:	Fotografia do protótipo implementado	54
Figura 36:	Razão cíclica (CH 1 - 5 V/div) - Escala de tempo: 10 μ s/div	55
Figura 37:	Tensão no MOSFET (CH 1 - 50 V/div) - Escala de tempo: 10 μ s/div	56
Figura 38:	Corrente de saída (CH 1 - 200 mV/div) - Escala de tempo: 5 ms/div	56
Figura 39:	Tensão de saída (CH 1 - 5 V/div) - Escala de tempo: 10 ms/div	57
Figura 40:	Corrente de entrada (CH 1 - 100 mV/div) - Escala de tempo: 5 ms/div Tensão de entrada (CH 2 - 50 V/div) - Escala de tempo: 5 ms/div	57
Figura 41:	Formas de onda de tensão e corrente de entrada experimentais do <i>driver</i>	58
Figura 42:	Comparação dos resultados obtidos com os valores admitidos pela norma IEC 61000-3-2 Classe D	59

Figura 43: Comparação dos resultados obtidos com os valores admitidos
pela norma IEC 61000-3-2 Classe C 60

LISTA DE TABELAS

Tabela 1:	Comparativo de custo-benefício entre lâmpadas comercializadas no Brasil para uso residencial	22
Tabela 2:	Comparativo do fluxo luminoso entre lâmpadas comercializadas no Brasil para uso residencial	22
Tabela 3:	Comparativo do fluxo luminoso entre lâmpadas comercializadas no Brasil para uso residencial nos dias atuais	22
Tabela 4:	Limites da IEC 61000-3-2 para equipamentos da Classe D com $P < 25$ W que se enquadram na Classe C	30
Tabela 5:	Parâmetros para o projeto do <i>driver</i>	33
Tabela 6:	Parâmetros para o projeto do indutor	41
Tabela 7:	Componentes utilizados no <i>driver</i> de acionamento da chave semicondutora	45
Tabela 8:	Parâmetros utilizados para realização das simulações	46
Tabela 9:	Resultados obtidos através de simulação	54
Tabela 10:	Parâmetros utilizados para implementação prática do <i>driver</i>	54
Tabela 11:	Resultados experimentais de harmônicos em relação a classe D da norma IEC61000-3-2 para equipamentos que se enquadram na classe C (≤ 25 W)	59
Tabela 12:	Resultados experimentais de harmônicos em relação a classe C da norma IEC61000-3-2 (> 25 W)	60
Tabela 13:	Comparação dos resultados experimentais e de simulação	61

LISTA DE SÍMBOLOS

φ	Fluxo luminoso
A	Área de incidência de luz
L	Luminância
I	Intensidade luminosa
V_{BUS}	Tensão de Barramento CC
V_{CA}	Tensão eficaz da rede
t_{on}	Tempo da chave fechada
Δi_{l_1}	Variação de corrente no indutor durante a primeira etapa
t_{off}	Tempo da chave aberta
Δi_{l_2}	Variação de corrente no indutor durante a segunda etapa
S	Potência aparente
V_{RMS}	Tensão elétrica eficaz
I_{RMS}	Corrente elétrica eficaz
FP	Fator de potência
P	Potência média
f_r	Frequência da rede
f_s	Frequência de comutação
η	Rendimento teórico do conversor
ΔV_o	Ondulação máxima de tensão na carga
Δi_o	Ondulação máxima de corrente na carga
V_p	Tensão de pico de entrada
K_w	Fator de utilização da janela
B_{max}	Densidade de fluxo máxima
J_{max}	Densidade de corrente máxima
L_{bb}	Valor do indutor do conversor <i>buck-boost</i>
A_e	Área efetiva do núcleo
N	Número de espiras
l_g	Comprimento do entreferro
S_{cond}	Seção do condutor
δ	Profundidade de Penetração

ρ_{fio}	Resistividade do condutor
l_{espira}	Comprimento médio de uma espira
R_{fio}	Resistência do indutor
f_s	Frequência de comutação
D_1	Razão cíclica
L_{bb}	Indutância
C_{bb}	Capacitância
D_{bb}	Diodo do conversor
D_r	Diodos da ponte retificadora
R_{DSon}	Resistência da chave semicondutora
P_o	Potência na carga
$I_{in_{rms}}$	Corrente eficaz de entrada

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	15
1.1	OBJETIVO GERAL E OBJETIVOS ESPECÍFICOS	15
1.2	ESTRUTURA GERAL	16
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	17
2.1	DIODOS EMISSORES DE LUZ	17
2.1.1	Modelo Elétrico do LED	18
2.2	CONCEITOS RELACIONADOS À ILUMINAÇÃO	19
2.2.1	Luz	19
2.2.2	Fluxo luminoso	20
2.2.3	Intensidade luminosa	20
2.2.4	Iluminância	20
2.2.5	Luminância	20
2.3	LED E AS ATUAIS SOLUÇÕES EM ILUMINAÇÃO RESIDENCIAL	21
2.4	ACIONAMENTO DE LEDS	23
2.4.1	Conversores CC-CC	23
2.5	<i>BUCK-BOOST</i> PFC	25
2.6	NORMAS VIGENTES PARA ACIONAMENTOS DE LEDS	28
2.7	FATOR DE POTÊNCIA E TAXA DE DISTORÇÃO HARMÔNICA	30
2.7.1	Potência aparente e fator de potência	30
2.7.2	Taxa de distorção harmônica	31
3	PROJETO DO DRIVER	33
3.1	DEFINIÇÃO DA CARGA	33
3.2	PROJETO DO CONVERSOR <i>BUCK-BOOST</i> PFC	35
3.3	PROJETO DO RETIFICADOR	39
3.4	PROJETO FÍSICO DO INDUTOR	40
3.5	PROJETO DO CIRCUITO DE ACIONAMENTO DO MOSFET	43

4 ANÁLISE DOS RESULTADOS	46
4.1 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	46
4.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	54
5 CONCLUSÃO	62

1 INTRODUÇÃO

Segundo a IEA¹, a diminuição constante no custo de lâmpadas utilizando Diodo Emissor de Luz (*Light Emitting Diode*, LED), e conseqüentemente do acréscimo em sua utilização, proporcionou, no ano de 2016, uma economia de cerca de 145 TWh consumidos. Mesmo que expressivo, esse valor representa menos de 1% do que poderia ser alcançado se houvesse adesão total de lâmpadas LED somente em edifícios (IEA, 2016).

Em benefício da qualidade de vida e do maior aproveitamento energético, a utilização de LEDs em iluminação pública e residencial vem ganhando espaço no cenário mundial (KHANH, 2010). Sua elevada vida útil, baixo consumo de energia, alta eficácia luminosa, e baixa manutenção, são fatores contribuintes para tal feito (LI *et al.*, 2016).

A iluminação semicondutora tem evoluído rapidamente, e junto à ela, as técnicas e topologias utilizadas para seu acionamento. Como requer alimentação contínua, o LED necessita de um circuito específico de acionamento, sendo esse, o principal limitador de sua vida útil (ALMEIDA *et al.*, 2015; CAMPONOGARA, 2015; AMOROSO *et al.*, 2011; SANTOS *et al.*, 2015).

1.1 OBJETIVO GERAL E OBJETIVOS ESPECÍFICOS

O objetivo geral desse trabalho é realizar o estudo e implementação de um conversor *buck-boost* com Correção de Fator de Potência (*Power Factor Correction*, PFC) em malha aberta, a fim acionar um conjunto de lâmpadas LED com potência de 15 W para iluminação residencial.

Os objetivos específicos são:

- (i) Estudo sobre normas e recomendações técnicas para acionamento de LEDs;
- (ii) Estudo e comparação do LED com atuais soluções em iluminação residencial;
- (iii) Estudo do conversor *buck-boost* PFC;

¹Agência Internacional de Energia. Em inglês, *International Energy Agency*.

- (iv) Projeto do conversor *buck-boost* PFC ;
- (v) Projeto do retificador e *driver* de acionamento da chave;
- (vi) Implementação prática em placas de circuito impresso;
- (vii) Realizar medições de potência ativa, aparente, fator de potência e distorção harmônica.

1.2 ESTRUTURA GERAL

O trabalho está estruturado em 5 capítulos: introdução, fundamentação teórica, projeto do *driver*, análise dos resultados e conclusão.

É realizado no Capítulo 1 uma introdução do LED e suas tecnologias no cenário atual.

O Capítulo 2 descreve as características do LED, os conceitos relacionados à iluminação, a contextualização do diodo emissor de luz em meio as demais formas de iluminação residencial, as formas de acionamento de LEDs, e as normas vigentes para seu acionamento.

O Capítulo 3 trata do projeto do circuito *driver* utilizado nesse trabalho, o qual é subdividido no projeto do retificador, do conversor *buck-boost* PFC, do indutor presente no conversor, e do circuito de acionamento da chave semicondutora.

No Capítulo 4 são apresentados os resultados obtidos através de simulações computacionais e por meio da implementação do protótipo em placas de circuito impresso.

Ao fim, é abordado no Capítulo 5, as conclusões pertinentes ao trabalho, onde constam também, sugestões para os trabalhos futuros.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

O presente capítulo tem o objetivo de realizar a introdução dos assuntos que serão abordados por esse trabalho de conclusão de curso. Primeiramente, é realizado um estudo sobre o LED e suas não idealidades. Na sequência, são relacionados conceitos gerais referentes à iluminação, e é introduzido o LED em meio as atuais soluções em iluminação residencial. Posteriormente, são apresentadas as formas de acionamento de LEDs, e o conversor CC-CC *buck-boost* nesse contexto. Ao fim, é tratado sobre as normas vigentes no acionamento de lâmpadas LED.

2.1 DIODOS EMISSORES DE LUZ

A partir de uma junção de materiais de tipo P e tipo N, assim como um diodo convencional, o LED é capaz de emitir luz quando polarizado diretamente. Tal efeito ocorre devido à realocação de elétrons e lacunas na junção e à liberação de energia na forma de luz e calor durante a condução. A Figura 1 representa o processo de polarização e emissão de luz no LED. A luz emitida pelos LEDs pode ser visível, ultra violeta, ou infravermelho, e sua coloração depende dos materiais semicondutores utilizados na junção (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2013; PINTO, 2012).

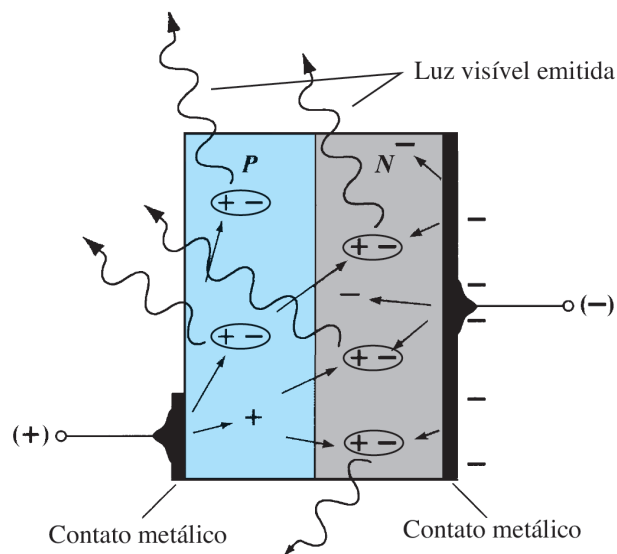


Figura 1: Junção P-N do LED
Fonte: Boylestad e Nashelsky (2013).

Dentre as variedades existentes no mercado, os chamados LEDs de potência

são utilizados para iluminação pública e residencial, e podem ser encontrados de diversas potências e configurações (ALMEIDA, 2012; DIAS, 2012). A Figura 2 apresenta o modelo a ser utilizado nesse trabalho, o qual possui a potência de 3 W e uma superfície específica para dissipação de calor (ALMEIDA, 2012; FUTURLEC, 2016).

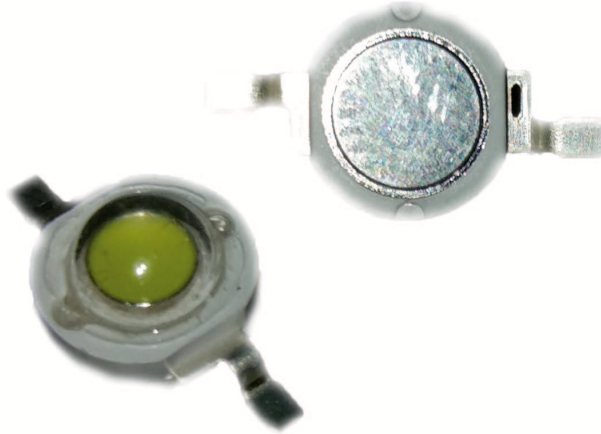


Figura 2: LEDs de potência
Fonte: Autoria própria.

2.1.1 MODELO ELÉTRICO DO LED

A fim de representar a dissipação de potência no LED, para valores de corrente e temperatura próximos aos indicados pelo fabricante como nominais, uma resistência série pode ser considerada. O modelo equivalente do LED está apresentado na Figura 3 (JUNIOR, 2010).

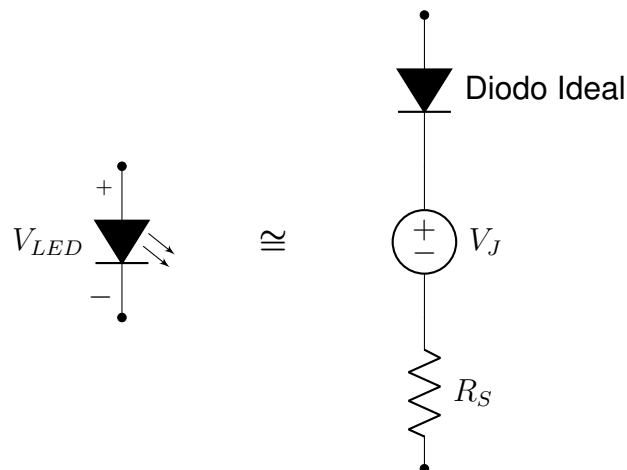


Figura 3: Modelo elétrico equivalente do LED
Fonte: Adaptado de Junior (2010).

A queda de tensão V_J é definida como a tensão de joelho do LED, ou seja, a tensão mínima para sua polarização. A resistência série R_S , para temperatura constante e corrente próxima a nominal, representa o coeficiente angular da curva, resultando numa aproximação da resistência interna do LED (JUNIOR, 2010). A curva em

questão, na qual o coeficiente angular é inserido, é apresentada na Figura 4.

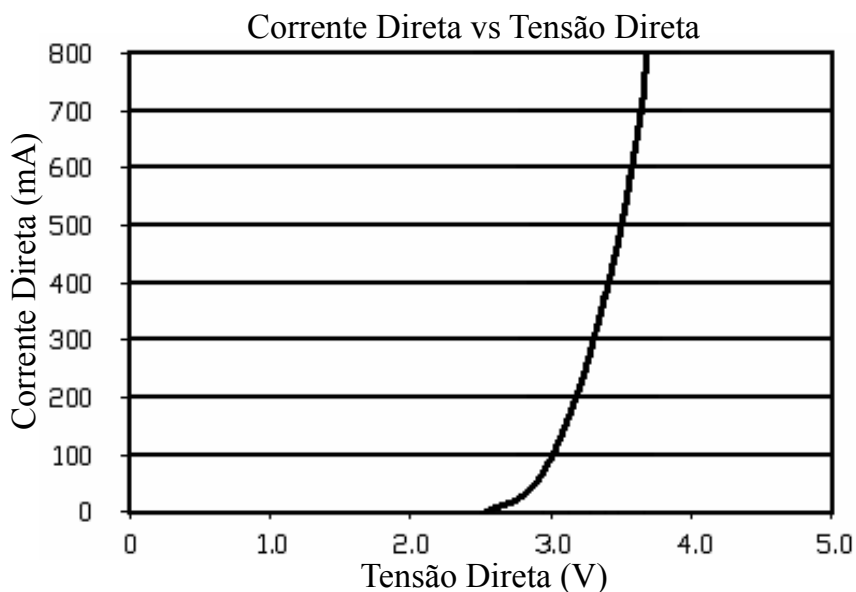


Figura 4: Forma de onda da tensão de saída do retificador de onda completa

Fonte: Adaptado de FUTURLEC (2016).

2.2 CONCEITOS RELACIONADOS À ILUMINAÇÃO

Segundo (IEA, 2015), atualmente os sistemas de iluminação representam aproximadamente 1/4 de todo o consumo de energia em um edifício convencional. Com base na relevância de um sistema de iluminação em uma instalação residencial no quesito de consumo, torna-se sensato refletir acerca da eficiência energética relacionada ao uso desses sistemas, ação que vários governos no mundo têm levado em consideração na criação de regulações e suporte entre iniciativas públicas e privadas para promover estratégias de iluminação mais eficientes e, dentre essas, está a utilização de lâmpadas LED (ANANWATTANAPORN; NGAOPITAKKUL, 2016).

Porém, para a compreensão da utilização da tecnologia LED e as razões que levaram ao emprego de seu uso, é pertinente entender alguns dos conceitos básicos sobre luminotécnica para validar as comparações que serão realizadas posteriormente.

2.2.1 LUZ

A luz é uma radiação eletromagnética provinda de uma fonte de uma radiação, como o sol ou uma lâmpada convencional, capaz de produzir uma sensação visual que permite com que o olho humano identifique formas com base na captação de certos

comprimentos de onda, ou seja, o espectro visível de cores perceptíveis pelo olho humano depende do comprimento de onda da radiação eletromagnética que a luz tem (OSRAM, 2015).

2.2.2 FLUXO LUMINOSO

O fluxo luminoso é a *representação da radiação total da fonte luminosa entre os comprimentos de onda estabelecidos*. Para uma lâmpada, a medida é realizada com base na fonte operando em sua tensão elétrica nominal de funcionamento. Sua unidade é o lumem (lm) (OSRAM, 2015).

2.2.3 INTENSIDADE LUMINOSA

A intensidade luminosa é a *representação do fluxo luminoso em um ponto determinado com base na irradiação da fonte luminosa*. Considerando o fato de que a fonte luminosa não é esfericamente perfeita, dependendo da angulação da irradiação da fonte, o fluxo luminoso pode ser diferente para dois pontos em localização distinta. Sua unidade é a candela (cd) (OSRAM, 2015).

2.2.4 ILUMINÂNCIA

A iluminância, ou iluminamento, é a razão entre o fluxo luminoso e a área de incidência. Essa grandeza é importante para a determinação de padrões de iluminação para planos de trabalho com bases no conforto visual da atividade empregada. Sua unidade é o lux (lx) e a expressão que relaciona esse conceito é dada abaixo (OSRAM, 2015):

$$E = \frac{\varphi}{A} \quad (1)$$

em que E é a Iluminância, φ é o fluxo luminoso e A é a área de incidência a ser analisada.

2.2.5 LUMINÂNCIA

Até o momento, os raios de luz provenientes da fonte luminosa só incidem sobre o plano de trabalho, ou seja, há a absorção de toda a luz incidente. A luminância é a sensação de claridade proveniente da reflexão de parte dessa radiação. Sua

unidade é a candela por metro quadrado (cd/m^2) e a expressão que relaciona esse conceito é dada abaixo (OSRAM, 2015):

$$L = \frac{I}{A \cdot \cos a} \quad (2)$$

em que L é a luminância, I é a intensidade luminosa, A é a área de incidência a ser analisada e o $\cos a$ é o ângulo entre o plano de trabalho e a fonte luminosa.

2.3 LED E AS ATUAIS SOLUÇÕES EM ILUMINAÇÃO RESIDENCIAL

Conforme descrito na Seção 2.2, os conceitos fundamentais de luminotécnica são necessários para a compreender a utilização de lâmpadas LED em um contexto em que se discute formas mais eficientes de se utilizar energia elétrica para iluminação.

De forma simplória, a lâmpada LED é um componente que emite luz ao permitir a passagem de corrente elétrica entre seus terminais. Não sendo diferente da tecnologia empregada em outros tipos de lâmpadas elétricas, a sua adaptação às instalações elétricas atuais é dependente de pequenas ou quase nulas alterações em seu acionamento, o que permitiu com que as lâmpadas LED ingressassem no mercado com mais facilidade (SANTOS *et al.*, 2015).

Atualmente, as lâmpadas elétricas comercializadas para o uso comum em residências são as fluorescentes e LEDs, visto que as incandescentes que não atingirem os níveis de eficiência instituído em decreto oficial, emitido pelo MME¹ em 2010, já não podem ser mais comercializadas. Em termos de eficiência energética, as lâmpadas diferem em diversos fatores, dentre os quais serão expostos alguns pontos relevantes nesse trabalho.

Segundo Santos *et al.* (2015), são utilizadas lâmpadas incandescentes em residências com a potência de 60 W. Em uma casa com 10 lâmpadas diárias, 6 horas de uso diário médio e durante um período de cinco anos, mais de 6000 kWh serão consumidos. Com a utilização de uma lâmpada fluorescente mantendo a mesma iluminação e diminuindo a potência para 15 W, o consumo cai para 1900 kWh. Já para as lâmpadas LED, necessitando apenas de 8 W, o consumo cai para 1000 kWh no mesmo período de tempo.

Apresentado de forma quantitativa o estudo realizado por Torres *et al.* (2009)

¹Ministério de Minas e Energia. Portaria Interministerial nº 1007 de 31 de dezembro de 2010. Regulamenta os níveis mínimos de eficiência energética de lâmpadas incandescentes.

em que foram realizados testes comparativos com os três tipos de lâmpadas utilizadas em iluminação residencial (incandescente, fluorescente e LED) equivalentes em potência elétrica. De acordo com o estudo, obteve-se os resultados no comparativo apresentado na Tabela 1.

Tabela 1: Comparativo de custo-benefício entre lâmpadas comercializadas no Brasil para uso residencial

Lâmpada	Potência (W)	Gastos em kWh (24 horas)	Gasto em 30 dias (R\$ 0,366 kWh)
<i>Incandescente</i>	60	1,428	15,68
<i>Fluorescente</i>	15	0,335	3,67
<i>LED</i>	4,5	0,095	1,04

Fonte: Adaptado de Santos *et al.* (2015), Torres *et al.* (2009).

Utilizando as mesmas lâmpadas do estudo apresentado acima, Torres *et al.* (2009) comparou a eficiência luminosa das lâmpadas dentro de uma caixa de 1 metro cúbico com um luxímetro digital, com os resultados expostos na Tabela 2. As lâmpadas comparadas são de fabricantes nacionais e foram as mesmas utilizadas no estudo que resultou nos valores apresentados na Tabela 1.

Tabela 2: Comparativo do fluxo luminoso entre lâmpadas comercializadas no Brasil para uso residencial

Lâmpada	Fluxo luminoso (lm)	Eficiência energética (lm·W ⁻¹)
<i>Incandescente (60 W)</i>	338	5,6333
<i>Fluorescente (15 W)</i>	316	21,0667
<i>LED (4,5 W)</i>	160	35,5556

Fonte: Adaptado de Santos *et al.* (2015), Torres *et al.* (2009).

Para uma comparação mais fiel ao mercado atual, foram utilizadas tabelas de substituições de lâmpadas e catálogos de produtos disponibilizados por PHILIPS (2014) e Alumbra (2015).

Tabela 3: Comparativo do fluxo luminoso entre lâmpadas comercializadas no Brasil para uso residencial nos dias atuais

Lâmpada	Fluxo luminoso (lm)	Eficiência energética (lm·W ⁻¹)
<i>Incandescente (50 W)</i>	628	12,56
<i>Fluorescente (12 W)</i>	648	54,00
<i>LED (7 W)</i>	600	85,71

Fonte: A autoria própria.

Verifica-se pela análise das Tabelas 1, 2, e 3 que em termos econômicos e de eficiência energética, as lâmpadas LED oferecem vantagens e melhor custo-

benefício em comparação aos outros tipos de lâmpadas para uso comercial com a mesma finalidade.

2.4 ACIONAMENTO DE LEDS

A vida útil estimada de um LED operando em condições recomendadas pelo fabricante é superior a 50.000 horas. Para atingir esses valores e atender as características elétricas do LED, o seu circuito de acionamento deve mantê-lo o mais próximo possível de suas condições recomendadas de operação e possuir vida útil equivalente à do LED. Dessa forma, é possível garantir que suas principais vantagens sejam de fato alcançadas (CAMPONOGARA, 2015; ALMEIDA *et al.*, 2015).

O circuito responsável por realizar o acionamento dos LEDs é definido como *driver*. Esse circuito tem por finalidade controlar o fluxo de potência entregue à carga de LEDs, visto que sozinhos, não são capazes de regular sua própria corrente (ALMEIDA *et al.*, 2015; DIAS, 2012; JUNIOR, 2010).

Para realizar o correto acionamento dos LEDs, respeitando suas limitações físicas e elétricas, são necessários circuitos que realizem essa função. Essa etapa de adequação pode ser implementada de diversas formas, cada qual com suas vantagens e limitações (PINTO, 2008).

As maneiras mais simples para realizar essa função é introduzir um resistor em série, ou um capacitor em série. Ambos, se projetados corretamente, irão limitar a corrente no LED e permitir o seu funcionamento. Entretanto, variações no sinal de entrada podem provocar danos aos componentes, e ainda, possuem baixa eficiência, o que em potências mais elevadas se torna mais crítico. Isso implica que essas formas de acionamento sejam opções não confiáveis e ineficientes (PINTO, 2008).

Conversores lineares também podem ser utilizados para o acionamento de LEDs, são circuitos integrados de baixo custo e implementação simples, porém, em casos onde a tensão de entrada é muito superior à de saída, sua eficiência é reduzida. Nesse contexto, surgem as topologias ativas, que buscam maior rendimento e eficiência através da utilização chaves (HART, 2012).

2.4.1 CONVERSORES CC-CC

Também chamados de conversores estáticos, os conversores CC-CC são circuitos eletrônicos capazes de converter uma tensão CC de entrada para uma ou-

tra tensão contínua de saída controlada, onde tal controle é obtido por uma chave semicondutora que rege a proporção de condução em que a tensão de entrada é convertida e transferida para a saída. Esse conversor, ainda conhecido como conversor chaveado, pode ser do tipo elevador ou abaixador de tensão e é utilizado em diversas aplicações, desde carregadores de baterias até a controladores de velocidade de motores (BARBI, 2006; MARTINS; BARBI, 2006).

Os conversores CC-CC podem operar nos Modos de Condução Crítica (MC), Contínua (MCC), e também Descontínua (MCD), sendo diferenciados pelo comportamento da corrente no elemento magnético (HART, 2012; MARTINS; BARBI, 2006). No modo contínuo a corrente no referido elemento permanece sempre positiva, já no modo de condução descontínua a corrente no indutor chega a zero, ou seja, o elemento magnético descarrega completamente (POMILIO, 2014b; POMILIO, 2014a).

A Figura 5 apresenta a característica da corrente sobre o elemento magnético de um conversor CC-CC genérico operando em MCD. É possível observar 3 etapas distintas, onde a primeira destacada por $D_1 \cdot T$, representa o carregamento desse elemento. Por analogia, a segunda etapa representa sua descarga, e a seguinte é a responsável por diferenciar o modo de condução descontínua do modo de condução crítica. Enquanto $D_1 \cdot T + D_2 \cdot T$ for menor que o valor total do período, o conversor se encontra em MCD (HART, 2012; POMILIO, 2014a).

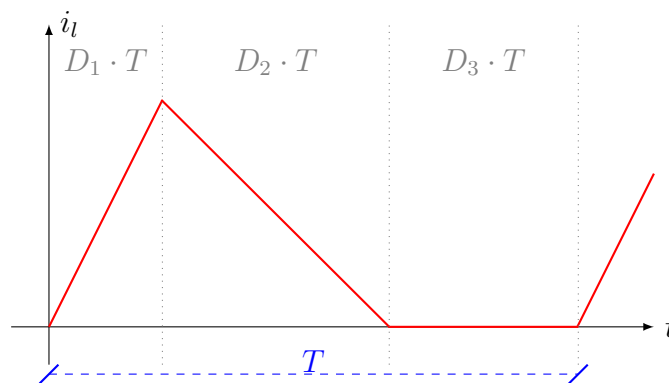


Figura 5: Corrente no elemento magnético de um conversor CC-CC operando em MCD
 Fonte: Adaptado de Pomilio (2014a).

Dentre as topologias de conversores chaveados, encontra-se o conversor *buck-boost*. Essa topologia é também conhecida como abaixadora elevadora, por ter a capacidade de reduzir ou elevar a tensão de sua entrada (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003).

Estudos como Pinto *et al.* (2011), Bender (2012), e Li *et al.* (2016) destacam essa topologia no acionamento de LEDs, visto que em seu modo de condução

descontínua (assim como demais conversores em MCD) é capaz de desempenhar a correção ativa de fator de potência (PFC).

2.5 BUCK-BOOST PFC

O conversor *buck-boost* operando como PFC é amplamente utilizado em topologias de múltiplos estágios, enquanto um outro conversor opera no controle de potência (*Power Control*, PC). Em topologias de múltiplos estágios são utilizados controladores distintos para cada uma das etapas de PFC e PC (SINGH *et al.*, 2013; KUMAR; PARSA, 2017).

A utilização de somente um único conversor permite o uso de um número inferior de componentes, resultando em tamanho e custo reduzidos (ALMEIDA *et al.*, 2015). Para baixas potências, esse esquema é capaz de atender boa parte dos requisitos para o acionamento de LEDs (REDDY; NARASIMHARAJU, 2017).

A Figura 6 mostra a forma de onda característica da corrente de entrada de um conversor *buck-boost* operando como PFC. É possível observar que o envoltório da corrente acompanha a característica da tensão de entrada, o que também faz com que essa topologia seja conhecida como seguidora de tensão, e para valores instantâneos de tensão e corrente de entrada, se comporta como uma carga resistiva (COSETIN, 2013; KIRSTEN, 2011).

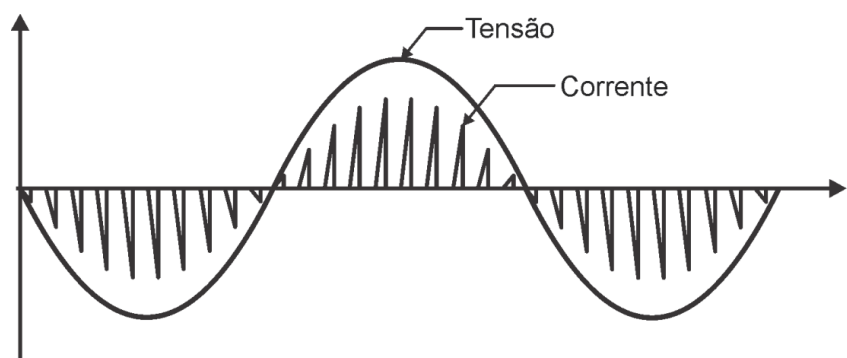


Figura 6: Formas de onda de tensão e corrente de entrada do conversor *buck-boost* PFC
Fonte: Cosetin (2013).

O circuito referente à topologia citada é apresentado na Figura 7, onde a tensão V_{BUS} é a tensão proveniente da rede elétrica V_{CA} após sua passagem por uma ponte retificadora.

Algumas premissas devem ser estabelecidas para que se possa analisar esse circuito. Primeiramente considera-se o sistema em regime permanente, e para uma frequência de comutação muito superior à frequência da rede, a tensão de en-

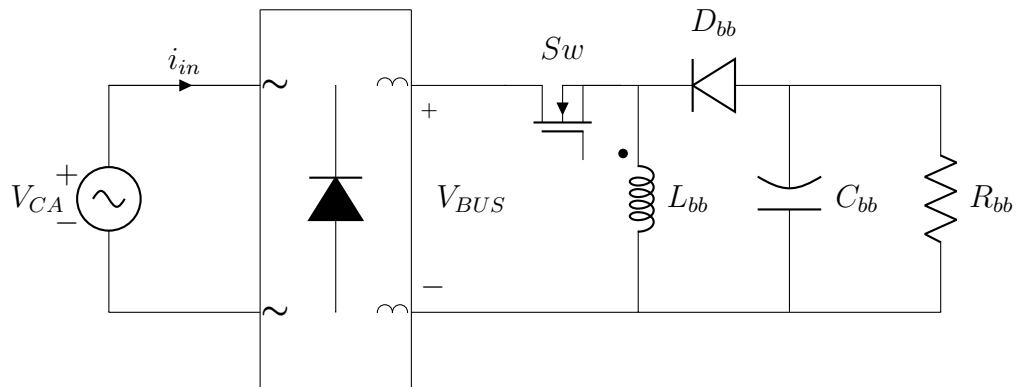


Figura 7: Conversor *buck-boost* PFC
Fonte: Autoria própria.

trada é considerada constante. Dessa forma, o circuito pode ser simplificado e analisado pela Figura 8 (HART, 2012; POMILIO, 2014b).

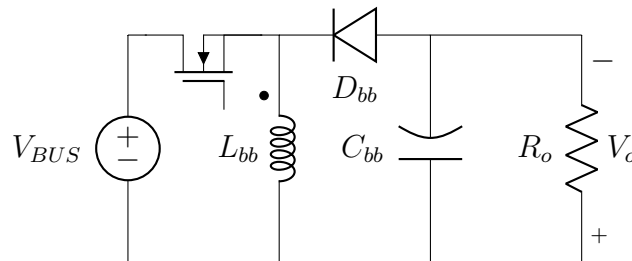


Figura 8: Circuito simplificado do conversor *buck-boost*
Fonte: Adaptado de Hart (2012).

A Figura 9 representa a primeira etapa de operação, onde a chave se mantém fechada por um período t_{on} e o diodo D_{bb} é polarizado reversamente, provocando seu bloqueio de condução, assim, o capacitor C_{bb} sozinho fornece energia à carga (HART, 2012; MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003; BARBI, 2015; MARTINS; BARBI, 2006).

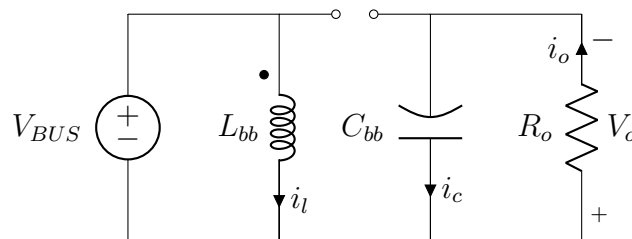


Figura 9: Conversor *buck-boost* durante sua primeira etapa de operação
Fonte: Autoria própria.

A tensão sobre o indutor nesse instante é igual a V_{BUS} , e pode ser expressa pela Equação (3).

$$V_{L_{bb}} = V_{BUS} = L_{bb} \cdot \frac{di_l}{dt} \quad (3)$$

Então, a variação de corrente no indutor Δi_{l_1} durante a primeira etapa de operação é definida pela Equação (4).

$$\Delta i_{l_1} = \frac{V_{BUS}}{L_{bb}} \cdot D_1 \cdot T \quad (4)$$

Pela Lei de Ohm, a tensão sobre a carga é dada pela Equação (5).

$$V_{C_{bb}} = V_o = R_o \cdot i_o \quad (5)$$

No momento em que t_{on} cessa, t_{off} inicia, e por se tratar do modo de condução descontínua, esse tempo contempla as etapas de operação 2 e 3.

A Figura 10 demonstra o comportamento do circuito no período que a chave se mantém aberta. A energia armazenada no indutor durante a primeira etapa de operação tende a fluir pelo circuito através do caminho de corrente criado pela polarização direta do diodo D_{bb} , e assim, fornece energia ao capacitor e à carga (HART, 2012; MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003; BARBI, 2015; MARTINS; BARBI, 2006).

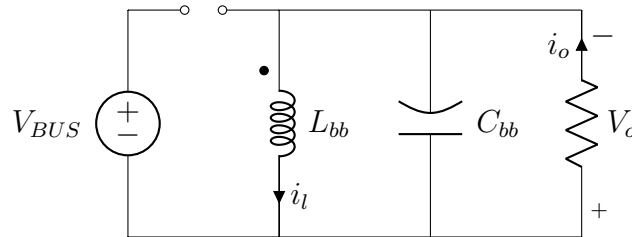


Figura 10: Conversor *buck-boost* durante a segunda etapa de operação
Fonte: Autoria própria.

Mantendo a mesma polaridade atribuída para a primeira etapa, a tensão sobre o indutor nesse período é o inverso da tensão na carga, e é expressa pela Equação (6).

$$V_{L_{bb}} = -V_o \quad (6)$$

Dessa maneira, a variação da corrente no indutor Δi_{l_2} é negativa, e demonstra sua descarga nas Equações (7) e (8).

$$V_o = -L_{bb} \cdot \frac{di_l}{dt} \quad (7)$$

$$\Delta i_l = \frac{-V_o}{L_{bb}} \cdot D_2 \cdot T \quad (8)$$

Como já citado, o modo de condução descontínua dos conversores CC-CC é caracterizado pela descarga completa do elemento magnético. A descarga cessa ao fim da segunda etapa de operação e se mantém sem carga até que a terceira etapa também tenha seu fim. Como apresentado na Figura 11, quando i_l chega a zero e a chave ainda está aberta, o diodo D_{bb} é polarizado reversamente, provocando seu bloqueio de condução e impondo que o capacitor C_{bb} forneça energia à carga. Observa-se ainda, que a tensão de saída é novamente expressa pela Equação (5) (HART, 2012; MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003; BARBI, 2015; MARTINS; BARBI, 2006).

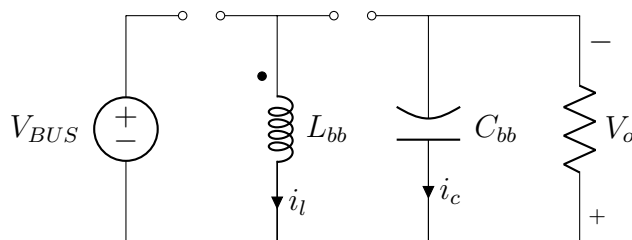


Figura 11: Terceira etapa de operação do conversor *buck-boost* operando em MCD
Fonte: Autoria própria.

2.6 NORMAS VIGENTES PARA ACIONAMENTOS DE LEDs

Segundo o Laboratório TOP LAB (2016), as normas e documentos de referências utilizadas para acionamento e ensaios de lâmpadas LED utilizadas no Brasil são:

- (i) Portaria INMETRO nº 389, de 25 de agosto de 2014 - Regulamento Técnico da Qualidade para Lâmpadas LED com dispositivo de controle integrado à base.
- (ii) Portaria INMETRO nº 335, de 29 de agosto de 2011 - Aprovar as informações obrigatórias para os dispositivos elétricos de baixa tensão.
- (iii) Portaria INMETRO nº 143, de 13 de março de 2015 - Revisão do Regulamento Técnico da Qualidade para lâmpadas LED com dispositivo integrado à base.
- (iv) Critérios para concessão do selo Procel de Economia de Energia a lâmpadas LED com Dispositivo de Controle Integrado.
- (v) ABNT IEC TS 62504:2013 - Termos e definições para LED e os módulos de LED de iluminação geral.
- (vi) ANSI-NEMA-ANSLGC78-09.377-2011 - *Specification of the chromaticity of solid state lightning products*

- (vii) CIE 13.3: 1995 - *Method of Measuring and Specifying Colour Rendering of Light Sources*
- (viii) CIE 84:1989 - *Measurement of Luminous Flux*
- (ix) IESNA LM-79-08 - *Electrical and Photometric Measurement of Solid State Lighting Products*
- (x) IESNA LM-80-08 - *Approved Method for Measuring Lumen Maintenance of LED Light Sources*
- (xi) NBR IEC 62612:2013 - Lâmpadas LED com dispositivo de controle incorporado para serviços de iluminação em geral maior que 50 V - Requisitos de desempenho.
- (xii) IEC 61000-3-2 - *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-2: Limits - Limits for harmonic current emissions (equipment input current ≤ 16 A per phase)*

Em meio a todas as normas e documentos de referência, é pertinente uma explanação sobre a IEC 61000-3-2 que será tratada com maior enfoque nesse trabalho. Ela é aplicável para equipamentos elétricos com corrente de fase menor do que 16 A e que são conectados na rede de distribuição pública, com tensão maior ou igual a 220 V. Embora a norma estabeleça seus limites para essa faixa de tensão, o protótipo a ser desenvolvido opera na tensão da rede elétrica de 127 V, e a utiliza como base por ser a única norma que estabelece limites harmônicos para equipamentos de iluminação.

Dentro da norma, há quatro classes diferentes com seus valores determinados de potência para atender os níveis harmônicos de distorção no sinal da corrente elétrica. Como o trabalho envolve equipamentos de iluminação, a situação se enquadra na Classe C.

Segundo a IEC 61000-3-2, com base no guia apresentado por EPSMA (2010), para equipamentos da classe C com potência ativa menor ou igual a 25 W, aplicam-se os seguintes limites:

- (i) Limites da Tabela 4, presente na norma, aplicados com relação a classe C, ou;
- (ii) A corrente da terceira harmônica não deve exceder 86% e a corrente da quinta harmônica não deve exceder 61% da corrente fundamental.

Tabela 4: Limites da IEC 61000-3-2 para equipamentos da Classe D com $P < 25$ W que se enquadram na Classe C

Ordem da harmônica (n)	Máxima corrente permissível (mA/W)
3	3,4
5	1,9
7	1
9	0,5
11	0,35
$13 \leq n \leq 19$ (ímpares)	$3,85/n$

Fonte: Adaptado de EPSMA (2010).

Nesse trabalho, como o dispositivo a ser desenvolvido trabalha com potência ativa inferior a 25 W, os limites da Tabela 4 devem ser aplicados.

2.7 FATOR DE POTÊNCIA E TAXA DE DISTORÇÃO HARMÔNICA

Para a compreensão dos tópicos a seguir, entende-se como necessário o entendimento do significado do cálculo do fator de potência de um dispositivo ou circuito e do significado da taxa de distorção harmônica.

2.7.1 POTÊNCIA APARENTE E FATOR DE POTÊNCIA

Segundo Hart (2012), a potência aparente é o resultado do produto da tensão eficaz pela corrente elétrica eficaz. O valor de potência aparente é utilizado geralmente para especificar o valor nominal de equipamentos de potência como transformadores. Se calcula a potência aparente utilizando a seguinte expressão:

$$S = V_{RMS} \cdot I_{RMS} \quad (9)$$

em que S é a potência aparente, V_{RMS} é a tensão elétrica eficaz e I_{RMS} é a corrente elétrica eficaz.

O conceito de potência elétrica aparente é fundamental para o cálculo do fator de potência, pois é com a razão da potência real que está sendo repassada para a carga a ser atendida pela potência aparente que se obtêm a relação. Segundo Hart (2012), o fator de potência se define como o quociente entre a potência média pela potência aparente, ou seja:

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{P}{V_{RMS} \cdot I_{RMS}} \quad (10)$$

em que FP é o fator de potência, P é a potência média.

A determinação do fator de potência para circuitos que obedecem relações senoidais, ou seja quando a carga é linear e a fonte é senoidal, o cálculo do fator de potência pode ser simplificado pelo uso da expressão:

$$FP = \cos \theta \quad (11)$$

em que θ é o ângulo de defasagem entre os sinais de tensão e corrente elétrica relacionados.

2.7.2 TAXA DE DISTORÇÃO HARMÔNICA

Quando a fonte é senoidal mas a carga não é linear, deve ser utilizada outra abordagem para o cálculo do fator de potência. Utilizando a mesma linha de proposição do Hart (2012), ao aplicar uma tensão senoidal à uma carga não linear, a corrente elétrica não será senoidal. Logo, o sinal da corrente elétrica pode ser representado pelas séries de Fourier. Representando o cálculo para o fator de potência, considerando que a potência média absorvida pela carga é dada pela expressão:

$$P = V_{1,RMS} \cdot I_{1,RMS} \cdot \cos(\theta_1 - \phi_1) \quad (12)$$

em que θ_1 é o ângulo de posição da tensão e o ϕ_1 é o ângulo de posição da corrente, representada por séries de Fourier.

Calculando o fator de potência utilizando a expressão 10, obtém-se a expressão:

$$FP = \frac{I_{1,RMS}}{I_{RMS}} \cdot \cos(\theta_1 - \phi_1) \quad (13)$$

A razão entre as duas correntes, a do valor RMS de frequência fundamental pelo valor RMS total é denominando por fator de distorção. Esse fator corresponde a uma redução no fator de potência total devido, nesse caso, as propriedades da corrente não senoidal. Logo, o fator de potência pode ser obtido através da seguinte expressão:

$$FP = \cos(\theta_1 - \phi_1) \cdot FD \quad (14)$$

em que FD é o fator de distorção harmônica.

Segundo Kirsten (2011), é possível relacionar a taxa de distorção harmônica diretamente seguindo a expressão abaixo:

$$FP = \frac{\cos \phi}{\sqrt{1 + THD^2}} \quad (15)$$

em que ϕ é o ângulo de defasagem entre a componente fundamental de tensão e a corrente elétrica.

3 PROJETO DO DRIVER

Para a realização do projeto do *driver*, a Tabela 5 estabelece alguns parâmetros fundamentais, como frequência de comutação, ondulação de tensão na carga, rendimento teórico para o conversor, e os parâmetros de entrada.

Tabela 5: Parâmetros para o projeto do *driver*

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Tensão eficaz da rede	V_{CA}	127	V
Frequência da rede	f_r	60	Hz
Frequência de comutação	f_s	25	KHz
Rendimento teórico do conversor	η	100	%
Ondulação máxima de tensão na carga	ΔV_o	5	%
Ondulação máxima de corrente na carga	Δi_o	20	%

Fonte: Autoria própria.

3.1 DEFINIÇÃO DA CARGA

Para realizar o projeto dos componentes do conversor é necessário que se faça um estudo da quantidade de LEDs a serem utilizados, bem como o ponto de operação do conjunto.

A potência estipulada para o presente trabalho é de 15 W, e para determinar quantos LEDs são necessários para atingir essa potência, uma análise da curva característica do LED é realizada. A curva fornecida pelo fabricante, apresentada na Figura 12, mostra as correntes de operação para diferentes tensões diretas aplicadas.

Através da curva, atribui-se a corrente de operação de 700 mA, a qual corresponde ao valor de aproximadamente 3,625 V de tensão direta. Para esse ponto de operação 6 LEDs seriam necessários para atingir os 15 W especificados, entretanto na prática, observou-se que para a tensão direta aplicada de 3,6 V a corrente demandada pelo LED foi superior a 700 mA. Por esse motivo, um novo ensaio foi realizado.

O ensaio consistiu em utilizar 7 LEDs sobre um dissipador térmico, juntamente com um resistor em série de 2,27 Ω . O circuito foi alimentado por uma fonte CC capaz de informar os valores de tensão e corrente fornecidos. Ainda, para maior fidelidade dos valores obtidos, foi inserido um amperímetro em série com o circuito e

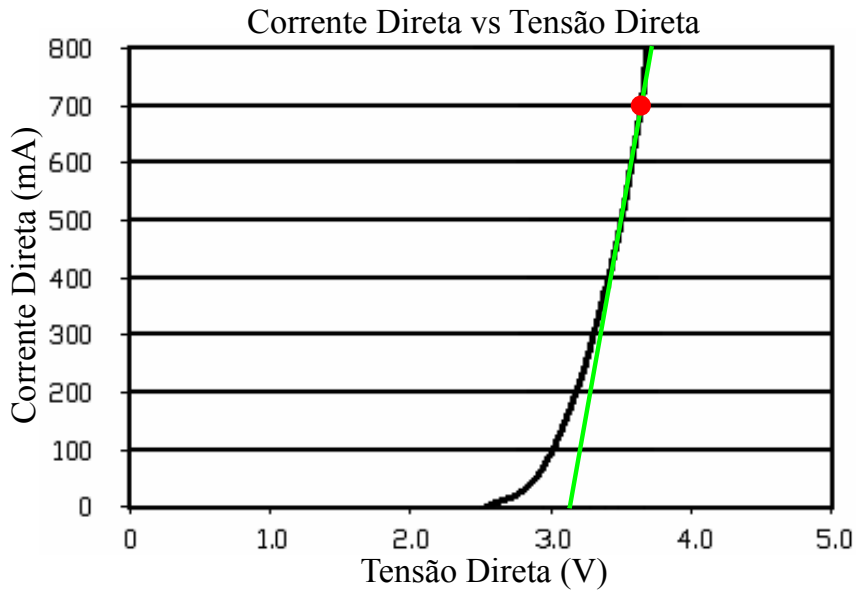


Figura 12: Curva de tensão versus corrente sobre o LED utilizado
Fonte: Adaptado de FUTURLEC (2016).

um voltímetro em paralelo com a carga de LEDs. A tensão da fonte foi variada até que a corrente do circuito se mantivesse estável em 700 mA durante um período de 30 minutos. O valor obtido de tensão sobre a carga foi de 25 V, e descontada a queda de tensão sobre o resistor, obteve-se o valor de 23,411 V, correspondendo a 3,344 V sobre cada LED.

O novo valor de tensão obtido do modelo, juntamente com sua corrente direta são capazes de fornecer 2,3408 W por LED, sendo necessário 6,41 LEDs para se extrair os 15 W requeridos. De modo a garantir que essa potência seja de fato atingida, 7 LEDs são utilizados para trabalharem em série no ponto de operação de 3,344 V e 700 mA, totalizando 16,3856 W.

Como já citado, o modelo elétrico do LED contém um diodo ideal, uma fonte de tensão e um resistor série. Para fins de projeto e simulação faz-se necessário encontrar quais são os valores experimentais da tensão da fonte de tensão e da resistência série. Para determinar esses valores, o ensaio anterior é realizado novamente, encontrando um novo ponto de operação.

A tensão da fonte é novamente variada até se obter a corrente de 500 mA, que também se encontra na região linear da curva, e são realizadas as medições pertinentes. Para essa corrente, a tensão sobre cada LED resultou em 3,156 V e por meio desses valores as Equações (16) e (17) podem ser obtidas, onde a tensão sobre o LED pode ser dividida entre sua parcela dissipativa e sua tensão de joelho.

$$0,7 \cdot R_S + V_J = 3,344 \quad (16)$$

$$0,5 \cdot R_S + V_J = 3,156 \quad (17)$$

A solução do sistema acima fornece os valores de $R_S = 0,94 \Omega$ e $V_J = 2,686 \text{ V}$, e podem ser representados na Figura 13.

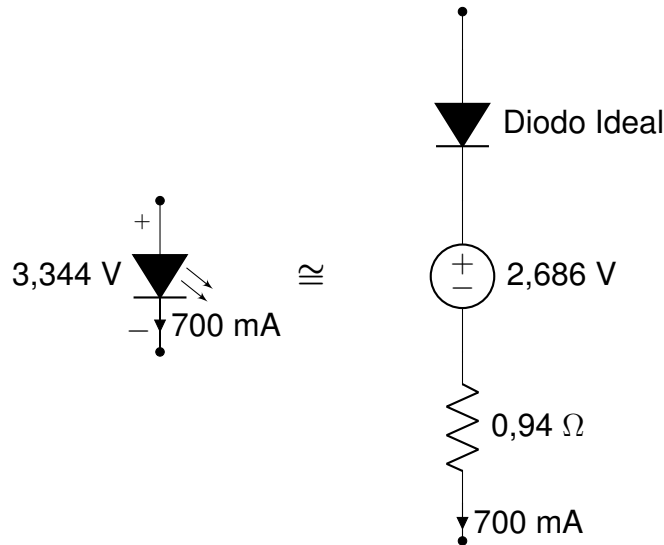


Figura 13: Modelo elétrico equivalente do LED a ser utilizado

Fonte: Autoria própria.

3.2 PROJETO DO CONVERSOR BUCK-BOOST PFC

Dando continuidade ao projeto, sabe-se que a variação da corrente no indutor é a mesma em módulo para as duas primeiras etapas, então, através das Equações (4) e (8) é possível encontrar uma relação entre a tensão de entrada e de saída, conhecida como ganho estático. Assim, as Equações (18) e (19) são utilizadas para obter o ganho estático expresso pela Equação (20) (HART, 2012; POMILIO, 2014a).

$$\frac{V_{BUS}}{L_{bb}} \cdot D_1 \cdot T + \frac{-V_o}{L_{bb}} \cdot D_2 \cdot T = 0 \quad (18)$$

$$\frac{V_{BUS}}{L_{bb}} \cdot D_1 \cdot T = \frac{V_o}{L_{bb}} \cdot D_2 \cdot T \quad (19)$$

$$\frac{V_o}{V_{BUS}} = \frac{D_1}{D_2} \quad (20)$$

Para garantir que o conversor opere em modo de condução descontínua, os tempos de carga e descarga do indutor devem ser inferiores ao período total da onda.

A Figura 14 apresenta as três etapas do conversor, e através da análise realizada nas Equações (21) e (22), é expresso na Equação (23) a relação a ser respeitada para a condição de MCD (HART, 2012; POMILIO, 2014a; MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003).

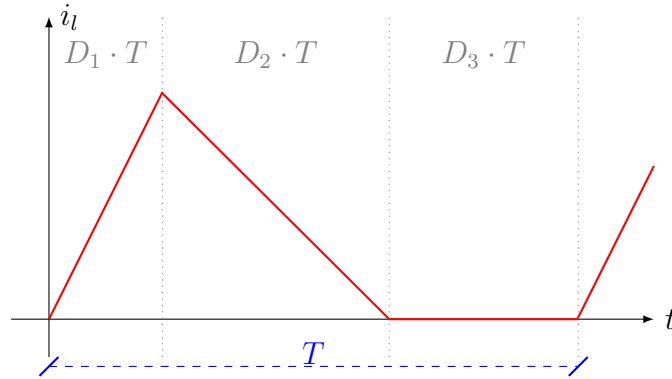


Figura 14: Corrente no indutor do conversor *buck-boost* PFC
Fonte: Adaptado de Pomilio (2014a).

$$D_1 \cdot T + D_2 \cdot T < T \quad (21)$$

$$(D_1 + D_2) \cdot T < T \quad (22)$$

$$D_2 < (1 - D_1) \quad (23)$$

Como não há informações suficientes ainda para determinar a razão cíclica de operação do conversor, uma nova análise é realizada, levando em consideração a corrente média no diodo D_{bb} (HART, 2012). A Figura 15 mostra a distribuição das correntes no circuito, e por meio das Equações (24) e (25) determina uma relação para a corrente média no diodo (HART, 2012; BARBI, 2001).

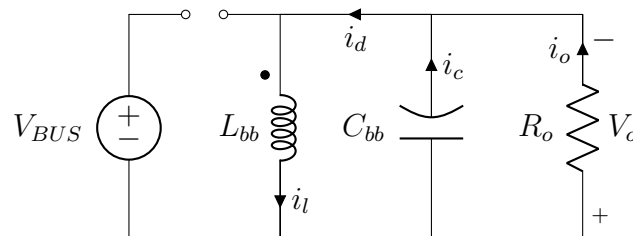


Figura 15: Disposição das correntes no conversor *buck-boost* PFC durante a segunda etapa de operação
Fonte: Autoria própria.

$$i_{d_{med}} = i_{c_{med}} + i_{o_{med}} \quad (24)$$

$$i_{d_{med}} = i_{o_{med}} = \frac{V_o}{R_o} \quad (25)$$

Como o diodo só opera na segunda etapa, a forma de onda da corrente tem as características apresentadas na Figura 16, tornando possível determinar o seu valor médio em função das demais variáveis do sistema.

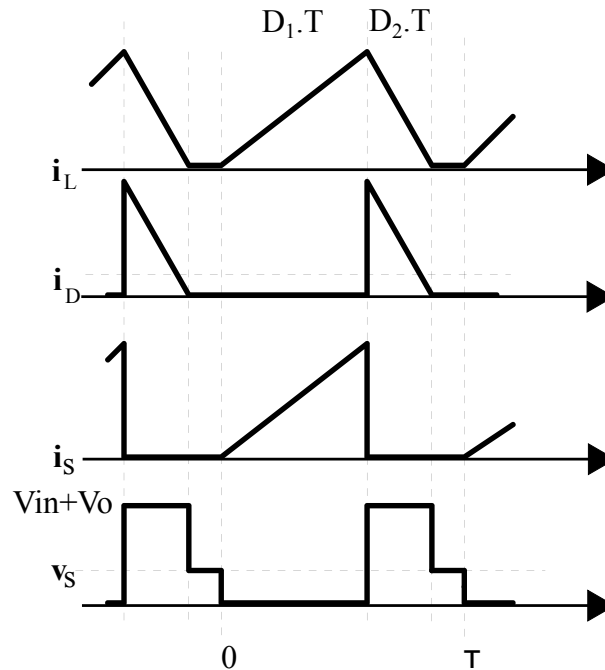


Figura 16: Formas de onda características do buck-boost em MCD
Fonte: Adaptado de Pomilio (2014b).

A Equação (26) é o resultado da integral sobre a curva em um período, e relacionando-a com a Equação (25) obtêm-se as Equações (27) e (28), que determinam o valor de D_2 .

$$i_{d_{med}} = \frac{1}{T} \left[\frac{D_1 \cdot D_2 \cdot V_{BUS} \cdot T}{2L_{bb}} \right] \quad (26)$$

$$\frac{D_1 \cdot D_2 \cdot V_{BUS} \cdot T}{2L_{bb}} = \frac{V_o}{R_o} \quad (27)$$

$$D_2 = \frac{2 \cdot V_o \cdot L_{bb}}{R_o \cdot D_1 \cdot V_{BUS} \cdot T} \quad (28)$$

Se torna possível agora substituir o termo D_2 da Equação (23) pela relação encontrada na Equação (28). Dessa forma, manipula-se a Equação (29) de modo a obter o valor mínimo do indutor para que o conversor opere em MCD, representado

pela Equação (30).

$$\frac{2 \cdot V_o \cdot L_{bb}}{R_o \cdot D_1 \cdot V_{BUS} \cdot T} < (1 - D_1) \quad (29)$$

$$L_{bb} < \frac{(1 - D_1) \cdot R_o \cdot D_1 \cdot V_{BUS} \cdot T}{2 \cdot V_o} \quad (30)$$

Embora tenha sido encontrada uma equação para o valor mínimo da indutância do conversor, D_1 ainda é indeterminado, portanto, do modo de condução crítica extrai-se o valor máximo de D_1 , visto que para esse caso D_2 é igual a $(1 - D_1)$. Rearranjando a Equação (20) e atribuindo V_{BUS} igual ao valor de pico da tensão de entrada $V_p = 180$ V, obtêm-se a Equação (31) (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003; POMILIO, 2016; BARBI, 2001).

$$D_{1max} = \frac{V_o}{V_o + V_p} = 0,115 \quad (31)$$

Sendo assim, atribui-se o valor de $D_1 = 0,1$ para se ter uma margem de segurança, e se encontra o valor de indutância mínima igual a $L_{bb} < 461,8 \mu H$.

Como analisado por Alonso *et al.* (2011), Kirsten (2011), e Bender (2012), o valor da indutância de um conversor *buck-boost* PFC pode ser encontrado pela potência de entrada do conversor, e é definido na Equação (32).

$$L_{bb} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi \left[\frac{V_p^2 \cdot \sin^2 \theta \cdot D_1^2}{2 \cdot P_{in} \cdot f_s} \right] d\theta \quad (32)$$

Como o rendimento teórico para o conversor é de 100%, $P_{in} = P_o$, e estima-se na Equação (33) o valor da indutância.

$$L_{bb} = \frac{V_p^2 \cdot D_1^2}{4 \cdot P_o \cdot f_s} \approx 197 \mu H \quad (33)$$

O valor encontrado respeita a condição imposta pela Equação (30).

Como o conversor não possui filtro capacitivo após a ponte retificadora, o capacitor de saída do conversor deve suportar tanto a variação de tensão de baixa frequência, como de alta frequência, e pode ser determinado pela Equação (34) (BARBI, 2015; CAMPONOGARA *et al.*, 2015).

$$C_{bb} = \frac{P_o}{2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot V_o \cdot \Delta V_o} \approx 1,586 mF \quad (34)$$

A chave semicondutora e o diodo do conversor são analisados de forma

análoga, visto que ambos devem suportar os mesmos esforços de tensão. A Figura 16 mostra o valor máximo da tensão sobre a chave Sw no tempo $D_2 \cdot T$, o qual é resultado da análise da malha externa do circuito da Figura 15 quando V_{BUS} é igual a V_p e V_o é 23,42 V. Essa análise resulta na tensão de 203,42 V (POMILIO, 2014b; HART, 2012).

Os esforços de corrente na chave seguem os mesmos da corrente eficaz de entrada, encontrado na Equação (35), que fornece o valor de 667,27 mA. Por disponibilidade, a chave escolhida é do tipo MOSFET, de código IRF 840, a qual suporta a tensão de 500 V sobre seus terminais, e corrente de 8 A (SEMICONDUCTORS, 1999).

Para o diodo do conversor, seguindo a mesma análise da chave, a tensão máxima sobre seus terminais ocorre em $D_1 \cdot T$, pois nesse momento a chave se encontra fechada, e o capacitor alimenta sozinho a carga, resultando no mesmo esforço de tensão da chave semicondutora (POMILIO, 2014b; HART, 2012). Para a corrente, o diodo deve suportar a corrente da carga de 700 mA.

O diodo MUR 160 é escolhido, visto que suporta a tensão reversa de 600 V e corrente de 1 A, e também, por ser do tipo ultra rápido, o que garante que o tempo de recuperação reversa do diodo seja inferior ao tempo de retomada de condução (MOTOROLA, 1996).

3.3 PROJETO DO RETIFICADOR

Compondo a etapa CA-CC do projeto, utiliza-se a topologia de retificador em ponte completa demonstrada na Figura 17 para converter a tensão CA de entrada à níveis de tensão somente positivos.

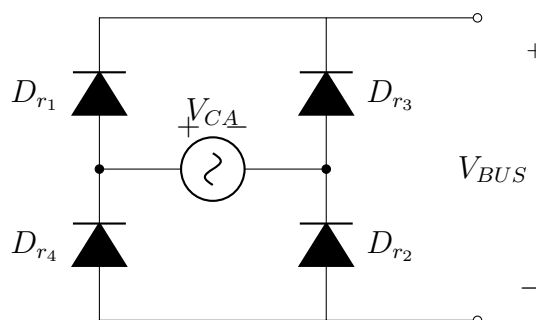


Figura 17: Retificador de onda completa
Fonte: Adaptado de Hart (2012).

Dado o sentido atribuído da tensão da rede, durante o semiciclo positivo da tensão de entrada, os diodos D_{r1} e D_{r2} conduzem, a medida que, no semiciclo negativo, os diodos D_{r3} e D_{r4} atuam. Dessa maneira, a tensão alternada da rede

elétrica passa a ter as características apresentadas na Figura 18, onde a tensão de barramento V_{BUS} contém os dois semiciclos positivos e possui frequência duas vezes maior que a original (BARBI, 1986).

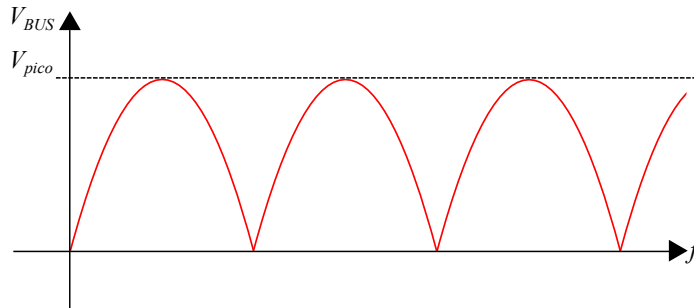


Figura 18: Forma de onda da tensão de saída do retificador de onda completa

Fonte: Adaptado de Hart (2012).

A máxima tensão a ser suportada por cada diodo, para essa topologia, pode ser aproximada pela máxima tensão de entrada CA (180 V), e então, devido a disponibilidade, o tipo de diodo escolhido para compor a ponte retificadora é o diodo MUR 160, o qual suporta tensão reversa de 600 V. Deve-se ainda verificar os limites do componente quanto à corrente que passará por ele. A Equação (35) apresenta o cálculo realizado para determinar a corrente de entrada do circuito para o pior caso, ou seja, para o valor de pico da tensão de entrada (POMILIO, 2016; MOTOROLA, 1996).

$$I_{in_{rms}} = \frac{V_p \cdot T \cdot D_1 \cdot \sqrt{D_1}}{\sqrt{3} \cdot L_{bb}} = 667,27 \text{ mA} \quad (35)$$

em que T é o período referente à frequência de comutação de 25 kHz.

O diodo escolhido atende as especificações de projeto, visto que o mesmo suporta uma corrente eficaz de 1 A.

3.4 PROJETO FÍSICO DO INDUTOR

Para realizar o projeto do indutor, é definido o núcleo de ferrite do tipo E-E, o qual destaca-se na operação em alta frequência (BARBI; FONT; ALVES, 2002) e é apresentado na Figura 19.

Para dar início à metodologia de projeto, são definidos na Tabela 6 alguns parâmetros necessários.

O produto das áreas $A_e A_w$ é definido na Equação (36), e determina o

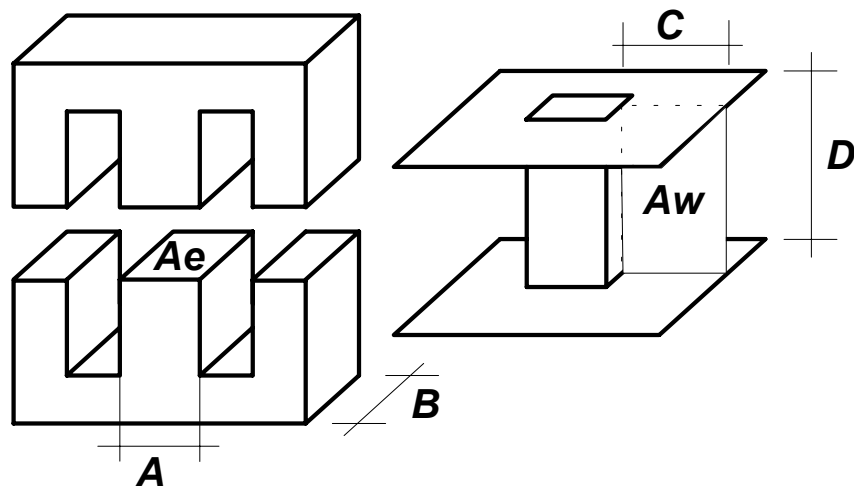


Figura 19: Núcleo magnético tipo E-E
Fonte: Adaptado de Barbi, Font e Alves (2002).

Tabela 6: Parâmetros para o projeto do indutor

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Fator de utilização da janela	K_w	0,7	
Densidade de fluxo máxima	B_{max}	0,3	T
Densidade de corrente máxima	J_{max}	350	A/cm ²
Indutância	L_{bb}	197	μ H

Fonte: Barbi, Font e Alves (2002).

núcleo a ser utilizado (BARBI; FONT; ALVES, 2002).

$$AeAw = \frac{L_{bb} \cdot i_{l_{pico}} \cdot i_{l_{rms}}}{B_{max} \cdot J_{max} \cdot K_w} \cdot 10^{-4} \quad (36)$$

A corrente de pico no indutor $i_{l_{pico}}$ pode ser obtida através da Equação (4), visto que o valor máximo da corrente é a sua própria variação, e ocorre para o valor máximo da tensão de entrada. A Equação (37) determina o valor da corrente de pico (HART, 2012; MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003).

$$i_{l_{pico}} = \Delta i_{l_1} = \frac{V_p}{L_{bb}} \cdot D_1 \cdot T = 3,65 \text{ A} \quad (37)$$

Da teoria de valor eficaz apresenta por Hart (2012), obtêm-se a Equação (38).

$$i_{l_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi \left[\frac{V_p \cdot \sin \theta \cdot D_{bb} \cdot T}{2 \cdot L_{bb}} \right]^2 d\theta} = 1,29 \text{ A} \quad (38)$$

Portanto, o produto das áreas é encontrado na Equação (39).

$$AeAw = \frac{L_{bb} \cdot i_{l_{pico}} \cdot i_{l_{rms}}}{B_{max} \cdot J_{max} \cdot K_w} \cdot 10^{-4} = 0,126 \text{ cm}^4 \quad (39)$$

Através da tabela de núcleos da fabricante Thornton (THORNTON, 2016), o núcleo que mais se aproxima do valor obtido de $AeAw$ é o núcleo NEE-20 o qual possui $AeAw$ igual a $0,08 \text{ cm}^4$, porém, devido a disponibilidade, o núcleo NEE-30/15/7 é escolhido, e possui relação $AeAw$ de $0,48 \text{ cm}^4$, com área efetiva do núcleo A_e igual a 60 mm^2 . A utilização de um núcleo com $AeAw$ superior ao de projeto implica na redução do número de espiras, no aumento do volume e consequentemente no custo do indutor.

Com a área efetiva do núcleo utilizado é possível determinar o número aproximado de espiras N , como apresentado na Equação (40) (BARBI; FONT; ALVES, 2002).

$$N = \frac{L_{bb} \cdot i_{l_{pico}}}{B_{max} \cdot A_e} \approx 40 \text{ espiras} \quad (40)$$

Ainda, para maior fidelidade ao projeto, o comprimento do entreferro l_g é calculado pela Equação (41), considerando $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$.

$$l_g = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{L_{bb}} \cdot 10^{-2} = 6,108 \cdot 10^{-6} \text{ cm} \quad (41)$$

Segundo Barbi, Font e Alves (2002), para núcleos do tipo E-E, o valor obtido do comprimento de entreferro na Equação (41) deve ser dividido metade para cada uma das pernas laterais do núcleo.

O condutor a ser utilizado é escolhido através de sua seção S_{cond} , e é calculado pela Equação (42) (BARBI; FONT; ALVES, 2002).

$$S_{cond} = \frac{i_{l_{ef}}}{J_{max}} = 3,686 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2 \quad (42)$$

O condutor que mais se aproxima do valor obtido na equação acima foi o fio esmaltado AWG 22, com seção $S_{cond} = 3,3 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2$

Deve-se considerar ainda o efeito pelicular, do inglês *skin effect*, que se faz presente em condutores percorridos por correntes de alta frequência. Esse efeito faz com que a corrente tenda a fluir pelas bordas do fio, limitando a área efetiva do condutor. A Equação (43) determina a profundidade de penetração δ (BARBI; FONT; ALVES, 2002).

$$\delta = \frac{7.5}{\sqrt{f_s}} = 47,434 \cdot 10^{-3} \text{ cm} \quad (43)$$

Segundo Barbi, Font e Alves (2002), para evitar o efeito pelicular, o diâmetro do condutor não deve exceder duas vezes a profundidade de penetração. O condutor AWG 22 possui diâmetro igual a 0,6438 mm, sendo inferior à 2δ , não havendo a necessidade de utilizar mais de um condutor em paralelo.

As perdas nos enrolamentos dependem somente da resistividade do fio ρ_{fio} , e do comprimento médio de cada espira l_{espira} multiplicado pelo número de espiras (BARBI; FONT; ALVES, 2002). A Equação (44) apresenta o cálculo realizado para quantificar a resistividade equivalente do indutor.

$$R_{fio} = \rho_{fio} \cdot l_{espira} \cdot N = 0,138 \Omega \quad (44)$$

Durante a implementação prática do indutor foram utilizadas 42 espiras, apenas pela comodidade de completar a última camada, o que resultou na indutância de 210 μH , diante dos 197 μH calculados. A resistência do indutor R_{fio} foi medida experimentalmente e possui valor igual 0,2 Ω .

3.5 PROJETO DO CIRCUITO DE ACIONAMENTO DO MOSFET

As topologias ativas de conversores CC-CC realizam o controle do fluxo de potência para a carga através da comutação da chave semicondutora. Alterando o valor do tempo de chave aberta e de chave fechada, é possível entregar à carga uma tensão CC regulada (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003).

A partir das relações de tempo de chave aberta e tempo de chave fechada define-se a largura de pulso (POMILIO, 2014b). Portanto, existe a necessidade de um circuito para geração desse sinal, e para condicioná-lo ao acionamento da chave semicondutora.

Para realizar tal função é utilizado o Circuito Integrado (CI) SG3524, apresentado na Figura 20, atuando como gerador de PWM. Utilizando a folha de dados da fabricante Texas Instruments, é possível dispor e projetar os componentes externos ao CI (INSTRUMENTS, 2003).

Os valores de RT e CT determinam a frequência do oscilador, e consequentemente da frequência do sinal de saída. RT e CT relacionam-se através da Equação (45) (INSTRUMENTS, 2003).

pole, obtendo isolação do circuito de acionamento da chave e níveis de tensão e corrente coerentes com os requeridos pela chave. A disposição completa do circuito de acionamento da chave é apresentado na Figura 21 (INSTRUMENTS, 2017).

A Tabela 7 apresenta os componentes utilizados no circuito, bem como seus valores comerciais.

Tabela 7: Componentes utilizados no *driver* de acionamento da chave semicondutora

Componente	Valor	Componente	Valor	Componente	Valor
R1	2 k Ω	R6	5,6 k Ω	R	10 k Ω
R2	2 k Ω	R7	100 Ω	RT	5,2 k Ω
R3	100 Ω	R8	1 k Ω	CT	10 nF
R4	390 Ω	R9	560 Ω	Vcc1	15 V
R5	2,7 k Ω	R10	100 Ω	Vcc2	15 V
C1	100 nF	D1	1N4148	BC547	$\beta=100$
2N2222	$\beta=40$	2N2907	$\beta=40$	Optoacoplador	6N137

Fonte: Autoria própria.

4 ANÁLISE DOS RESULTADOS

Nesse capítulo são apresentados os resultados de simulações e da implementação em laboratório do projeto proposto no Capítulo 3.

O *driver* de acionamento dos LEDs é alimentado pela tensão da rede elétrica de 127 V eficazes com frequência de 60 Hz, e o conversor opera em malha aberta, sendo controlado pelo circuito projetado na Seção 3.5.

4.1 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Juntamente com o modelo do circuito proposto na Seção 2.5 e os componentes projetados no Capítulo 3, são realizadas simulações com o auxílio do *software* PSIM[®] para validação dos modelos teóricos. Os parâmetros do circuito são apresentados na Tabela 8, e o circuito é disposto como mostra a Figura 22.

Tabela 8: Parâmetros utilizados para realização das simulações

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Frequência de comutação	f_s	25	kHz
Razão cíclica	D_1	0,1	
Tensão eficaz de entrada	V_{CA}	127	V
Indutância	L_{bb}	197	μH
Capacitância	C_{bb}	1586	μF
Diodo do conversor	D_{bb}	ideal	-
Diodos da ponte retificadora	D_r	ideais	-

Fonte: Autoria própria.

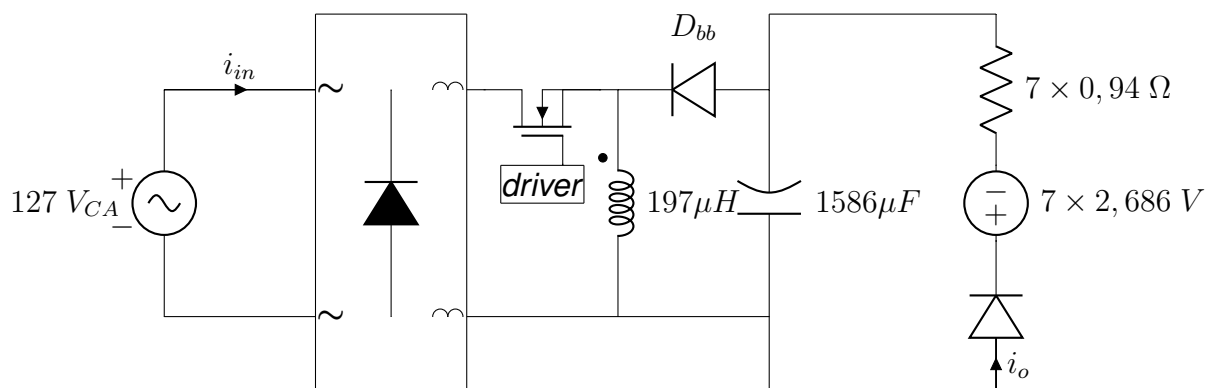


Figura 22: Disposição dos componentes no circuito a ser simulado
Fonte: Autoria própria.

O passo de simulação utilizado foi de 100 ns, e os resultados das simulações foram exportados através de vetores de pontos e importados no *software* MatLab[®], onde foram reorganizado para geração das imagens.

Primeiramente são avaliados os esforços sobre os diodos do retificador, os quais mostram na Figura 23 a compatibilidade com o modelo escolhido, capaz de suportar a tensão de 600 V, diante do valor máximo de 180 V.

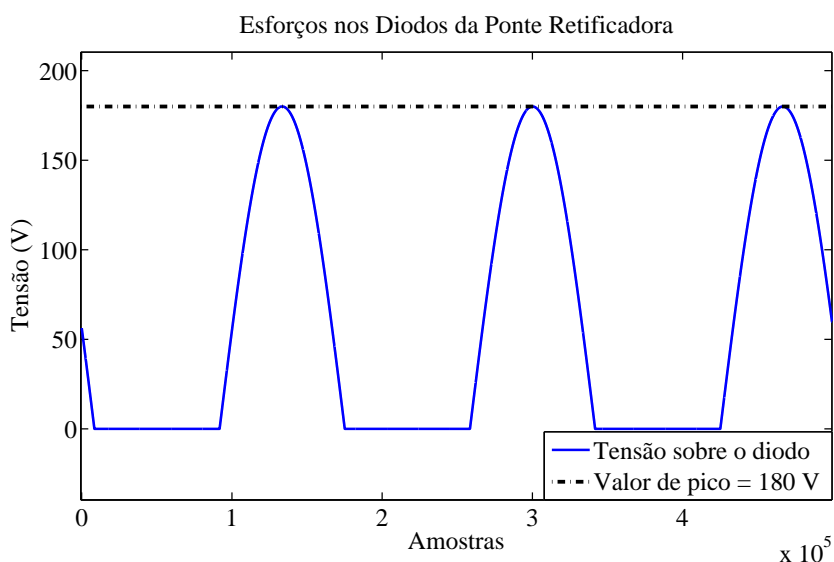


Figura 23: Esforços de tensão sobre os diodos da ponte retificadora
Fonte: Autoria própria.

Para sua capacidade de corrente, na Figura 24 são avaliados os valores de pico e eficaz da corrente de entrada. O valor eficaz é de 463,3 mA, inferior ao limite de 1 A, e o valor de pico é de 3,56 A, abaixo do pico admitido de 35 A (MOTOROLA, 1996).

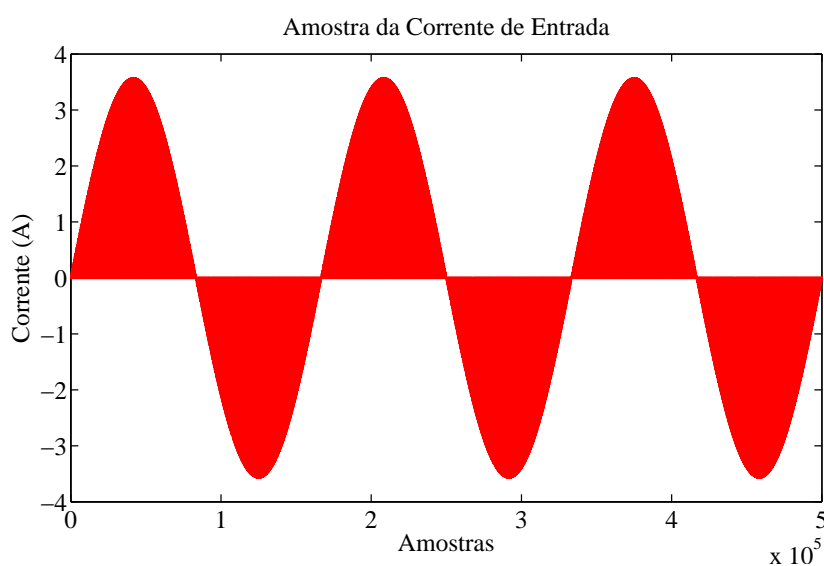


Figura 24: Esforços de corrente sobre os diodos da ponte retificadora
Fonte: Autoria própria.

Na Seção 3.1, o ensaio realizado experimentalmente no ponto de operação de 700 mA resultou na tensão de 23,41 V sobre o conjunto de LEDs. Em simulação, o resultado obtido presente na Figura 25 é de 23,42 V. Ainda na mesma figura, é analisada a corrente de saída do *driver*, o qual obteve o valor médio de 701,6 mA, muito próximo aos 700 mA estipulados pelo projeto, fornecendo 16,43 W à carga. O valor da potência é obtido pela multiplicação ponto a ponto dos sinais de tensão e corrente de saída, e extraído a média desse valor.

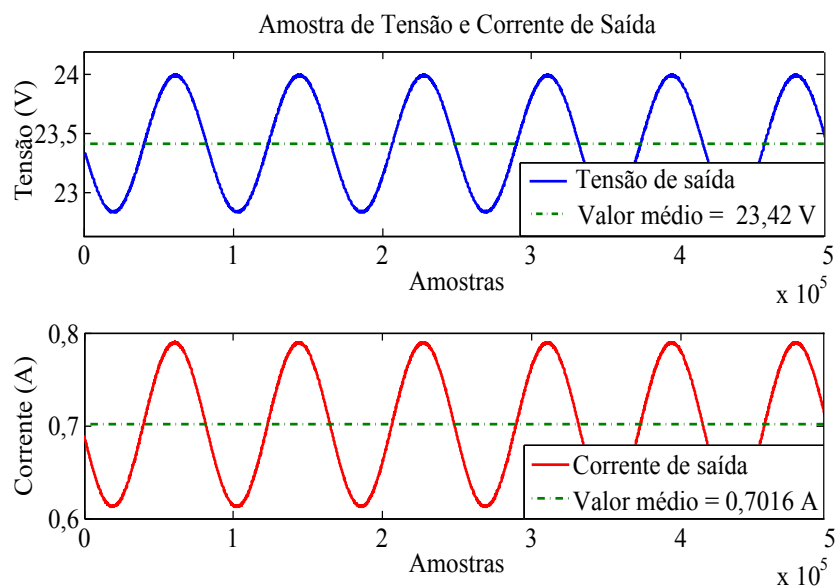


Figura 25: Forma de onda de tensão e corrente na saída do *driver*
Fonte: Autoria própria.

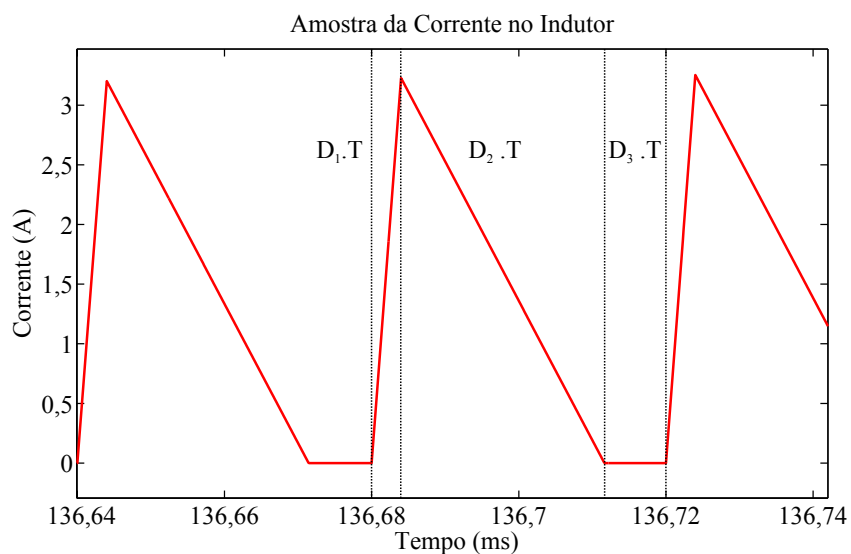


Figura 26: Forma de onda da corrente no indutor obtida por simulação
Fonte: Autoria própria.

Para garantir que o modo de operação do conversor seja descontínuo, é

analisada na Figura 26 a corrente no indutor, na qual pode-se identificar as três etapas de operação do modo descontínuo definidas na Seção 2.5.

Sobre as características de regulação de fator de potência desse conversor, a corrente de entrada deve possuir envoltório senoidal em fase com a tensão de entrada para garantir elevado fator de potência (HART, 2012). A Figura 27 mostra a forma de onda da corrente de entrada do *driver*.

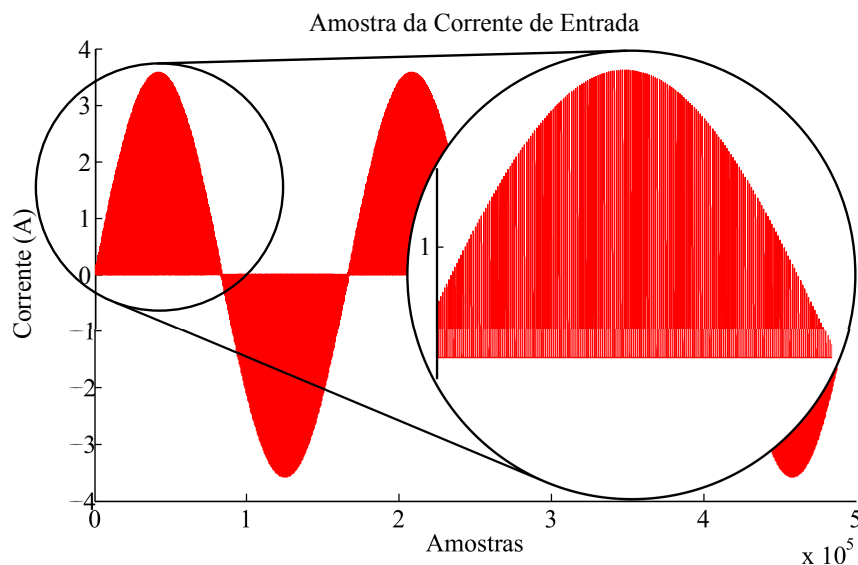


Figura 27: Forma de onda da corrente de entrada do *driver* com característica pulsada
Fonte: Autoria própria.

Embora a corrente de entrada possua envoltório senoidal, a figura evidencia sua forma pulsada em alta frequência, e com essa forma não é capaz de manter um fator de potência elevado, devido sua alta taxa de distorção harmônica (cerca de 350%). Tal condição é justificada pela relação direta entre fator de potência e taxa de distorção harmônica, como mostra a Equação (46) (POMILIO, 2016).

$$FP = \frac{\cos(\phi)}{\sqrt{1 + THD^2}} \quad (46)$$

Para que as harmônicas de alta frequência sejam atenuadas, faz-se necessário a utilização de alguma topologia de filtro passa baixas na entrada do circuito, de modo que a corrente de entrada seja formada apenas por componentes de baixa frequência (KIRSTEN, 2011).

A topologia LC de filtros é utilizada, contendo apenas um indutor série com a entrada CA, e um capacitor em paralelo com a carga, como mostra a Figura 28.

A carga, expressa por R_{em} , é a resistência emulada do conversor, ou seja, uma aproximação do comportamento da carga perante à rede. Como já citado, os

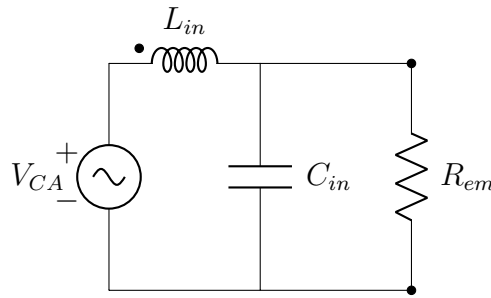


Figura 28: Disposição do filtro de entrada no circuito

Fonte: Adaptado de Kirsten (2011).

conversores CC-CC em MCD operam como reguladores de fator de potência por terem a característica intrínseca de possuir um valor médio de tensão e de corrente para cada instante de tempo, como sugere a Equação (47) (KIRSTEN, 2011; POMILIO, 2016).

$$R_{em} = \frac{V_{in}(t)}{I_{in}(t)} \quad (47)$$

Como $I_{in}(t)$ possui comportamento semelhante à corrente no indutor, seu valor médio pode ser calculado pela integral da curva no período, ou fazendo a análise da área do triângulo formado na primeira etapa. A base dos triângulos é $D_1 \cdot T$, e como o valor mínimo da corrente é zero, a altura do triângulo é a própria variação de corrente Δi_l encontrada na Equação (4). Portanto em um período, o valor da corrente de entrada é expresso na Equação (48) (KIRSTEN, 2011; POMILIO, 2016).

$$I_{in}(t) = \frac{V_{in}(t) \cdot D_1^2 \cdot T}{2L_{bb}} \quad (48)$$

E então, por meio da Equação (47), a relação anterior é reorganizada na Equação (49).

$$R_{em} = \frac{2 \cdot L_{bb}}{D_1 \cdot T} \quad (49)$$

Dessa maneira é possível determinar a resistência emulada do conversor, e calcular os valores L_{in} e C_{in} pertinentes para o filtro LC de entrada através das Equações (50) e (51).

$$L_{in} = \frac{R_{em}}{2 \cdot \pi \cdot f_{corte}} \quad (50)$$

$$C_{in} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{corte} \cdot R_{em}} \quad (51)$$

Atribuindo a frequência de corte uma década abaixo da frequência de comutação

(2,5 kHz), são obtidos os valores de $L_{in} = 62,665 \text{ mH}$ e $C_{in} = 64,675 \text{ nF}$. Entretanto, foi observado por meio de simulações que o valor de L_{in} é demasiadamente grande, e que $L_{in} = 30 \text{ mH}$ já seria o suficiente para atender os requisitos especificados. O circuito é reorganizado e simulado novamente, considerando a resistência da chave semicondutora durante a condução R_{DSon} , e a resistência medida do indutor R_{fio} , como mostra a Figura 29.

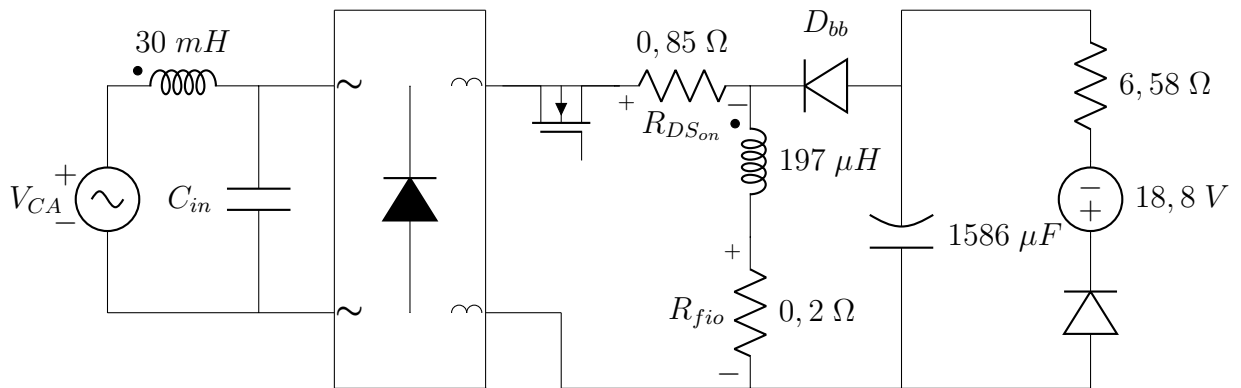


Figura 29: Circuito completo utilizado para simulação

Fonte: Autoria própria.

Após a inserção do filtro de entrada e das resistências adicionais, puderam ser observadas mudanças no comportamento do circuito. Além da diminuição da corrente eficaz de entrada presente na Figura 27 de $463,3 \text{ mA}$ para $158,24 \text{ mA}$ (Figura 30), os valores médios de tensão e corrente de saída também sofreram alterações.

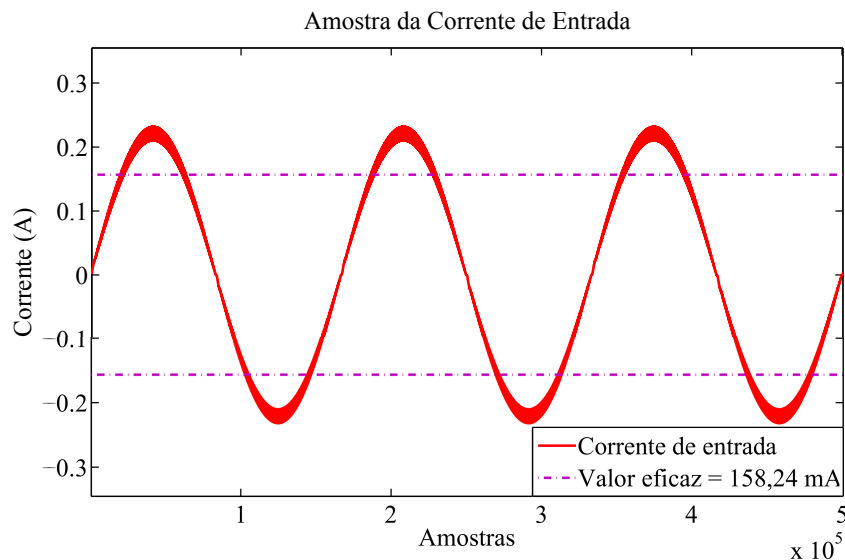


Figura 30: Forma de onda da corrente de entrada do driver após a inserção do filtro de entrada e das demais resistências

Fonte: Autoria própria.

Analisa-se na Figura 31, o espectro em frequência da corrente de entrada após a inserção do filtro, obtendo uma distorção total de cerca de 3% em relação à frequência fundamental (60 Hz).

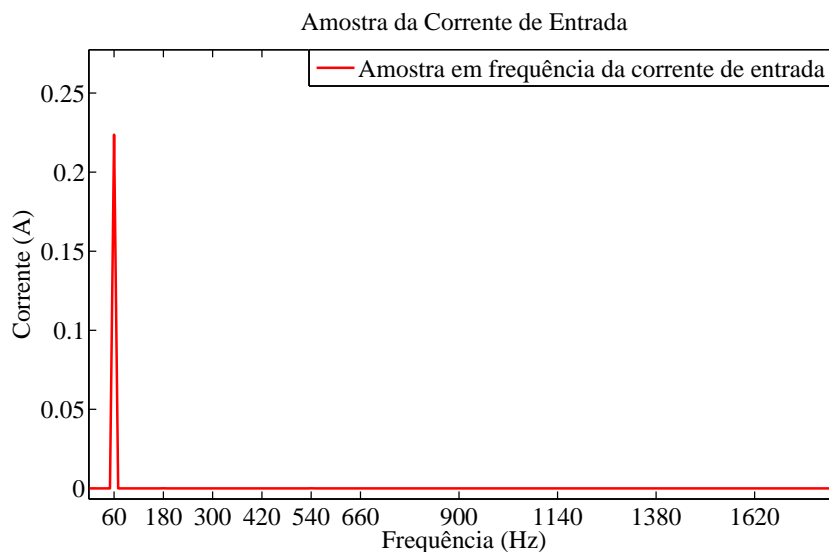


Figura 31: Amostra em frequência da corrente de entrada do *driver* com filtro de entrada
Fonte: Autoria própria.

A Figura 32 apresenta as características de saída do *driver* após a inserção do filtro de entrada. Embora os novos valores obtidos sejam superiores aos estipulados para o *driver*, na prática, se necessário, é possível compensar esse desvio através da diminuição do ciclo de trabalho.

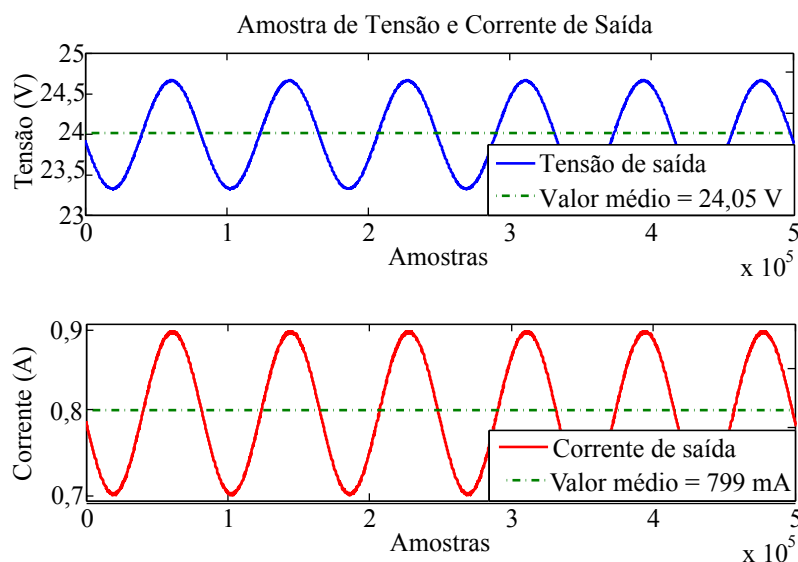


Figura 32: Tensão e corrente de saída do *driver* com filtro de entrada
Fonte: Autoria própria.

Os esforços de tensão sobre a chave semicondutora são apresentados na Figura 33, e possuem um valor máximo de 259,6 V, inferior aos 600 V suportados pela chave utilizada.

Os parâmetros de entrada do *driver* são dispostos na Figura 34, e nota-se

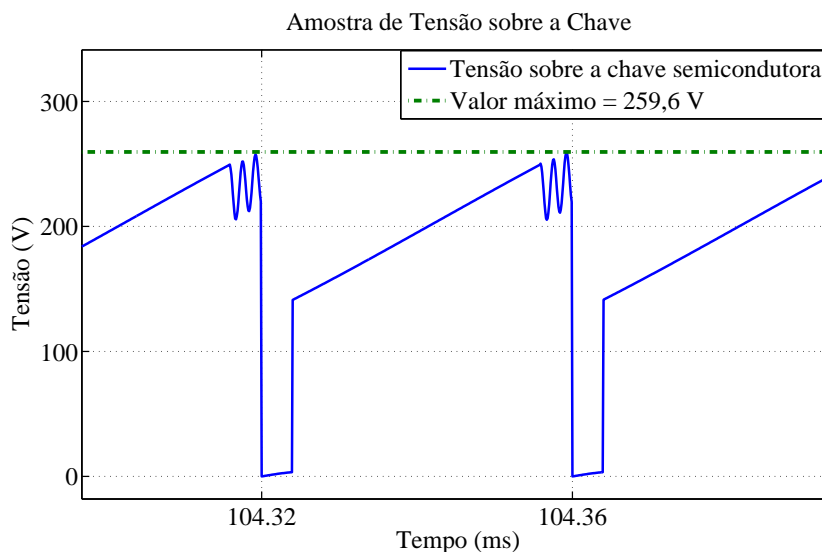


Figura 33: Esforços de tensão sobre os terminais *drain* e *source* da chave

Fonte: Autoria própria.

a semelhança da corrente de entrada e da tensão proveniente da rede elétrica. A corrente de entrada é multiplicada 400 vezes para que seja possível observá-la na mesma escala da tensão. O fator de potência expresso na figura é proveniente do *software* utilizado para simulação.

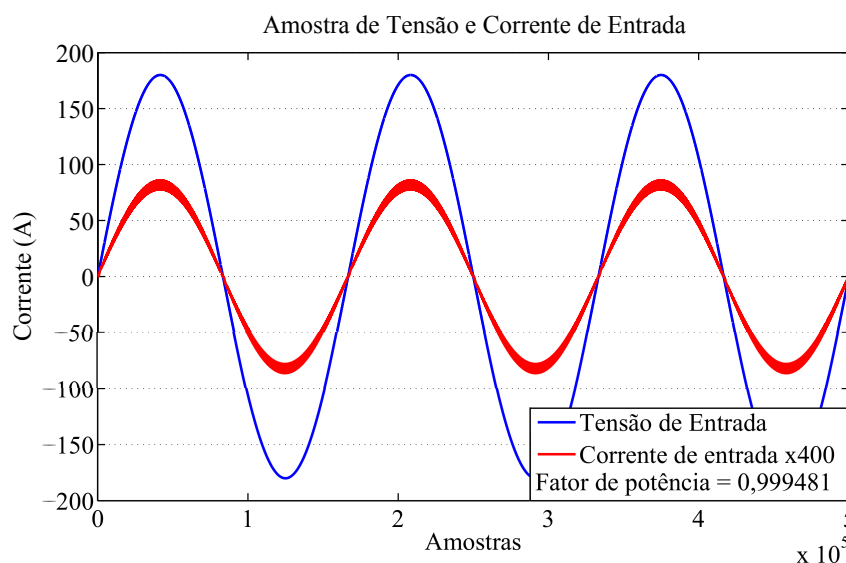


Figura 34: Envoltório dos sinais de tensão e corrente na entrada do *driver* com filtro

Fonte: Autoria própria.

São apresentados na Tabela 9 os resultados de simulação obtidos para que seja realizada posteriormente a comparação de resultados experimentais e de simulação.

Tabela 9: Resultados obtidos através de simulação

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Tensão de saída	V_o	24,058	V
Ondulação da tensão de saída	ΔV_o	5,523	%
Corrente de saída	i_o	798,904	mA
Ondulação da corrente de saída	Δi_o	25,275	%
Potência na carga	P_o	19,22	W
Corrente eficaz de entrada	$I_{in_{rms}}$	158,179	mA
Fator de potência	FP	0,999481	
Taxa de distorção harmônica total	$THD\%$	3,2	%
Potência ativa	P	20,122	W
Potência aparente	S	20,132	VA
Rendimento	η	95,51	%

Fonte: Autoria própria.

4.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Na Figura 35 é apresentada uma fotografia do protótipo desenvolvido nesse trabalho, o qual é composto por uma placa que contém a geração do sinal PWM e o *driver* de acionamento da chave, em seguida o circuito de potência, e conectado à ele uma placa que contém a carga de LEDs sobre um dissipador térmico.

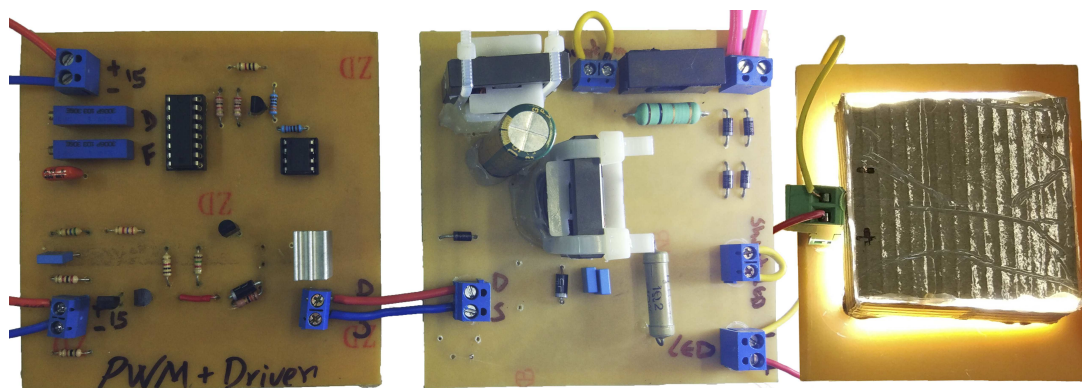


Figura 35: Fotografia do protótipo implementado

Fonte: Autoria própria.

Tabela 10: Parâmetros utilizados para implementação prática do *driver*

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Frequência de comutação	f_s	25	kHz
Razão cíclica	D_1	0,1	
Tensão de entrada	V_{CA}	127	V
Indutor do conversor	L_{bb}	210	μH
Capacitor do conversor	C_{bb}	1480	μF
Indutor do filtro de entrada	L_{in}	30	mH
Capacitor do filtro de entrada	C_{in}	66	nF

Fonte: Autoria própria.

O modelo completo considerado na Figura 29 foi implementado em laboratório, e os componentes utilizados estão presentes na Tabela 10. Para as medições do protótipo, foi utilizado um osciloscópio Tektronix TDS2012C, e todas as medições foram realizadas com o circuito completo em funcionamento.

O circuito de acionamento da chave foi projetado para manter frequência e razão cíclica fixos, e podem ser observados na Figura 36, medidos entre *gate* e *source* do MOSFET. É possível constatar que com frequência fixa de 25 kHz e razão cíclica de 10% do período total, o período t_{on} da chave deve ser igual a 4 μ s.

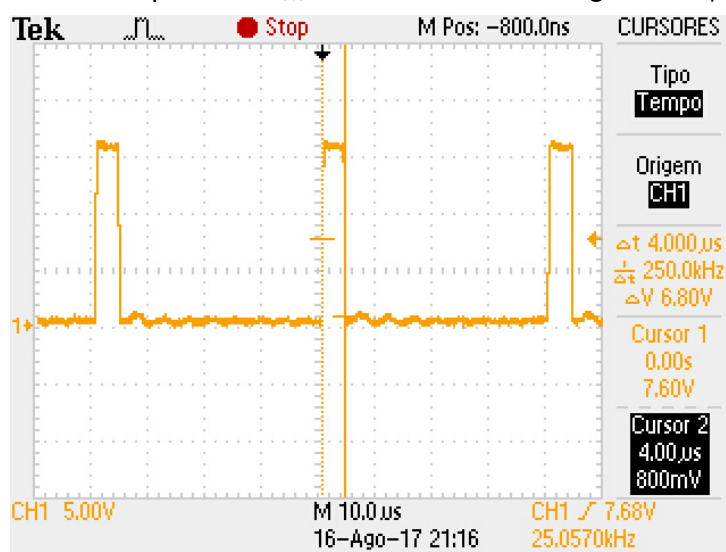


Figura 36: Razão cíclica (CH 1 - 5 V/div) - Escala de tempo: 10 μ s/div
Fonte: Autoria própria.

A Figura 37 apresenta a tensão sobre os terminais *drain* e *source* do MOSFET, que resultou num valor máximo de aproximadamente 240 V, e possui forma semelhante ao resultado de simulação encontrado na Figura 33.

Para a obtenção da corrente na carga de LEDs foi utilizado um resistor em série (resistor *shunt*) de 1,15 Ω medidos experimentalmente, e sua forma de onda está presente na Figura 38 (a). Adequando o valor eficaz apresentado pelo osciloscópio pra valores reais de corrente, ou seja, dividindo o valor de tensão apresentado pelo valor da resistência *shunt*, obtêm-se o valor de 675,65 mA.

O equipamento utilizado para a medição, entretanto, considera os ruídos presentes na onda pra apresentar seus valores de máximo e mínimo, causando certa imprecisão nos valores reais de variação. Para contornar esse contratempo, a Figura 38 (b) é gerada, e a variação de corrente sobre a carga é de aproximadamente 176 mV/1,15 Ω , diante os 675,65 mA eficazes.

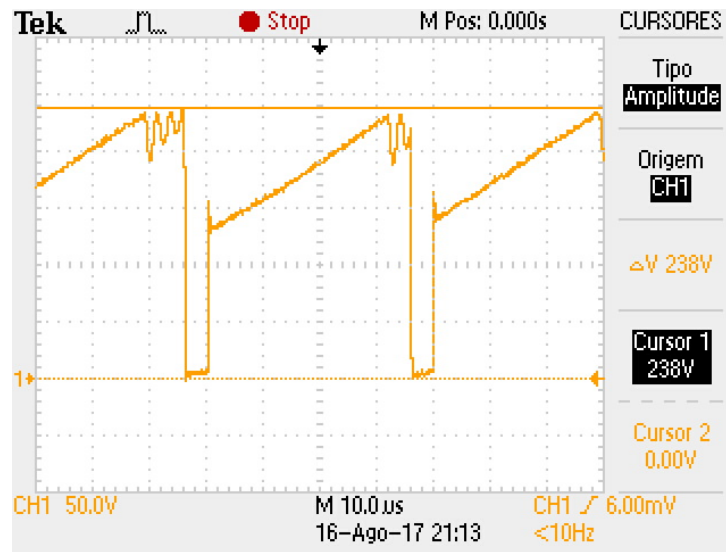


Figura 37: Tensão no MOSFET (CH 1 - 50 V/div) - Escala de tempo: 10 μs/div
Fonte: Autoria própria.

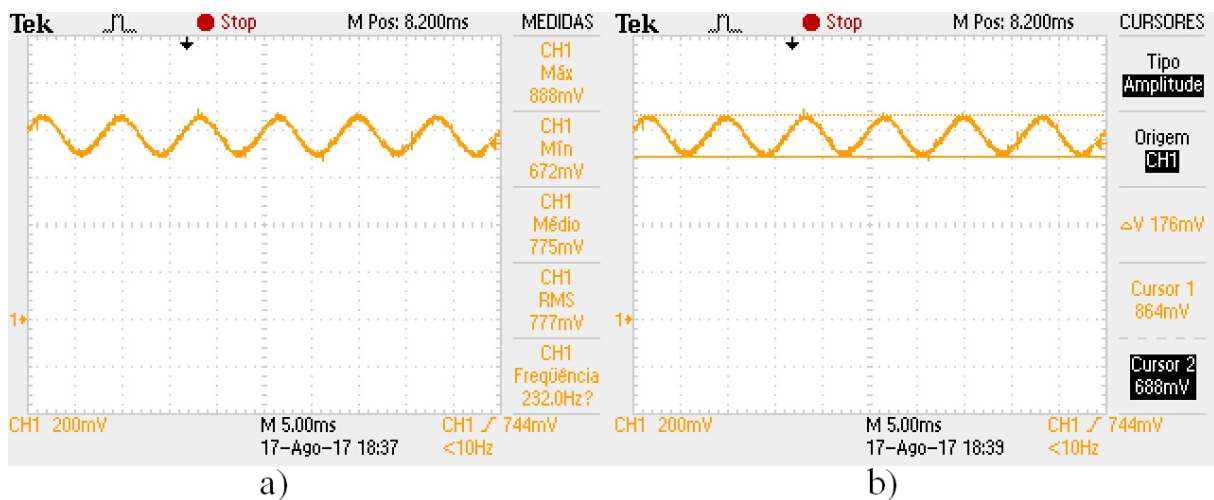


Figura 38: Corrente de saída (CH 1 - 200 mV/div) - Escala de tempo: 5 ms/div
Fonte: Autoria própria.

O valor em percentual dessa variação é expresso na Equação (52).

$$\Delta i_o = \frac{153,0434}{675,65} \times 100\% = 22,65\% \quad (52)$$

Segundo Almeida *et al.* (2015), a variação máxima da corrente admitida no LED é 50% do seu valor médio. Respeitando esse limite, é possível manter a integridade do LED, e não provocar danos à saúde humana, como dores de cabeça e tontura. Portanto, o valor de 22,65% é aceitável.

Dos parâmetros de saída do *driver*, faz-se necessário a leitura da tensão sobre a carga, e seu resultado é apresentado na Figura 39 (a). O valor de 23,7 V se faz condizente com o esperado de 23,42 V, e não provocou alterações significativas

no sistema como um todo.

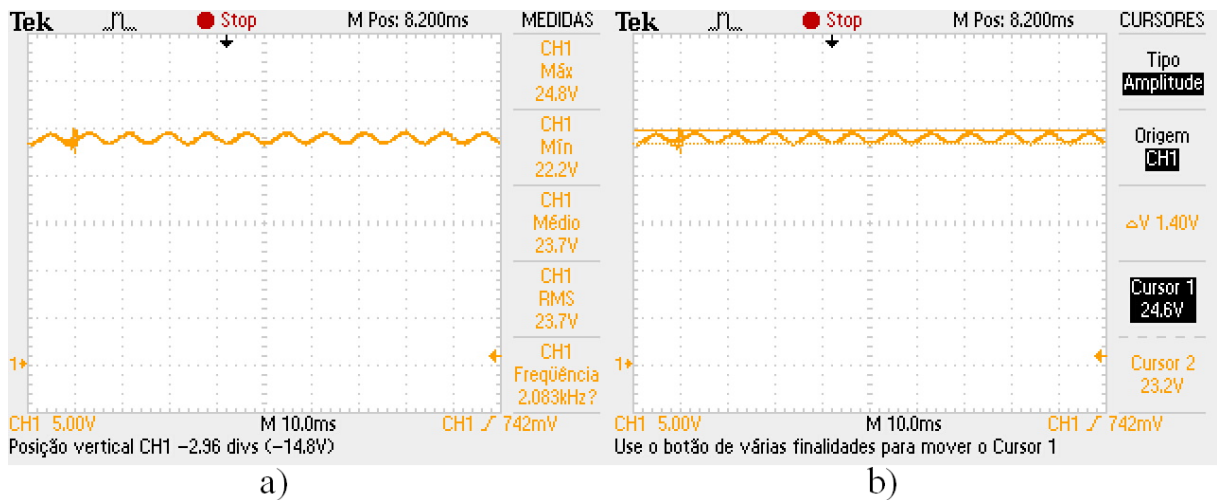


Figura 39: Tensão de saída (CH 1 - 5 V/div) - Escala de tempo: 10 ms/div
Fonte: Autoria própria.

A variação da tensão de saída foi estipulada em 5%, e a Figura 39 (b) representa essa variação no protótipo implementado. Assim como foi calculado para Δi_o , a Equação (53) determina o valor percentual de ΔV_o .

$$\Delta V_o = \frac{1,4}{23,7} \times 100\% = 5,9\% \quad (53)$$

O valor obtido de ΔV_o difere do estipulado, e pode ser justificado pelo valor real do capacitor não ser equivalente ao de projeto, bem como demais não idealidades dos componentes utilizados.

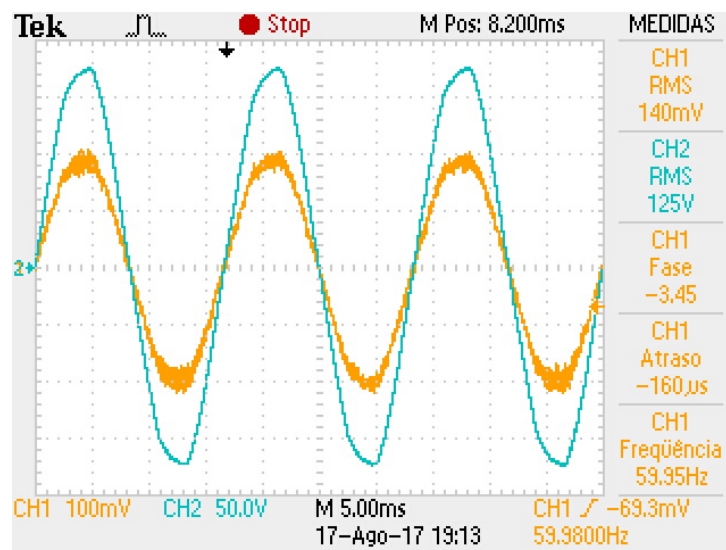


Figura 40: Corrente de entrada (CH 1 - 100 mV/div) - Escala de tempo: 5 ms/div
Tensão de entrada (CH 2 - 50 V/div) - Escala de tempo: 5 ms/div
Fonte: Autoria própria.

Sendo uma das principais formas de ondas necessárias para o êxito desse trabalho, a tensão e corrente de entrada são apresentadas na Figura 40. A corrente de entrada foi obtida por meio de outro resistor *shunt*, com valor medido de $1,0 \Omega$ disposto à montante do filtro LC. A Figura 41 foi gerada com os pontos exportados pelo osciloscópio. Vale ressaltar que como o protótipo é alimentado pela tensão da rede elétrica (127 V), está sujeito às variações da mesma, visto que não há controle em malha fechada da razão cíclica.

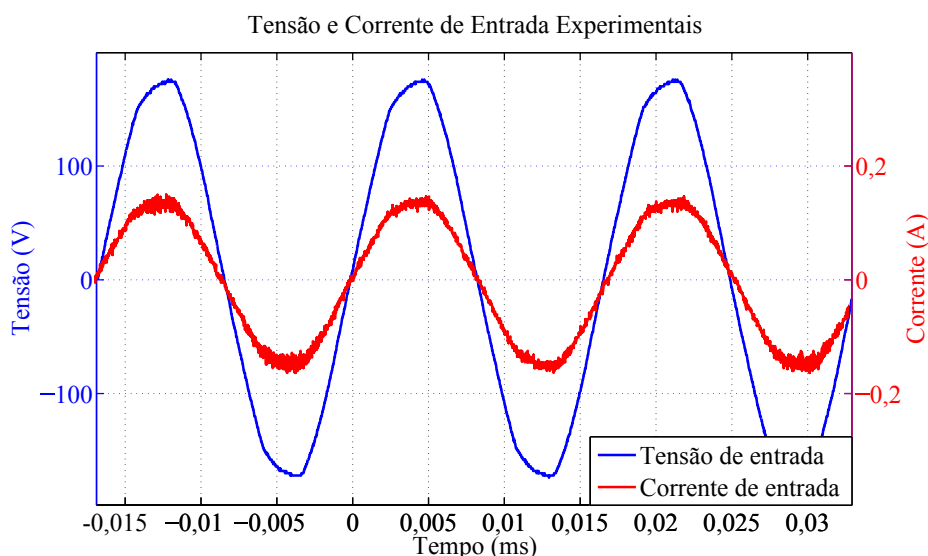


Figura 41: Formas de onda de tensão e corrente de entrada experimentais do driver

Fonte: Autoria própria.

É possível observar pelas Figuras 40 e 41 que a forma de onda da tensão de entrada não é uma senoide perfeita, e seu valor eficaz medido pelo osciloscópio é de 125 V.

Para as demais medições foi utilizada uma rotina no MatLab desenvolvida por Bacurau (2014), a qual foi modificada para se adequar aos dados de entrada desse trabalho (vide Anexo A). O *script* calcula, para os vetores importados, os valores eficazes das harmônicas de corrente até a ordem desejada, o fator de potência, e as potências ativa, reativa e aparente.

Os valores eficazes das harmônicas de corrente são apresentados na Tabela 11, tendo como base os limites atribuídos pela norma IEC 61000-3-2 Classe D (PINTO, 2012; EPSMA, 2010). Para determinar o valor máximo admitido em Ampères, é utilizado o valor da potência ativa de entrada calculado pelo *script*, que resulta no valor de 17,330996 W.

Observa-se pela tabela abaixo, que há ultrapassagem dos valores admitidos para a 13^a e para a 19^a ordem. Essa ultrapassagem pode estar relacionada às

Tabela 11: Resultados experimentais de harmônicos em relação a classe D da norma IEC61000-3-2 para equipamentos que se enquadram na classe C (≤ 25 W)

Ordem (n)	Máximo admitido mA/W	Máximo admitido mA	Valor Obtido
1	-	-	139,024 mA
3	3,4	58,925 mA	1,472 mA
5	1,9	32,929 mA	2,293 mA
7	1	17,331 mA	1,404 mA
9	0,5	8,665 mA	0,401 mA
11	0,35	6,066 mA	0,478 mA
13	0,35/13	0,467 mA	0,538 mA
15	0,35/15	0,404 mA	0,315 mA
17	0,35/17	0,357 mA	0,335 mA
19	0,35/19	0,319 mA	0,395 mA

Fonte: Autoria própria.

harmônicas presentes na rede durante as medições realizadas, ou ainda, à simplificação do filtro de entrada realizado na Seção 4.1.

Os valores obtidos na Tabela 11 são expostos na Figura 42, onde pode-se visualizar de forma mais clara os limites impostos, e as ultrapassagens.

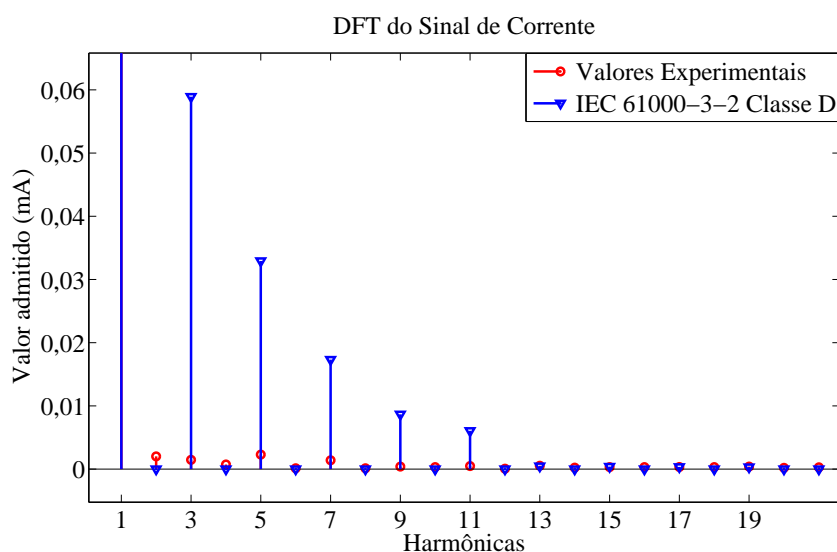


Figura 42: Comparação dos resultados obtidos com os valores admitidos pela norma IEC 61000-3-2 Classe D

Fonte: Autoria própria.

Como já citado na Seção 2.6, o dispositivo com potência inferior a 25 W mas que se enquadra na classe de iluminação deve atender os limites da Classe D (Tabela 11), ou respeitar o limite de corrente da terceira harmônica em 86% e a corrente da quinta harmônica em 61% da corrente fundamental. Para esse segundo caso o protótipo atende, pois para a terceira harmônica mantém 1,0588% e para a quinta harmônica obtêm 1,6493% da frequência fundamental.

Os demais valores percentuais das harmônicas em relação à frequência fundamental são expostos na Tabela 12, onde é apresentado o desempenho do protótipo desenvolvido referente aos limites impostos pela Classe C da norma. Para determinar o limite admitido na harmônica de ordem 3, é utilizado o fator de potência calculado pelo *script*, o qual resulta no valor de 0,997513.

Tabela 12: Resultados experimentais de harmônicos em relação a classe C da norma IEC61000-3-2 (>25 W)

Ordem (n)	Máximo valor permitido	Módulo (A)	Módulo (%)
1	100%	0,139024	100%
2	2%	0,002011	1,4465%
3	$30 \times FP \approx 29,9253\%$	0,001472	1,0588%
5	10%	0,002293	1,6493%
7	7%	0,001404	1,0098%
9	5%	0,000401	0,2884%
$11 \leq n \leq 39$ (ímpares)	3%	0,000478	0,3438%

Fonte: Adaptado de Pinto (2012).

Apesar da Tabela 11 não expressar, os valores das harmônicas acima da décima primeira ordem também se mantiveram inferiores à norma, e podem ser observados na Figura 43.

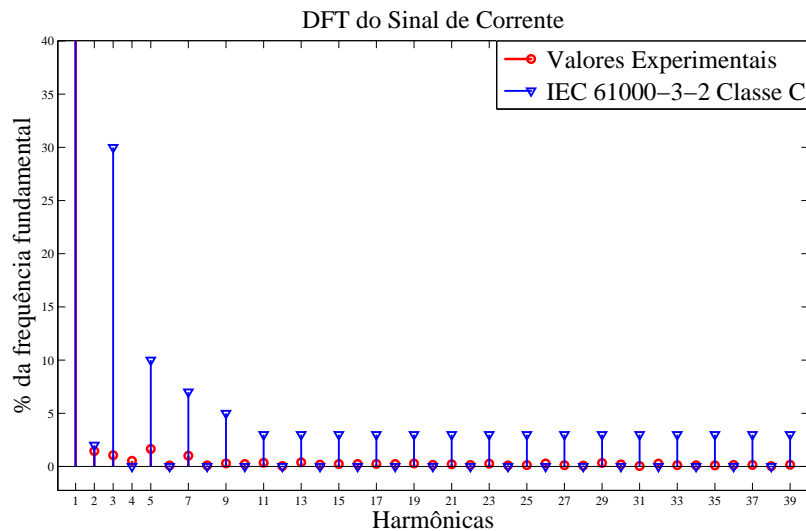


Figura 43: Comparação dos resultados obtidos com os valores admitidos pela norma IEC 61000-3-2 Classe C

Fonte: Autoria própria.

A Tabela 13 compara todos os resultados obtidos até o momento, levando em consideração o projeto, a simulação e a implementação. Os valores experimentais apresentados de V_{CA} , $I_{in_{rms}}$, FP , P , e S foram obtidos através do *script* no MatLab, e a $THD\%$ foi calculada com os valores eficazes das harmônicas aplicadas à Equação (4.2) (HART, 2012).

$$THD\% = \frac{\sqrt{\sum_{N=2}^{\infty} I_{N_{rms}}^2}}{I_{1_{rms}}} \quad (54)$$

Onde $I_{N_{rms}}$ é o valor eficaz para as harmônicas de 2 à 39, e $I_{1_{rms}}$ é o valor eficaz da harmônica de primeira ordem (60 Hz).

Tabela 13: Comparação dos resultados experimentais e de simulação

Variável Medida	Projeto	Simulação	Implementação
V_{CA}	127 V	127 V	124,65 V
$I_{in_{rms}}$	129 mA	158,24 mA	139,373 mA
V_o	23,41 V	24,058 V	23,7 V
ΔV_o	5%	5,523%	5,9%
i_o	700 mA	798,904 mA	675,65 mA
Δi_o	20%	25,29%	22,65%
P_o	16,387 W	19,22 W	16,012 W
FP	1	0,999481	0,997513
$THD\%$	-	3,2%	2,93%
P	16,387 W	20,122 W	17,33099 W
S	16,387 VA	20,132 VA	17,37421 VA
η	100%	95,51%	92,38%

Fonte: Autoria própria.

Para o cálculo do rendimento experimental do protótipo, não foi contabilizado o consumo das fontes auxiliares utilizadas na alimentação do circuito de acionamento da chave semicondutora.

5 CONCLUSÃO

Nesse trabalho foi apresentado uma análise comparativa do LED com as demais formas de iluminação residencial, e posteriormente foi realizado o estudo e implementação do conversor *buck-boost* PFC para o acionamento do conjunto de 7 LEDs de potência, a fim de obter a potência de 15 W na carga.

Em virtude dos dados apresentados na Seção 2.3, é visível a superioridade das lâmpadas LED em termos de custo-benefício e de eficiência energética quando comparadas com as demais lâmpadas utilizadas para os mesmos fins.

O conversor *buck-boost* PFC projetado no Capítulo 3 é simulado com o auxílio de simuladores computacionais, e os resultados são apresentados na Seção 4.1. Foi observado, antes da inserção do filtro de entrada, que a tensão e a corrente de saída foram condizentes com os valores esperados para o projeto, entretanto, as características de rendimento do conversor não foram atendidas por completo.

Devido às harmônicas de alta frequência presentes na corrente de entrada, foi utilizada a topologia LC de filtros, projetada para uma frequência de corte uma década abaixo da frequência de comutação. A corrente de entrada passou a ser composta apenas por harmônicas de baixa frequência e garantiu o fator de potência de 0,999481 e uma taxa de distorção harmônica total de 3,2%.

Apesar de promover um aumento considerável nas características de rendimento do *driver*, a utilização do filtro de entrada provocou nas simulações, um acréscimo nos valores médios de tensão e corrente de saída. O projeto é mantido sobre as mesmas especificações, pois é de conhecimento que, na prática, demais não idealidades e interferências são inseridas no sistema. E ainda, há a possibilidade de se reduzir o tempo de chave fechada t_{on} através da diminuição do ciclo de tarefa, o que permite reduzir a potência entregue aos LEDs.

Os resultados obtidos na prática com o protótipo foram condizentes com o projeto, e não houve a necessidade de alterar a razão cíclica. Como o conversor opera em malha aberta, variações no sinal de entrada provocam alterações nas variáveis de saída do *driver*. Como sugestão para trabalhos futuros, pode-se implementar uma técnica de controle em malha fechada, a fim de controlar a razão cíclica da chave, e

diminuir as oscilações de baixa frequência na carga.

As características de rendimento do *driver* quanto à fator de potência e taxa de distorção harmônica foram atendidos, inclusive quanto à norma IEC 61000-3-2 Classe C. Vale ressaltar, que a norma é atendida mesmo para a tensão de alimentação ser inferior a 220 V.

A potência de saída estipulada de 15 W também é alcançada, apesar da tensão da rede estar inferior à nominal de projeto (127 V) no momento das medições.

REFERÊNCIAS

ALMEIDA, Pedro Santos. Conversor Integrado Sepic Buck-Boost Aplicado Ao Acionamento De Leds De Potência Em Iluminação Pública. p. 158, 2012.

ALMEIDA, Pedro S; CAMPONOGARA, Douglas; BRAGA, Henrique A C; COSTA, Marco A Dalla; ALONSO, J Marcos. Matching LED and Driver Life Spans. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 9, n. 2, 2015.

ALONSO, J. M.; GACIO, D.; GARCÍA, J.; RICO-SECADES, M.; Dalla Costa, M. A. Analysis and design of the integrated double buck-boost converter operating in full DCM for LED lighting applications. **IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)**, p. 2889–2894, 2011. ISSN 1553-572X.

ALUMBRA. **Lâmpadas fluorescentes compactas**. 2015.

AMOROSO, M.M; GUEDES, Damião; MARCELINO, Roderval; BETTIOL, Arlan; CARNIATO, Antonio; JÚNIOR, Jorge; ANSELMO, Samuel; MAFRA, Maurício. PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE LUMINÁRIA LED EFICIENTE E FLEXÍVEL. v. 1, p. 241–247, 2011. ISSN 2175-5302. Disponível em: <<https://periodicos.ifsc.edu.br/index.php/rtc/article/view/698/469>>.

ANANWATTANAPORN, Santipoint; NGAOPITAKKUL, Atthapol. **Power Quality Analysis in Light Emitting Diode Lamps**. Bangkok, Thailand, 2016.

BACURAU, Rodrigo Moreira. **Medidor de energia inteligente para discriminação de consumo por aparelho através de assinatura de cargas**. 2014.

BARBI, Ivo. **Eletrônica de Potência**. Florianópolis: UFSC, 1986. 360 p.

BARBI, Ivo. **Eletrônica de potência: projetos de fontes chaveadas**. Ed. do aut. Florianópolis: Ivo Barbi, 2001. 334 p.

BARBI, Ivo. **Eletronica de potencia**. 2006. 327 p.

BARBI, Ivo. **Correção Ativa do Fator de Potência**. 2015. 155 p.

BARBI, Ivo; FONT, Carlos Henrique IIIa; ALVES, Ricardo Luiz. **Projeto Físico de Indutores e Transformadores**. Florianópolis: Universidade Federal de Santa Catarina, 2002. 10 p.

BENDER, Vitor Cristiano. Metodologia de Projeto Eletrotérmico de LEDs Aplicada ao Desenvolvimento de Sistemas de Iluminação Pública. 2012.

BOYLESTAD, Robert L; NASHELSKY, Louis. **Dispositivos Eletrônicos e Teoria de Circuitos**. 11. ed. [S.l.: s.n.], 2013.

CAMPONOGARA, Douglas. **Desenvolvimento de Topologias com Redução do Processamento Redundante de Energia para Acionamento de LEDs**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2015.

CAMPONOGARA, Douglas; VARGAS, Diogo Ribeiro; Dalla Costa, Marco Antonio; ALONSO, J. Marcos; GARCIA, Jorge; MARCHESAN, Tiago. Capacitance reduction with an optimized converter connection applied to LED Drivers. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 1, p. 184–192, 2015. ISSN 02780046.

COSETIN, Marcelo Rafael. **Circuitos de acionamento para iluminação semicondutora empregando topologias integradas com capacitores de longa vida útil**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2013.

DIAS, Marcelo Paschoal. **Avaliação do Emprego de um Pré-regulador Boost de Baixa Frequência no Acionamento de LEDs de Iluminação**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2012.

EPSMA. **Harmonic Current Emissions - Guidelines to the standard EN 61000-3-2**. [S.l.], 2010.

FUTURLEC. **3W White High Power LED Technical Datasheet**. FUTURLEC, 2016. Disponível em: <http://www.futurlec.com/LED/LUXEON_3W_WHITE>.

HART, Daniel W. **Eletrônica de Potência: análise e projetos de circuitos**. [S.l.: s.n.], 2012.

IEA. **Energy Efficiency Market Report 2015**. Paris, França, 2015.

IEA. **Energy Efficiency Market Report 2016**. 2016.

INSTRUMENTS, Texas. **SG2524, SG3524 Regulating Pulse-Width Modulators**. 2003.

INSTRUMENTS, Texas. **Fundamentals of MOSFET and IGBT Gate Driver Circuits**. 2017. 1–48 p.

JUNIOR, Edilson Mineiro Sá. **Estudo de estruturas de Reatores Eletrônicos para LEDs de Iluminação**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2010.

KHANH, Tran Quoc. **LEDs: Tecnologia para Qualidade da Iluminação e Eficiência Energética**. 2010.

KIRSTEN, André Luís. **Reator eletrônico para lâmpadas de descarga em alta pressão baseado no conversor biflyback inversor**. 2011.

KUMAR, Mondepalli; PARSA, Leila. Lighting Up with a Dual-Purpose Driver. **IEEE Industry Applications Magazine**, n. December 2016, p. 51–61, 2017. ISSN 1077-2618.

LI, Sinan; TAN, Siew-Chong; LEE, Chi Kwan; WAFFENSCHMIDT, Eberhard; HUI, S Y (Ron); TSE, Chi K. A Survey, Classification, and Critical Review of Light-Emitting Diode Drivers. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 2, 2016.

- MARTINS, Denizar Cruz; BARBI, Ivo. **Eletrônica de potência: conversores CC-CC básicos não isolados**. 2. ed. Florianópolis: [s.n.], 2006. 377 p.
- MOHAN, Ned; UNDELAND, Tore M; ROBBINS, William P. **Power Electronics: converters, applications, and design**. 3. ed. [S.l.: s.n.], 2003.
- MOTOROLA. **SWITCHMODE Power Rectifiers**. [S.l.], 1996. 1–6 p.
- OSRAM. **Manual Luminotécnico Prático**. Brasil, 2015.
- PHILIPS. **Lâmpadas LED Philips**. 2014.
- PINTO, Rafael Adaime. **Projeto e Implementação de Lâmpadas para Iluminação de Interiores Empregando Diodos Emissores de Luz (LEDs)**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2008.
- PINTO, Rafael Adaime. **Sistemas eletrônicos para iluminação de exteriores empregando diodos emissores de luz (LEDs) alimentados pela rede elétrica e por baterias**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2012.
- PINTO, Rafael A.; COSETIN, Marcelo R.; BOLZAN, Thaís E.; MARCHESAN, Tiago B.; CAMPOS, Alexandre; ALONSO, J. Marcos; Dalla Costa, Marco A.; Do Prado, Ricardo N. A bidirectional buck-boost converter to supply LEDs from batteries during Peak load time. **IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)**, v. 30, p. 2848–2853, 2011. ISSN 1553-572X.
- POMILIO, José Antenor. **Eletrônica de Potência**. 2014.
- POMILIO, José Antenor. **Fontes Chaveadas**. 2014.
- POMILIO, José Antenor. **Pré-reguladores de Fator de Potência**. 2016.
- REDDY, Udumula Ramanjaneya; NARASIMHARAJU, Beeramangalla Lakshminarsaiah. Single-stage electrolytic capacitor less non-inverting buck-boost PFC based AC DC ripple free LED driver. **IET Power Electronics**, v. 10, n. 1, 2017.
- SANTOS, Talía Simões dos; BATISTA, Marília Carone; POZZA, Simone Andréa; ROSSI, Luciana Savol. **Análise da eficiência energética, ambiental e econômica entre lâmpadas de LED e convencionais**. Campinas, Brasil, 2015.
- SEMICONDUCTORS, Philips. **PowerMOS transistor Avalanche energy rated**. [S.l.], 1999.
- SINGH, Bhim; SHRIVASTAVA, Ashish; CHANDRA, Ambrish; AL-HADDAD, Kamal. A Single Stage Optocoupler-Less Buck-Boost PFC Driver for LED Lamp at Universal AC Mains. **IEEE Industry Applications Society Annual Meeting**, 2013.
- THORNTON, Eletrônica Ltda. **CATÁLOGO DE FERRITE**. THORNTON, 2016. Disponível em: <http://thornton.com.br/pdf/CATALOGO_THORNTON.pdf>.
- TOP LAB. **Relatório de Ensaios de Tipo em Lâmpadas LED referentes à Eficiência Energética**. Rio de Janeiro, Brasil., 2016.

TORRES, I S M; SOUSA, F P F; FERREIRA, T V; LUCIANO, B A. Lâmpadas Fluorescentes e Distorções Harmônicas: Eficiência Energética e Qualidade de Energia Elétrica. Blumenau, Brasil, 2009.

ANEXO A

```

1  %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Determinação de Grandezas Elétricas %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
2  % Este script foi adaptado da Dissertação de Mestrado que tem por título %
3  % Medidor De Energia Inteligente Para Discriminação De Consumo Por Aparelho %
4  % Através De Assinaturas De cargas %
5  % Autor: Rodrigo Moreira Bacurau %
6  %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
7
8  %% Limpar dados do Matlab
9      close all ;
10     clear all ;
11     clc ;
12     format shortEng ;
13     format compact ;
14
15  %% Importa dados Psim
16     importbase('In-Vin.txt'); % importa arquivo '.txt' gerado
17     Vin = transpose(Vin); % colunas para linhas , transposta
18     In = transpose(In); % colunas para linhas , transposta
19     Time = transpose(Time); % colunas para linhas , transposta
20  % Frequencia da Rede: 60 Hz
21     FR = 60;
22  % Tempo de amostragem (em segundos)
23     T = 1;
24  % Numero de amostras por ciclo
25     N = round((1/FR)/(Time(2) - Time(1))); % número de pontos por período
26  % Frequencia de Amostragem
27     FA = N*FR;
28  % Máxima harmônica medida
29     MH = 39;
30  % Numero de ciclos na amostra
31     NC = T*FR;
32  % Tipo de análise: 0 = Estado Estacionário , 1 = Transiente .
33     TA = 0;
34
35  %% Cálculo dos parâmetros desejados
36  % Iniciar todas as variáveis com zeros
37     Vrms = zeros(1,NC);

```

```

38     Irms = zeros(1,NC);
39     P = zeros(1,NC);
40     S = zeros(1,NC);
41     Q = zeros(1,NC);
42     FP = zeros(1,NC);
43     IrmsR = zeros(1,NC,MH);
44     IrmsI = zeros(1,NC,MH);
45     IrmsH = zeros(1,NC,MH);
46     IrmsHN = zeros(1,NC,MH);
47     Vrms1 = zeros(1,NC);
48     Vrms1R = zeros(1,NC);
49     Vrms1I = zeros(1,NC);
50
51 %% Este laço percorre um ciclo de cada vez (NC = número de ciclos)
52     for contNC = 1:NC
53         % Leitura das amostras de corrente e tensão
54             IA = In;
55             VA = Vin;
56         % Contador que percorre um ciclo de rede
57             for contN = 1:N
58                 P(contNC) = P(contNC) + VA(contN)*IA(contN);
59                 Vrms(contNC) = Vrms(contNC) + VA(contN)^2;
60                 Irms(contNC) = Irms(contNC) + IA(contN)^2;
61                 % Cálculo das partes real e imaginária da primeira harmônica do
62                     % sinal de tensão
63                     Vrms1R(contNC) = Vrms1R(contNC) + (VA(contN) * cos(2*pi*(1/
64                         N)*(contN-1)));
65                     Vrms1I(contNC) = Vrms1I(contNC) + (VA(contN) * sin(2*pi*(1/
66                         N)*(contN-1)));
67                 % Cálculo das partes real e imaginária das componentes
68                     % harmônicas do sinal de corrente
69                 for contN2 = 1:M
70                     IrmsR(1,contNC,contN2) = IrmsR(1,contNC,contN2) + (IA(contN
71                         ) * cos(2*pi*(contN2*1/N)*(contN-1)));
72                     IrmsI(1,contNC,contN2) = IrmsI(1,contNC,contN2) + (IA(contN
73                         ) * sin(2*pi*(contN2*1/N)*(contN-1)));
74                 end
75             end
76         % Cálculo dos parâmetros medidos
77             Vrms(contNC) = sqrt(Vrms(contNC)/N);
78             Irms(contNC) = sqrt(Irms(contNC)/N);
79             P(contNC) = P(contNC)/N;
80             S(contNC) = Vrms(contNC) * Irms(contNC);

```

```

75         Q(contNC) = sqrt(S(contNC)^2-P(contNC)^2);
76         FP(contNC) = P(contNC)/S(contNC);
77
78         % Cálculo dos módulos da primeira harmônica do sinal de tensão
79         Vrms1(contNC) = sqrt((Vrms1R(contNC)^2 + Vrms1I(contNC)^2)
80             *2)/N;
81     % Cálculo dos módulos das componentes harmônicas do sinal de
82     corrente
83     for contMH = 1:MH
84         % Módulo
85         IrmsH(1,contNC,contMH) = sqrt((IrmsR(1,contNC,contMH)^2 +
86             IrmsI(1,contNC,contMH)^2)*2)/N;
87         % Módulo normalizado
88         IrmsHN(1,contNC,contMH) = IrmsH(1,contNC,contMH)/IrmsH(1,
89             contNC,1);
90     end
91
92 end
93
94 %% calculo dos valores médios e erros padrões de cada um dos parâmetros
95 [M_Vrms, D_Vrms, E_Vrms] = stat(Vrms);
96 [M_Irms, D_Irms, E_Irms] = stat(Irms);
97 [M_P, D_P, E_P] = stat(P);
98 [M_Q, D_Q, E_Q] = stat(Q);
99 [M_S, D_S, E_S] = stat(S);
100 [M_FP, D_FP, E_FP] = stat(FP);
101 [M_Vrms1, D_Vrms1, E_Vrms1] = stat(Vrms1);
102 [M_Vrms1R, D_Vrms1R, E_Vrms1R] = stat(Vrms1R);
103 [M_Vrms1I, D_Vrms1I, E_Vrms1I] = stat(Vrms1I);
104
105 M_IrmsH = zeros(1,MH);
106 D_IrmsH = zeros(1,MH);
107 E_IrmsH = zeros(1,MH);
108 M_IrmsR = zeros(1,MH);
109 D_IrmsR = zeros(1,MH);
110 E_IrmsR = zeros(1,MH);
111 M_IrmsI = zeros(1,MH);
112 D_IrmsI = zeros(1,MH);
113 E_IrmsI = zeros(1,MH);
114 M_IrmsHN = zeros(1,MH);
115 D_IrmsHN = zeros(1,MH);

```



```

114     E_IrmsHN = zeros(1,MH);
115 for contMH = 1:MH
116     [M_IrmsH(contMH), D_IrmsH(contMH), E_IrmsH(contMH)] = stat(IrmsH(1,1:NC
        ,contMH));
117     [M_IrmsR(contMH), D_IrmsR(contMH), E_IrmsR(contMH)] = stat(IrmsR(1,1:NC
        ,contMH));
118     [M_IrmsI(contMH), D_IrmsI(contMH), E_IrmsI(contMH)] = stat(IrmsI(1,1:NC
        ,contMH));
119     [M_IrmsHN(contMH), D_IrmsHN(contMH), E_IrmsHN(contMH)] = stat(IrmsHN
        (1,1:NC,contMH));
120 end
121
122 %% Gráficos dos sinais analisados
123
124 % Se TA == 0: Análise em estado estacionário
125 if (TA == 0)
126     disp(sprintf('\n\nVrms: %f +- %f', M_Vrms, D_Vrms));
127     disp(sprintf('Irms: %f +- %f', M_Irms, D_Irms));
128     disp(sprintf('Potência Ativa: %f +- %f', M_P, D_P));
129     disp(sprintf('Potência Reativa: %f +- %f', M_Q, D_Q));
130     disp(sprintf('Potência Aparente: %f +- %f', M_S, D_S));
131     if (FP>0)
132         disp(sprintf('Fator de Potência: %f +- %f Indutivo', abs(M_FP),
            D_FP));
133     else
134         disp(sprintf('Fator de Potência: %f +- %f Capacitivo', abs(M_FP),
            D_FP));
135     end
136     disp(sprintf('Valor RMS das Harmônicas da Corrente:'));
137
138     for contMH = 1:MH
139         disp(sprintf('%d Harmônica: %f +- %f', contMH, M_IrmsH(contMH),
            D_IrmsH(contMH)));
140     end
141
142     disp(sprintf('\n'));
143
144     for contMH = 2:2:MH-1
145         disp(sprintf('%f +- %f', M_IrmsHN(contMH), D_IrmsHN(contMH)));
146     end
147
148
149     disp(sprintf('\n'));

```

```
150     subplot(3,2,1); plot(VA, 'b');
151     title('Amostra do Sinal de Tensão (1 ciclo de rede)');
152     xlabel('Amostras'); ylabel('Tensão (V)');
153
154     subplot(3,2,2); plot(IA, 'r');
155     title('Amostra do Sinal de Corrente (1 ciclo de rede)');
156     xlabel('Amostras'); ylabel('Corrente (A)');
157
158     Idft = lrmsHN(1,1,1:39);
159     Idft = Idft(:);
160     IdftDb = 20*log10(Idft);
161     Vdft = (abs(fft(VA))*sqrt(2)/N)/M_Vrms1;
162     Vdft = Vdft(2:26);
163     VdftDb = 20*log10(Vdft);
164
165
166     subplot(3,2,3); stem(Vdft, 'b');
167     title('DFT do Sinal de Tensão (normalizado)');
168     xlabel('Harmônicas'); ylabel('Tensão');
169     axis([0 25 0 1.1]);
170
171     subplot(3,2,4); stem(Idft, 'r');
172     title('DFT do Sinal de Corrente');
173     xlabel('Harmônicas'); ylabel('Corrente');
174     axis([0 40 0 1.1]);
175
176     subplot(3,2,5); stem(VdftDb, 'b');
177     title('DFT do Sinal de Tensão (normalizada)');
178     xlabel('Harmônicas'); ylabel('Tensão (dB)');
179     axis([0 25 -100 10]);
180
181     subplot(3,2,6); stem(IdftDb, 'r');
182     title('DFT do Sinal de Corrente (normalizada)');
183     xlabel('Harmônicas'); ylabel('Corrente (dB)');
184     axis([0 25 -100 10]);
185 % Se TA == 1: Análise em transiente
186 else
187     subplot(3,2,1); stem(P, 'm');
188     title('Potencia Ativa');
189     xlabel('Ciclos de Rede'); ylabel('W');
190
191     subplot(3,2,2); stem(Q, 'm');
192     title('Potencia Reativa');
```

```
193     xlabel('Ciclos de Rede'); ylabel('Var');
194
195     subplot(3,2,3); stem(S, 'm');
196     title('Potencia Aparente');
197     xlabel('Ciclos de Rede'); ylabel('VA');
198
199     subplot(3,2,4); stem(Vrms, 'b');
200     title('Tensão RMS');
201     xlabel('Ciclos de Rede'); ylabel('V(rms)');
202
203     subplot(3,2,5); stem(Irms, 'r');
204     title('Corrente RMS');
205     xlabel('Ciclos de Rede'); ylabel('A(rms)');
206
207     subplot(3,2,6); stem(abs(FP), 'k');
208     title('Fator de Potência');
209     xlabel('Ciclos de Rede'); ylabel('')
210 end
```