

Universidade Federal de Juiz de Fora  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Fernando José Nogueira

**CONTROLADORES DE LEDS PARA ILUMINAÇÃO PÚBLICA COM ELEVADO  
FATOR DE POTÊNCIA COMUTADOS NO DOBRO DA FREQUÊNCIA DA REDE  
ELÉTRICA**

Tese de Doutorado

Juiz de Fora  
Março de 2017

Fernando José Nogueira

**CONTROLADORES DE LEDS PARA ILUMINAÇÃO PÚBLICA COM ELEVADO  
FATOR DE POTÊNCIA COMUTADOS NO DOBRO DA FREQUÊNCIA DA REDE  
ELÉTRICA**

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora, como requisito parcial para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica, área de concentração em Sistemas Eletrônicos.

Orientador: Prof. Henrique Antônio Carvalho Braga, Dr. Eng.

Juiz de Fora  
Março de 2017

Ficha catalográfica elaborada através do programa de geração automática da Biblioteca Universitária da UFJF, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

José Nogueira, Fernando.

Controladores de LEDS para iluminação pública com elevado fator de potência comutados no dobro da frequência da rede elétrica / Fernando José Nogueira. -- 2017.

195 f.

Orientador: Henrique Antônio Carvalho Braga

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Juiz de Fora, Faculdade de Engenharia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2017.

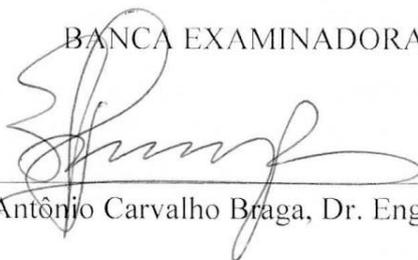
1. Drivers em baixa frequência. 2. LEDs. 3. Modelagem e controle em malha fechada. 4. Pré-regulador boost. 5. Pré-regulador Ćuk. I. Antônio Carvalho Braga, Henrique, orient. II. Título.

Fernando José Nogueira

**CONTROLADORES DE LEDS PARA ILUMINAÇÃO PÚBLICA COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA COMUTADOS NO DOBRO DA FREQUÊNCIA DA REDE ELÉTRICA**

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora, como requisito parcial para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica, área de concentração em Sistemas Eletrônicos.

BANCA EXAMINADORA:



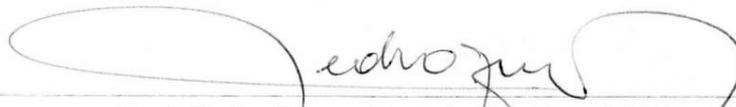
Prof. Henrique Antônio Carvalho Braga, Dr. Eng. – Orientador – UFJF



Prof. Edilson Mineiro Sá Júnior, Dr. Eng. – IFCE Sobral



Prof. Fernando Lessa Tofoli, Dr. Eng. – UFSJ



Prof. Pedro Gomes Barbosa, D. Sc. – UFJF



Prof. Pedro Santos Almeida, Dr. Eng. – UFJF

Juiz de Fora, MG, Brasil.

16 de Março de 2017

*Aos meus pais Adilson e Marlene, minha  
esposa Sula e minha filha Fernanda.*

## AGRADECIMENTOS

Ao concluir esse trabalho, desejo expressar meus sinceros agradecimentos:

À minha esposa Sula, pelo carinho, paciência, dedicação e renúncia que foram essenciais para o sucesso deste trabalho.

À minha filha Fernanda, por fazer a minha vida ter um sentido maior.

Aos meus pais, Adilcio e Marlene, pelos ensinamentos que fazem de mim a pessoa que sou hoje.

Ao meu irmão César, por toda ajuda e companheirismo desde sempre.

Aos professores Cristiano Casagrande, Danilo Pereira Pinto e Guilherme Soares, pelo apoio e valiosas contribuições oferecidas a esse trabalho.

Aos demais professores da pós-graduação em Engenharia Elétrica da UFJF, pelos ensinamentos e pelo apoio.

Aos professores Edilson Mineiro Sá Junior, Fernando Lessa Tofoli, Pedro Gomes Barbosa e Pedro Santos Almeida por terem aceitado integrar a banca examinadora deste trabalho e pelas valiosas contribuições.

Ao professor Henrique Antônio Carvalho Braga, pelas orientações que deram o direcionamento deste trabalho e por me confiar a melhor equipe de trabalho que um doutorando poderia ter. Saiba que só pude chegar tão longe, pois tive um grande mestre, amigo e mentor a meu lado durante todo esse árduo caminho.

Aos alunos de iniciação científica que durante esses anos tive o privilégio de ter em minha equipe: Marcos Fidélis, Tiago Carreira, Laís Vitoi, Thales Gomide, Renan Beneteli, Fabricio Coelho, Ruan Ferraz e em especial aos amigos Luiz Henrique Gouvêia, Mateus Braga, Lucas Resende e Edmar Silva. Muitíssimo obrigado por todo o suporte.

Aos demais colegas do curso da Pós-Graduação, do LEENER/UFJF e NIMO/UFJF, por terem me ajudado durante todo o processo de desenvolvimento da pesquisa.

À agência de fomento e pesquisa CAPES, pelo apoio financeiro.

E por fim, à Deus, que abençoou todo o trabalho.

*“Obstáculo é aquilo que você enxerga quando  
tira os seus olhos do objetivo”*

*Henry Ford.*

## RESUMO

Este trabalho tem como objeto principal a avaliação teórica e experimental do uso de controladores (*drivers*) comutados no dobro da frequência da rede elétrica, aplicados ao acionamento de luminárias de iluminação pública (IP) empregando diodos emissores de luz, ou LEDs, do inglês *Light Emitting Diodes*. Inicialmente, o estudo apresenta informações sobre a iluminação pública no Brasil e os novos paradigmas relacionados ao uso dos LEDs nos sistemas de IP. Na sequência, uma revisão bibliográfica sobre *drivers* para luminárias LED é apresentada. Em seguida, é feita a modelagem matemática de um controlador de LEDs baseado no pré-regulador *boost* de elevado fator de potência comutado em baixa frequência (120 Hz). Uma metodologia de projeto detalhada é apresentada, sendo aplicada a uma luminária LED de 160 W, que é uma potência típica empregada em iluminação pública. Os resultados experimentais mostram que é possível alcançar elevado fator de potência (0,99), elevado rendimento (95%) e reduzida distorção harmônica total da corrente de entrada (9,4%). Posteriormente, foi realizada a modelagem dinâmica em pequenos sinais e o projeto do controle em malha fechada desse *driver*. Resultados experimentais mostram que o compensador proposto é capaz de rejeitar distúrbios provenientes da tensão de entrada e da carga, mantendo a corrente nos LEDs no valor de referência. Outras topologias similares também foram exploradas, com destaques para o *driver* baseado no pré-regulador Ćuk de baixa frequência. Resultados de simulação e resultados experimentais comparam essas topologias entre si, mostrando suas principais vantagens e desvantagens. Como conclusão, a principal contribuição da presente Tese consiste na proposição de topologias de controladores de LEDs empregados em iluminação pública fundamentados em alternativas bastante simples, de baixo custo e elevada vida útil, por dispensarem o uso de capacitores eletrolíticos. Outra contribuição se refere à comprovação de que tais estruturas apresentam conformidade com a norma IEC 61.000-3-2 (2014), classe C, além de corresponderem aos critérios exigidos na norma brasileira NBR 16026 (2012): Dispositivo de controle eletrônico c.c. ou c.a. para módulos de LED - Requisitos de desempenho.

**PALAVRAS CHAVE:** *Drivers* em baixa frequência, Iluminação pública, LEDs, Luminárias LED, Modelagem e controle em malha fechada, Normas, Pré-regulador *boost*, Pré-regulador Ćuk.

## ABSTRACT

The main purpose of this research is the theoretical and experimental evaluation of the use of drivers switched at twice the frequency of the power grid, applied to street lighting luminaires utilizing light emitting diodes (LEDs). Initially, the study presents information about the street lighting in Brazil and the new paradigms related to the use of LEDs in street lighting systems. Thereafter, a bibliographic review about drivers for LED luminaires is presented. Afterwards, the mathematical modeling of an LED driver based on the high power factor boost pre-regulator switched in low frequency (120 Hz) is shown. A detailed design methodology is presented, applied to a 160 W LED luminaire, which is a usual power level used on street lighting systems. The experimental results show that it is possible to reach high power factor (0.99), high efficiency (95%) and reduced total harmonic distortion of the input current (9.4%). Subsequently, the dynamic modeling in small signals and the control project in closed loop of this driver are performed. Experimental results show that the compensator proposed is capable of rejecting disturbances coming from the input voltage and from the load, keeping the current on the LEDs always at the reference value. Other similar topologies are also examined, highlighting the driver based on the low frequency Ćuk pre-regulator and the quadratic boost pre-regulator. Simulation results and experimental results compare these topologies among themselves, presenting their advantages and disadvantages. As conclusion, the main contribution of this thesis consists is the proposition of topologies of LED drivers used in street lighting luminaires based on very simple circuits, with low cost and long lifetime, because they do not require the use of electrolytic capacitors. Another contribution relates to the corroboration that these structures comply with IEC 61.000-3-2 (2012) class C standard, and correspond to the criteria required in the Brazilian Standard NBR 16026 (2012) standard: Electronic control device c.c. or c.a. for LED modules - Performance requirements.

**KEYWORDS:** Boost pré-regulator, Ćuk pré-regulator, LED, LED Luminaire, Low frequency LED driver, Modeling and closed loop control, Street Lighting, Standards.

## SUMÁRIO

<b>INTRODUÇÃO</b> .....	<b>25</b>
<b>1. CONSIDERAÇÕES SOBRE O SISTEMA DE ILUMINAÇÃO PÚBLICA</b> .....	<b>32</b>
1.1. <b>ILUMINAÇÃO PÚBLICA: CONCEITO E FINALIDADE</b> .....	<b>32</b>
1.2. <b>ILUMINAÇÃO PÚBLICA NO BRASIL</b> .....	<b>33</b>
1.3. <b>ILUMINAÇÃO PÚBLICA EMPREGANDO LEDs</b> .....	<b>36</b>
1.3.1. <b>DIODOS EMISSORES DE LUZ</b> .....	<b>36</b>
1.3.2. <b>MODELO ELÉTRICO DOS LEDS</b> .....	<b>40</b>
1.3.3. <b>DIODOS EMISSORES DE LUZ NA ILUMINAÇÃO PÚBLICA</b> .....	<b>42</b>
1.4. <b>CONCLUSÕES PARCIAIS</b> .....	<b>47</b>
<b>2. CIRCUITOS ELETRÔNICOS DE ACIONAMENTO DE LUMINÁRIAS LED</b> .....	<b>48</b>
2.1. <b>CONCEITO E IMPORTÂNCIA DOS <i>DRIVERS</i> DE LUMINÁRIAS LED</b> .....	<b>49</b>
2.2. <b>PRINCIPAIS NORMAS VIGENTES</b> .....	<b>51</b>
2.3. <b>TIPOS BÁSICOS DE <i>DRIVERS</i> PARA LUMINÁRIAS LED</b> .....	<b>52</b>
2.3.1. <b><i>DRIVERS</i> PASSIVOS</b> .....	<b>52</b>
2.3.2. <b><i>DRIVERS</i> ATIVOS DE ALTA FREQUÊNCIA</b> .....	<b>55</b>
2.3.3. <b><i>DRIVERS</i> ATIVOS DE BAIXA FREQUÊNCIA</b> .....	<b>59</b>
2.4. <b>CONCLUSÕES PARCIAIS</b> .....	<b>66</b>
<b>3. <i>DRIVER</i> DE BAIXA FREQUÊNCIA BASEADO NO PRÉ-REGULADOR <i>BOOST</i> APLICADO EM LUMINÁRIAS LED DE ILUMINAÇÃO PÚBLICA</b> .....	<b>67</b>
3.1. <b>MODELAGEM MATEMÁTICA DO <i>DRIVER</i> DE LEDs BASEADO NO PRÉ-REGULADOR <i>BOOST</i></b> .....	<b>68</b>
3.1.1. <b>DETERMINAÇÃO DOS PRINCIPAIS PARÂMETROS ELÉTRICOS DO <i>DRIVER</i></b> .....	<b>73</b>
3.2. <b>PROJETO DE <i>DRIVER</i> PARA UMA LUMINÁRIA LED DE ILUMINAÇÃO PÚBLICA BASEADO NO PRÉ-REGULADOR <i>BOOST</i> DE BAIXA FREQUÊNCIA</b> .....	<b>77</b>
3.2.1. <b>OBTENÇÃO DO MODELO ELÉTRICO DO ARRANJO DE LEDS</b> .....	<b>78</b>
3.2.2. <b>DEFINIÇÃO DOS PARÂMETROS <math>T_{on}</math> e <math>L</math></b> .....	<b>79</b>

3.2.3. PROJETO DO INDUTOR DA ETAPA <i>BOOST</i> .....	80
3.2.4. DIMENSIONAMENTO DO INTERRUPTOR <i>M</i> .....	86
3.2.5. CIRCUITO DE DISPARO DO MOSFET.....	86
3.2.6. PRINCIPAIS CARACTERÍSTICAS ELÉTRICAS .....	87
3.2.7. PRINCIPAIS COMPONENTES UTILIZADOS NA CONSTRUÇÃO DO <i>DRIVER</i> .....	88
<b>3.4. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO .....</b>	<b>91</b>
<b>3.5. RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....</b>	<b>93</b>
<b>3.6. DISCUSSÃO SOBRE O <i>FLICKER</i>.....</b>	<b>99</b>
<b>3.7. CONCLUSÕES PARCIAIS.....</b>	<b>103</b>
<b>4. MODELAGEM DO <i>DRIVER</i> DE BAIXA FREQUÊNCIA BASEADO NO PRÉ-REGULADOR <i>BOOST</i> E PROPOSTA DE UM COMPENSADOR DIGITAL .....</b>	<b>104</b>
<b>4.1. MODELO MÉDIO DO <i>DRIVER</i> DE BAIXA FREQUÊNCIA BASEADO NO PRÉ-REGULADOR <i>BOOST</i>.....</b>	<b>105</b>
<b>4.2. MODELO DE PEQUENOS SINAIS DO <i>DRIVER</i> DE BAIXA FREQUÊNCIA .....</b>	<b>106</b>
<b>4.3. VALIDAÇÃO DO MODELO DE PEQUENOS SINAIS .....</b>	<b>109</b>
4.3.1. RESPOSTA AO DEGRAU .....	109
4.3.2. RESPOSTA EM FREQUÊNCIA .....	111
<b>4.4. PROJETO DO COMPENSADOR DIGITAL.....</b>	<b>112</b>
<b>4.5. PROTÓTIPO COMPLETO DO <i>DRIVER</i> EM MALHA FECHADA.....</b>	<b>117</b>
<b>4.6. RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO <i>DRIVER</i> DE BAIXA FREQUÊNCIA COM CONTROLE DE CORRENTE NA SAÍDA.....</b>	<b>120</b>
<b>4.7. ESTRATÉGIAS SIMPLIFICADAS DE MANUTENÇÃO DA CORRENTE MÉDIA DE SAÍDA. ....</b>	<b>124</b>
4.7.1. PRIMEIRA ESTRATÉGIA: MONITORAMENTO BASEADO EM TABELA DE REGISTROS ( <i>LOOK UP TABLE</i> ).....	125
4.7.2. SEGUNDA ESTRATÉGIA: COMPENSADOR DIGITAL SIMPLIFICADO.....	126
<b>4.8. CONCLUSÕES PARCIAIS.....</b>	<b>127</b>

<b>5. TOPOLOGIAS ALTERNATIVAS DE <i>DRIVERS</i> DE BAIXA FREQUÊNCIA PARA LUMINÁRIAS LED DE ILUMINAÇÃO PÚBLICA .....</b>	<b>129</b>
<b>5.1. PRÉ-REGULADOR <i>ĆUK</i> DE BAIXA FREQUÊNCIA COMO <i>DRIVER</i> DE UMA LUMINÁRIA LED DE ILUMINAÇÃO PÚBLICA .....</b>	<b>130</b>
5.1.1. MODELAGEM MATEMÁTICA SIMPLIFICADA.....	130
5.1.2. DEFINIÇÃO DOS PRINCIPAIS PARÂMETROS DO <i>DRIVER</i> DE UMA LUMINÁRIA LED BASEADO NO CONVERSOR <i>ĆUK</i> DE BAIXA FREQUÊNCIA .....	136
5.1.3. TÉCNICA SIMPLIFICADA DE MANUTENÇÃO DA CORRENTE DE SAÍDA APLICADA AO <i>DRIVER</i> BASEADO NO CONVERSOR <i>ĆUK</i> .....	138
5.1.4. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....	140
5.1.5. RESULTADOS EXPERIMENTAIS DE CARACTERÍSTICAS ELÉTRICAS .....	142
5.1.6. RESULTADOS EXPERIMENTAIS DE CARACTERÍSTICAS FOTOMÉTRICAS.....	147
<b>5.2. PRÉ-REGULADOR <i>BOOST</i> QUADRÁTICO DE BAIXA FREQUÊNCIA COMO <i>DRIVER</i> DE UMA LUMINÁRIA LED DE ILUMINAÇÃO PÚBLICA .....</b>	<b>148</b>
5.2.1. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....	149
5.2.2. RESULTADOS EXPERIMENTAIS .....	150
<b>5.3. PRÉ-REGULADOR <i>BOOST</i> DE BAIXA FREQUÊNCIA COM FILTRO INDUTIVO NA SAÍDA COMO <i>DRIVER</i> DE UMA LUMINÁRIA LED DE ILUMINAÇÃO PÚBLICA.....</b>	<b>153</b>
5.3.1. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....	153
5.3.2. RESULTADOS EXPERIMENTAIS .....	154
<b>5.4. AVALIAÇÃO DO EMPREGO DO PRÉ-REGULADOR <i>SEPIC</i> COMO <i>DRIVER</i> DE UMA LUMINÁRIA LED .....</b>	<b>158</b>
<b>5.5. AVALIAÇÃO DO EMPREGO DE UMA TOPOLOGIA DERIVADA DO CONVERSOR <i>SUGA</i> COMO <i>DRIVER</i> DE UMA LUMINÁRIA LED.....</b>	<b>160</b>
<b>5.6. AVALIAÇÃO DOS PROTÓTIPOS DOS <i>DRIVERS</i> DE BAIXA FREQUÊNCIA SEGUNDO A NORMA NBR 16026:2012 .....</b>	<b>162</b>
<b>5.7. COMPARATIVO ENTRE OS <i>DRIVERS</i> DE BAIXA FREQUÊNCIA AVALIADOS EXPERIMENTALMENTE.....</b>	<b>170</b>
<b>5.8. CONCLUSÕES PARCIAIS.....</b>	<b>172</b>

<b>6. CONCLUSÕES E PROPOSTAS DE TRABALHOS FUTUROS.....</b>	<b>174</b>
<b>REFERÊNCIAS .....</b>	<b>177</b>
<b>APÊNDICE I. ESQUEMA ELÉTRICO DO CIRCUITO DE DISPARO DO <i>MOSFET</i>....</b>	<b>186</b>
<b>APÊNDICE II. TABELAS DE PROJETO DO <i>DRIVER</i> DE BAIXA FREQUÊNCIA BASEADO NO CONVERSOR <i>ĆUK</i> .....</b>	<b>187</b>
<b>APÊNDICE III. CIRCUITO DE SIMULAÇÃO EMPREGANDO O BLOCO C NO <i>DRIVER</i> DE BAIXA FREQUÊNCIA BASEADO NO CONVERSOR <i>ĆUK</i>.....</b>	<b>193</b>

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1: Panorama da iluminação pública no Brasil. Em (a), distribuição aproximada entre as regiões brasileiras; em (b), as tecnologias utilizadas (Fonte: CASAGRANDE, 2016). .....	34
Figura 1.2 : Instalação típica de um ponto de iluminação pública com (a) Reator externo e (b) Reator integrado à luminária (RODRIGUES, 2012). .....	35
Figura 1.3: Representação do comportamento físico de um LED (ALMEIDA, 2012a). .....	36
Figura 1.4: Dois tipos de LEDs (a) LED HB e (b) LED HP (NOGUEIRA, 2013). .....	37
Figura 1.5: Detalhes construtivos dos LEDs (a) de alto brilho e (b) potência (RODRIGUES, 2012). .....	37
Figura 1.6: Evolução paralela da eficácia luminosa de diversas tecnologias de iluminação (U.S. DEPARTMENT OF ENERGY, 2012). .....	38
Figura 1.7: Formação da luz branca por meio da combinação RGB (GORDON, 2007). .....	39
Figura 1.8: Método de produção de luz branca por PC-LEDs, usando fenômenos de eletroluminescência do semicondutor InGaN e de fosforescência do fósforo YAG:Ce (SCHUBERT, 2006). .....	40
Figura 1.9: Modelo elétrico do LED. ....	41
Figura 2.1: Projeção de queda de preço dos componentes básicos de uma luminária LED de iluminação pública (U.S. DEPARTMENT OF ENERGY, 2012). .....	50
Figura 2.2: Custo de 1.462 amostras comerciais de <i>driver</i> para LEDs em função de sua potência fornecida. ....	50
Figura 2.3 : <i>Driver</i> passivo com circuito Valley-Fill padrão para acionamento de LEDs (HUI <i>et al.</i> , 2010). .....	53
Figura 2.4 : Formas de onda da corrente no LED, tensão no LED e potência de saída [Escala: $I_o$ : 0.1 A/div., $V_o$ : 50VA/div e $P_o$ : 20 W/div ] (HUI <i>et al.</i> , 2010). .....	54
Figura 2.5: <i>Driver</i> passivo para acionamento de LEDs compatível com reator eletromagnético de partida rápida para lâmpadas fluorescentes (LEE <i>et al.</i> , 2011). .....	54
Figura 2.6: <i>Driver</i> passivo para acionamento de um arranjo de LEDs limitado por uma resistência em série (ALONSO, 2012a). ....	55
Figura 2.7: Estrutura básica de um <i>driver</i> ativo de alta frequência para acionamento de LEDs (RODRIGUES, 2012). .....	56

Figura 2.8: (a) <i>Driver</i> ativo com conversor <i>buck-boost</i> proposto para acionamento de LEDs e (b) circuito do equalizador de corrente (ALMEIDA <i>et al.</i> , 2012b).....	57
Figura 2.9: Conversor <i>boost</i> utilizado para acionar uma luminária LED (SOARES, 2012b)..	57
Figura 2.10: Tensão de entrada (azul) e 30 x corrente de entrada (vermelho) de um conversor <i>boost</i> acionando um arranjo de LEDs (SOARES, 2012b).....	58
Figura 2.11: Conversor <i>Ćuk</i> utilizado para acionar uma luminária LED (SOARES, 2012b)..	58
Figura 2.12: Conversor <i>Ćuk</i> em DCM como <i>driver</i> de uma luminária LED: (a) tensão e corrente na entrada e (b) tensão e corrente nos LEDs (SOARES, 2012b).....	58
Figura 2.13: Conversor <i>boost</i> comutado em baixa frequência. Baseado em (SUGA <i>et al.</i> , 1993).....	60
Figura 2.14: Formas de tensão de entrada (azul), corrente de entrada (preto) e pulsos de disparo do interruptor (vermelho). Baseado em (SUGA <i>et al.</i> , 1993).....	60
Figura 2.15: Conversor de baixa frequência com comutação suave de pulso unitário. (TANIGUSHI, 2000).....	61
Figura 2.16: Formas de onda de tensão e corrente de entrada do conversor de baixa frequência com comutação suave de pulso unitário (TANIGUSHI, 2000).....	61
Figura 2.17: Conversor de baixa frequência proposto por (POMILIO & SPIAZZI, 1999). ....	62
Figura 2.18: <i>Driver</i> de baixa frequência proposto para uma luminária LED de baixa potência (BRAGA, 2012). ....	62
Figura 2.19 : Formas de onda no <i>Driver</i> de baixa frequência proposto para uma luminária LED de baixa potência (a) Tensão e corrente de entrada e (b) tensão e corrente de saída (corrente nos LEDs) (BRAGA, 2012).....	63
Figura 2.20: Fotografia do protótipo do pré-regulador <i>boost</i> de baixa frequência aplicado como <i>driver</i> de luminárias LED de iluminação pública de 155 W. ....	64
Figura 2.21: Conversor CA-CC do tipo <i>Ćuk</i> como <i>driver</i> para LEDs. ....	64
Figura 2.22: Corrente de saída do <i>driver</i> de baixa frequência baseado no conversor <i>Ćuk</i> . ....	65
Figura 2.23: <i>Driver</i> para LEDs proposto em (BUSO & SPIAZZI, 2005). ....	65
Figura 2.24: a) Corrente no LED (Escala do Osciloscópio: 200 mA/div e 1ms/div) e b) Corrente e tensão entrada ( Escalas do Osciloscópio 50 mA/div, 320V/div e 4 ms/div) (BUSO & SPIAZZI, 2005).....	65

Figura 3.1 : Conversor de baixa frequência baseado no pré-regulador <i>boost</i> como <i>driver</i> para LEDs.....	68
Figura 3.2: Circuito equivalente do <i>driver</i> de baixa frequência baseado no pré-regulador <i>boost</i> quando o interruptor <i>M</i> está fechado. ....	69
Figura 3.3: Circuito equivalente do <i>driver</i> de baixa frequência baseado no pré-regulador <i>boost</i> quando o interruptor <i>M</i> está aberto.....	71
Figura 3.4: Esboço das principais formas de onda do conversor <i>boost</i> de baixa frequência: (a) Tensão de entrada (vermelho), 150 x corrente de entrada (azul) e 5 x sinal de disparo do interruptor (verde) e (b) corrente na saída. ....	75
Figura 3.5: Formas de onda da corrente de entrada com (a) pequeno valor de $T_{on}$ e (b) valor de $T_{on}$ adequado. ....	75
Figura 3.6: Arranjo de 96 LEDs Philips Luxeon R LXA7PW40 associados em série. ....	78
Figura 3.7: Diagrama esquemático para obtenção do modelo elétrico do arranjo de LEDs. ....	78
Figura 3.8: Curva $v-i$ do arranjo de LEDs (escala de tensão 100 V/div; Escala de corrente 500 mA/div).....	79
Figura 3.9: Corrente média de saída em função da variação de $L$ e $T_{on}$ . ....	80
Figura 3.10: Lâminas do tipo EI para construção de indutores. ....	81
Figura 3.11: Dimensões padronizadas de um núcleo de indutor com lâminas do tipo EI (MARTIGNONI, 1991). ....	81
Figura 3.12: Diagrama simplificado do circuito de acionamento do MOSFET.....	87
Figura 3.13: Valores teóricos do conteúdo harmônico da corrente de entrada comparada com os limites estabelecidos pela norma 61000-3-2 Classe C.....	88
Figura 3.14: Variação do tempo em que a corrente no indutor cai a zero ( $T_f$ ) em função do tempo em que o interruptor fica ligado ( $T_{on}$ ). ....	89
Figura 3.15: Variação do fator de potência ( $FP$ ) em função do tempo em que o interruptor fica ligado ( $T_{on}$ ). ....	90
Figura 3.16: Variação da potência de entrada ( $P_{in}$ ) em função do tempo em que o interruptor fica ligado ( $T_{on}$ ). ....	90
Figura 3.17: Controlador de LEDs baseado no pré-regulador <i>boost</i> simulado no Software PSIM. ....	91

Figura 3.18: Resultados de simulação do conversor baseado no pré-regulador <i>boost</i> em condição nominal (a) Tensão de entrada, 180 x corrente de entrada e 15x pulsos de comutação; (b) 180 x corrente de saída e tensão de saída .....	92
Figura 3.19: Resultados de simulação considerando uma dimerização de 75% nos LEDs (a) Tensão de entrada, corrente de entrada e pulsos de comutação; (b) corrente nos LEDs.....	93
Figura 3.20: Formas de onda na entrada do <i>driver</i> condição nominal: Tensão de entrada (lilás) e corrente de entrada (azul). Escalas do Osciloscópio: 100V/div, 500 mA/div e 4 ms/div. ....	94
Figura 3.21: Formas de onda de saída do <i>driver</i> em condição nominal: Corrente de saída (vermelho) e pulsos de comutação no MOSFET (azul). Escalas do Osciloscópio: 10V/div, 500 mA/div e 4ms/div. ....	94
Figura 3.22: Conteúdo harmônico da corrente de entrada do conversor proposto comparado aos limites estabelecidos pela norma IEC 61000-3-2 Classe C.....	95
Figura 3.23: Formas de onda na saída do <i>driver</i> em condição dimerizada de 10%: Corrente de saída (vermelho) e pulsos no <i>gate</i> do MOSFET (azul). Escalas do Osciloscópio: 10V/div, 250 mA/div e 4 ms/div. ....	96
Figura 3.24: Formas de onda na saída do <i>driver</i> em condição dimerizada de 75%: Corrente de saída (vermelho) e pulsos no <i>gate</i> do MOSFET (azul). Escalas do Osciloscópio: 10V/div, 250 mA/div e 4 ms/div. ....	96
Figura 3.25: Esfera integradora do Núcleo de Iluminação Moderna (NIMO-UFJF) empregada nas medições de características fotométricas. ....	97
Figura 3.26: Curva de distribuição espectral do modulo de LEDs quando alimentados pela corrente média do conversor <i>boost</i> (azul) e quando alimentado por uma corrente média CC ideal (vermelho).....	98
Figura 3.27: Aparato experimental para avaliação de <i>flicker</i> . Adaptado de (ALMEIDA, 2014). ....	100
Figura 3.28: Oscilação de iluminância medida frente aos módulos de LED quando alimentados pela forma de onda descontínua do <i>driver</i> de baixa frequência (Escala do Osciloscópio: 1V/div e 2 ms/div). ....	100
Figura 3.29: Oscilação de iluminância medida frente as lâmpadas de descarga de alta pressão: (a) Lâmpada de vapor de sódio em alta pressão de 70 W; (b) Lâmpada de vapor de mercúrio de 125 W e (c) lâmpada de multivapores metálicos de 70 W (Escala do Osciloscópio: 1V/div e 4 ms/div). ....	102
Figura 4.1: Circuito médio equivalente do <i>driver</i> de baixa frequência. ....	105

Figura 4.2: Modelo equivalente médio de pequenos sinais do conversor de baixa frequência derivado do pré-regulador <i>boost</i> .....	108
Figura 4.3: Respostas aos degraus na tensão na entrada e em $T_{on}$ obtidas por meio de simulação no software PSIM e do modelo médio de pequenos sinais. ....	109
Figura 4.4: Resposta do protótipo do <i>driver</i> de baixa frequência a um degrau de menos 5% na tensão de entrada. Escalas do Osciloscópio: 500 mA/div e 20ms/div.....	110
Figura 4.5 : Resposta do protótipo do <i>driver</i> de baixa frequência a um degrau de menos 10% em $T_{on}$ . ....	111
Figura 4.6: Resposta em frequência do compensador de baixa frequência.....	111
Figura 4.7: Malha de controle do <i>driver</i> de baixa frequência. ....	112
Figura 4.8: Frequência de cruzamento de ganho unitário da FTMA em função do valor percentual das componentes harmônicas da corrente de entrada em relação à fundamental. ....	114
Figura 4.9: Gráficos de (a) lugar das raízes e (b) resposta em frequência da FTMA considerando a planta do modelo de pequenos sinais. ....	114
Figura 4.10: Resposta em frequência da função de transferência em malha fechada. ....	115
Figura 4.11: Simulação em malha fechada do conversor de baixa frequência baseado no pré-regulador <i>boost</i> rejeitando uma elevação de 10% na tensão da rede elétrica.....	116
Figura 4.12: Simulação em malha fechada do conversor de baixa frequência baseado no pré-regulador <i>boost</i> mostrando o compensador atuando após mudança na referência.....	116
Figura 4.13: Protótipo completo do <i>driver</i> de baixa frequência baseado no pré-regulador <i>boost</i> . ....	117
Figura 4.14: Sensor de corrente utilizado na montagem do protótipo.....	118
Figura 4.15: Microcontrolador utilizado na montagem do protótipo. ....	118
Figura 4.16: Fluxograma simplificado do programa embarcado no microcontrolador.....	120
Figura 4.17: Dinâmica da corrente nos LEDs após variação da tensão de entrada $V_S$ de 220V para 231V. ....	121
Figura 4.18: Dinâmica da corrente nos LEDs após variação da tensão de entrada $V_S$ de 220V para 212V. ....	121
Figura 4.19: Dinâmica da corrente nos LEDs após variação da corrente de referência de 100% para 50% do valor nominal e após variação de 50% para 75% do valor nominal. Escalas do Osciloscópio: 250 mA/div e 200ms/div. ....	122

Figura 4.20: Dinâmica da corrente nos LEDs após mudança na carga de 96 LEDs para 92 LEDs associados em série. Escalas do Osciloscópio: 500 mA/div e 200ms/div. ....	123
Figura 4.21: Luminária e chave utilizada no experimento de variação de carga. ....	123
Figura 4.22: Fotografia do protótipo do <i>driver</i> de baixa frequência baseado no pré-regulador <i>boost</i> utilizado em uma luminária LED de iluminação pública de 163 W.....	124
Figura 4.23: Modelo simplificado da primeira proposta de manutenção da corrente média nos LEDs.....	125
Figura 4.24: Malha simplificada da segunda proposta de manutenção de corrente de saída. ....	126
Figura 5.1: <i>Driver</i> de baixa frequência para LEDs baseado no conversor <i>Ćuk</i> (NOGUEIRA, 2015b).....	130
Figura 5.2: <i>Driver</i> baseado no conversor <i>Ćuk</i> com interruptor <i>M</i> fechado durante primeira etapa de operação (a) malha da corrente de entrada e (b) malha da corrente de saída.....	131
Figura 5.3: <i>Driver</i> baseado no conversor <i>Ćuk</i> com o interruptor <i>M</i> aberto durante segunda etapa de operação (a) malha da corrente de entrada e (b) malha da corrente de saída.....	133
Figura 5.4: Esboço das principais formas de onda do conversor <i>Ćuk</i> de baixa frequência: (a) Tensão de entrada (vermelho), 150 x corrente de entrada (azul) e 5 x sinal de disparo do interruptor (verde) e (b) corrente na saída. ....	136
Figura 5.5: Variação da corrente média de saída (corrente nos LEDs) em função do tempo $T_{on}$ que o interruptor <i>M</i> fica fechado próximo ao ponto de operação.....	139
Figura 5.6: Pré-regulador <i>Ćuk</i> de baixa frequência como circuito de acionamento de LEDs. ....	140
Figura 5.7: Resultados de simulação do pré-regulador <i>Ćuk</i> como <i>driver</i> de uma luminária com 48 LEDs (a) Tensão de entrada (vermelho), corrente de entrada x180 (azul) e pulsos de comutação (verde); (b) corrente de saída x 100 (laranja) e tensão de saída (preto).....	141
Figura 5.8: Desempenho do compensador digital simplificado aplicado ao pré-regulador <i>Ćuk</i> submetido a um degrau de tensão na entrada: (a) Tensão da rede elétrica (b) Corrente nos LEDs.....	142
Figura 5.9: Desempenho do compensador digital simplificado aplicado ao pré-regulador <i>Ćuk</i> quando submetido a degraus de referência de 100% do valor nominal para 50% do valor nominal e posteriormente para 75% do valor nominal. Corrente nos LEDs em vermelho e corrente de referência em azul.....	142
Figura 5.10: Fotografia do protótipo do pré-regulador <i>Ćuk</i> de baixa frequência utilizado como <i>driver</i> de uma luminária LED de iluminação pública. ....	143

Figura 5.11: Tensão (azul) e corrente (vermelho) de entrada do pré-regulador $\hat{C}uk$ . Escalas do Osciloscópio: 100V/div, 1A/div e 4ms/div. ....	144
Figura 5.12: Corrente de saída do pré-regulador $\hat{C}uk$ (vermelho) e pulsos de comutação do MOSFET (azul). Escalas do Osciloscópio: 10V/div, 250 mA/div e 10ms/div. ....	144
Figura 5.13: Dinâmica da corrente nos LEDs acionados por um pré-regulador $\hat{C}uk$ (utilizando o compensador digital simplificado) após variação da tensão de entrada $V_S$ de 220V para 231V. ....	145
Figura 5.14: Dinâmica da corrente nos LEDs acionados por um pré-regulador $\hat{C}uk$ (utilizando o compensador digital simplificado) após variação da tensão de entrada $V_S$ de 220V para 212V. ....	145
Figura 5.15 : Dinâmica da corrente nos LEDs acionados por um pré-regulador $\hat{C}uk$ (utilizando o compensador digital simplificado) após variação da corrente de referência de 100% para 50% do valor nominal e após variação de 50% para 75% do valor nominal. Escalas do Osciloscópio: 250 mA/div e 400ms/div. ....	146
Figura 5.16: : Dinâmica da corrente nos LEDs acionados por um pré-regulador $\hat{C}uk$ (utilizando o compensador digital simplificado) após mudança na carga de 48 LEDs para 44 LEDs. Escalas do Osciloscópio: 500 mA/div e 200ms/div. ....	146
Figura 5.17: Conteúdo harmônico da corrente de entrada do pré-regulador $\hat{C}uk$ comparado aos limites estabelecidos pela norma IEC 61000-3-2 Classe C. ....	146
Figura 5.18: <i>Driver</i> de baixa frequência baseado no conversor <i>boost</i> quadrático. ....	148
Figura 5.19: Resultados de simulação para o pré-regulador <i>boost</i> quadrático como <i>driver</i> de uma luminária com 100 LEDs: (a) Tensão de entrada (vermelho), 180 x corrente de entrada (azul) e pulsos de comutação (verde); (b) 180 x corrente de saída (laranja) e tensão de saída (preto). ....	149
Figura 5.20: Formas de onda CA para o pré-regulador <i>boost</i> quadrático: Tensão de entrada (azul) e corrente de entrada (vermelho). Escalas do Osciloscópio: 100V/div, 1A/div e 4ms/div. ....	151
Figura 5.21: Formas de onda selecionadas para o pré-regulador <i>boost</i> quadrático: Corrente de saída (vermelho) e pulsos de comutação no <i>gate</i> do MOSFET (azul). Escalas do Osciloscópio: 10V/div, 500 mA/div e 4ms/div. ....	151
Figura 5.22: Conteúdo harmônico da corrente de entrada do pré-regulador <i>boost</i> quadrático comparado aos limites estabelecidos pela norma IEC 61000-3-2 Classe C. ....	151
Figura 5.23: <i>Driver</i> de baixa frequência baseado no conversor <i>boost</i> com filtro indutivo na saída. ....	153

Figura 5.24: Resultados de simulação para o pré-regulador <i>boost</i> com filtro indutivo na saída como <i>driver</i> de uma luminária com 96 LEDs: (a) Tensão de entrada (vermelho), 180 x corrente de entrada (azul) e pulsos de comutação (verde); (b) 200 x corrente de saída (laranja) e tensão de saída (preto). .....	154
Figura 5.25: Formas de onda do pré-regulador <i>boost</i> com filtro indutivo na saída: Tensão de entrada (azul) e corrente de entrada (vermelho). Escalas do Osciloscópio: 100V/div, 500mA/div e 4ms/div. ....	156
Figura 5.26: Formas de onda do pré-regulador <i>boost</i> quadrático: Corrente de saída (vermelho) e pulsos de comutação no <i>gate</i> do MOSFET (azul). Escalas do Osciloscópio: 10V/div, 500 mA/div e 10ms/div. ....	156
Figura 5.27: Conteúdo harmônico da corrente de entrada do pré-regulador <i>boost</i> com filtro indutivo comparado aos limites estabelecidos pela norma IEC 61000-3-2 Classe C. ....	156
Figura 5.28: Pré-regulador <i>sepic</i> de baixa frequência como circuito de acionamento de LEDs. ....	158
Figura 5.29: Resultados de simulação do pré-regulador <i>Sepic</i> como <i>driver</i> de uma luminária com 100 LEDs: (a) Tensão de entrada (vermelho), 180 x corrente de entrada (azul) e pulsos de comutação (verde); (b) 100 x corrente de saída (laranja) e tensão de saída (preto). ....	159
Figura 5.30: Conteúdo harmônico da corrente de entrada do pré-regulador <i>sepic</i> comparado aos limites estabelecidos pela norma IEC 61000-3-2 Classe C.....	160
Figura 5.31: Aplicação do conversor de baixa frequência proposto em (POMILIO & SPIAZZI, 1999) como circuito de acionamento de LEDs.....	161
Figura 5.32: Resultados de simulação do conversor de baixa frequência baseado em (POMILIO & SPIAZZI, 1999) como <i>driver</i> de uma luminária com 96 LEDs: (a) Tensão de entrada (vermelho), 180 x corrente de entrada (azul) e pulsos de comutação (verde); (b) 100 x corrente de saída (laranja) e tensão de saída (preto).....	161
Figura 5.33: Conteúdo harmônico da corrente de entrada do <i>driver</i> baseado no conversor (POMILIO & SPIAZZI, 1999) comparado aos limites estabelecidos pela norma IEC 61000-3-2 Classe C. ....	162
Figura 5.34: Formas de onda de tensão (azul) e corrente (vermelho) na saída dos <i>drivers</i> no momento da partida (a) <i>driver</i> baseado no pré-regulador <i>boost</i> , (b) <i>driver</i> baseado no pré-regulador <i>Ćuk</i> , (c) <i>driver</i> baseado no pré-regulador <i>boost</i> quadrático e (d) <i>driver</i> baseado no pré-regulador <i>boost</i> com filtro indutivo na saída.....	166
Figura 5.35: Tensão de entrada (azul) e corrente nos LEDs (vermelho) no (a) pré-regulador <i>boost</i> quadrático após tensão de entrada mudar de 220V para 231 V (Escala do Osciloscópio	

1 A/div, 100V/div e 4ms/div) e (b) no conversor *boost* com filtro indutivo na saída (Escala do Osciloscópio 500 mA/div, 100V/div e 4ms/div)..... 167

Figura A.1: *Driver* baseado no pré-regulador Ćuk empregando o bloco C no PSIM para emular um compensador digital simplificado.....193

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1: Tipos de lâmpadas instaladas na iluminação pública no Brasil em 2012 (CASAGRANDE, 2016). .....	34
Tabela 2.1: Limites de emissão de harmônicos segundo a IEC 61.000-3-2 Classe C.....	52
Tabela 3.1: Parâmetros dos LEDs Philips Luxeon R LXA7PW40. ....	77
Tabela 3.2: Parâmetros de projeto do indutor. ....	81
Tabela 3.3: Parâmetros de construção do indutor.....	85
Tabela 3.4: Parâmetros da Luminária LED. ....	88
Tabela 3.5: Principais componentes do protótipo. ....	89
Tabela 3.6: Resultados do <i>driver</i> de baixa frequência em diferentes níveis de dimerização. ..	96
Tabela 3.7: Comparação fotométrica.....	98
Tabela 4.1: Parâmetros do modelo de pequenos sinais do <i>driver</i> de baixa frequência. ....	108
Tabela 4.2: Resultados das Respostas aos Degraus de Tensão na Entrada e em $T_{on}$ .....	110
Tabela 5.1: Parâmetros da Luminária LED acionada pelo <i>driver</i> baseado no pré-regulador <i>Ćuk</i> . ....	138
Tabela 5.2: Principais componentes do protótipo do pré-regulador <i>Ćuk</i> . ....	143
Tabela 5.3: Comparação dos parâmetros fotométricos. ....	147
Tabela 5.4: Principais componentes do protótipo do pré-regulador <i>boost</i> quadrático. ....	150
Tabela 5.5: Comparação dos parâmetros fotométricos. ....	152
Tabela 5.6: Principais componentes do protótipo do pré-regulador <i>boost</i> com filtro indutivo na saída. ....	155
Tabela 5.7: Comparação dos parâmetros fotométricos. ....	157
Tabela 5.8: Resultados de máxima variação de potência de entrada nos <i>drivers</i> de baixa frequência avaliados. ....	163
Tabela 5.9: Resultados de máxima variação da corrente de entrada nos <i>drivers</i> de baixa frequência avaliados. ....	164
Tabela 5.10: Resultados de máxima variação da tensão de saída nos <i>drivers</i> de baixa frequência avaliados. ....	165

Tabela 5.11: Comparação dos principais parâmetros dos <i>Drivers</i> de baixa frequência avaliados.....	170
Tabela A.1: Definição das indutâncias $L_1$ (amarelo) e $L_2$ (vermelho) do <i>driver</i> baseado no pré-regulador $\acute{C}$ uk para $T_{on}$ igual a 3,30 ms.....	187
Tabela A.2: Definição das indutâncias $L_1$ (amarelo) e $L_2$ (vermelho) do <i>driver</i> baseado no pré-regulador $\acute{C}$ uk para $T_{on}$ igual a 3,35 ms.....	188
Tabela A.3: Definição das indutâncias $L_1$ (amarelo) e $L_2$ (vermelho) do <i>driver</i> baseado no pré-regulador $\acute{C}$ uk para $T_{on}$ igual a 3,40 ms.....	189
Tabela A.4: Definição das indutâncias $L_1$ (amarelo) e $L_2$ (vermelho) do <i>driver</i> baseado no pré-regulador $\acute{C}$ uk para $T_{on}$ igual a 3,45 ms.....	190
Tabela A.5: Definição das indutâncias $L_1$ (amarelo) e $L_2$ (vermelho) do <i>driver</i> baseado no pré-regulador $\acute{C}$ uk para $T_{on}$ igual a 3,50 ms.....	191
Tabela A.6: Definição das indutâncias $L_1$ (amarelo) e $L_2$ (vermelho) do <i>driver</i> baseado no pré-regulador $\acute{C}$ uk para $T_{on}$ igual a 3,55 ms.....	192

## INTRODUÇÃO

O combate ao desperdício de energia e a eficiência energética são assuntos cada vez mais recorrentes no cenário mundial. A busca por processos e tecnologias mais eficientes em termos de utilização da energia tem sido motivada por questões de natureza econômica e ambiental, visando o desenvolvimento sustentável.

Os sistemas de iluminação artificial, em particular, representam um grande potencial de economia de energia elétrica. Estima-se que cerca de 30% de toda a energia elétrica gerada no mundo atualmente, seja utilizada para a produção de iluminação artificial (POLONSKII & SEIDEL, 2008). Portanto, alternativas apresentadas para a redução do consumo de energia elétrica em sistemas de iluminação são de suma importância, já que podem produzir significativos impactos econômicos e ambientais.

Historicamente, observa-se uma evolução no desenvolvimento e utilização de fontes de iluminação artificiais mais eficientes. É evidente para aplicações em iluminação pública (IP) uma preocupação com soluções tecnológicas, que além de proporcionar uma iluminação de qualidade, sejam eficientes na conversão de energia elétrica em luz e tenham vida útil satisfatória a fim de se reduzir gastos com manutenção (SINCERO & PERIN, 2007). No caso da iluminação pública, tradicionalmente tem-se utilizado lâmpadas de descarga em alta pressão (HID – do inglês *High Intensity Discharge*). Nos últimos 50 anos as lâmpadas HID se mostraram como soluções eficientes, se comparadas com as lâmpadas incandescentes ou fluorescentes. Porém, tanto no caso das lâmpadas que se baseiam na incandescência, como das que se baseiam na descarga elétrica em gases, o processo de produção da luz está associado à elevação da temperatura (termoluminescência), o que acaba provocando elevadas taxas de perdas (ŽUKAUSKAS *et al.*, 2002).

O surgimento de novas tecnologias em iluminação representa um vasto campo de estudo, envolvendo desde o desenvolvimento e aspectos construtivos dessas tecnologias, ao seu desempenho no que tange a eficiência energética, qualidade de energia, conforto visual, reprodução de cores, vida útil, dentre outros.

O uso dos diodos emissores de luz (LEDs) na iluminação tem representado um grande avanço tecnológico nos últimos anos. Os LEDs, que inicialmente eram usados apenas para sinalização, tiveram um rápido desenvolvimento com os LEDs de potência de luz branca, possibilitando sua utilização para iluminar ambientes internos e externos. Diversos estudos recentes apontam para a utilização dos LEDs na iluminação pública (RODRIGUES, 2012;

SALES, 2011; SCHUCH *et al.*, 2011, ALMEIDA *et al.*, 2011a; NOGUEIRA, 2013; SOARES, 2014). A elevada eficácia luminosa, longa vida útil, maior resistência mecânica, fácil controle sobre a intensidade luminosa (dimerização) e capacidade de emissão de luz branca, além do ótimo índice de reprodução de cores, são fatores que contribuem para a aplicação desta tecnologia em iluminação pública. Porém, um dos mais significativos benefícios que possivelmente decorrerão da utilização em larga escala de LEDs para a iluminação é a diminuição do consumo de energia. Cerca de 50% da energia consumida com iluminação artificial em todo o mundo poderia ser poupada com a utilização da iluminação de estado sólido (TSAO, 2004). Além disso, são dispositivos que causam menos danos ao meio ambiente, por não apresentarem gases tóxicos em seu interior como os encontrados em alguns modelos de lâmpadas de descarga.

Atualmente, a principal desvantagem da tecnologia LED é o seu alto custo de implantação. Outro ponto que deve ser destacado é a desconfiança com respeito à durabilidade e confiabilidade de sistemas de iluminação empregando LEDs, uma vez que devido à aplicação de LEDs em iluminação pública ser recente, não existe histórico prático que comprovem estes benefícios. Se por um lado essa desconfiança possa parecer infundada, dadas as excelentes características técnicas dos LEDs, por outro lado, pode ser coerente já que o bom funcionamento de um sistema de iluminação empregando LEDs não depende apenas do dispositivo semicondutor, mas também de diversos outros fatores. O dispositivo eletrônico de acionamento dos LEDs, conhecido como controlador (ou *driver*) e o sistema de dissipação térmica dos LEDs são importantíssimos, e se não forem bem projetados, podem fazer com que o sistema como um todo não seja tão eficiente e durável como se espera.

Portanto, o estudo dos LEDs em iluminação pública é um campo fértil de pesquisa, tanto na avaliação do seu desempenho quanto no desenvolvimento de controladores necessários para o seu bom funcionamento. É sempre desejável que os *drivers* de luminárias LED, além de elevada eficiência, possam apresentar elevado fator de potência, reduzida distorção harmônica da corrente de entrada, resiliência a distúrbios da rede, vida útil compatível com a dos LEDs, e conformidade com as normas técnicas vigentes, principalmente a NBR 16026:2012 - Dispositivo de controle eletrônico c.c. ou c.a. para módulos de LED - Requisitos de desempenho (ABNT, 2012a).

Esse trabalho tem como principal contribuição, dentro das premissas anteriores, a metodologia de projeto, modelagem e controle em malha fechada de um *driver* aplicado a luminárias LEDs de IP baseado no pré-regulador *boost* comutado no dobro da frequência da

rede elétrica. Além disso, também é investigada a possibilidade de outras adaptações de topologias conversoras clássicas serem aplicadas como *drivers* de baixa frequência para LEDs.

O texto que segue está organizado da seguinte maneira:

O capítulo 1 traz os aspectos gerais de um sistema de iluminação pública, a situação do cenário nacional, destacando a situação atual do parque de iluminação pública. Posteriormente, é feita uma discussão sobre o emprego da tecnologia LED na iluminação pública.

O capítulo 2 traz uma revisão bibliográfica sobre os circuitos eletrônicos de acionamentos das luminárias LED (*drivers*). São mostradas as características básicas e principais normativas que tratam desse dispositivo. Além disso, é feita uma breve discussão sobre a aplicação de *drivers* ativos em baixa frequência para o acionamento de luminárias LED de iluminação pública.

O capítulo 3 apresenta, inicialmente, a modelagem matemática do conversor baseado no pré-regulador *boost* operando em baixa frequência como um *driver* de uma luminária LED de iluminação pública e a metodologia de projeto detalhada para uma luminária LED de 160 W. São mostrados os resultados de simulação e posteriormente os resultados experimentais (elétricos e fotométricos) obtidos em laboratório. Por fim, é realizada uma discussão sobre o *flicker* não visível nos LEDs, ocasionado pela natureza descontínua da corrente de saída desse *driver*.

No capítulo 4 é proposto um modelo dinâmico do *driver* baseado no pré-regulador *boost* e a metodologia de projeto para o compensador do controle em malha fechada. São mostrados os resultados experimentais obtidos em laboratório mediante perturbações na tensão de entrada, na carga e na corrente média de referência dos LEDs. Também são mostradas duas técnicas simplificadas de manutenção da corrente média de saída, estudadas antes da proposição do compensador em malha fechada implementado.

O capítulo 5 trata de outras topologias de baixa frequência como *drivers* de luminárias LED de iluminação pública, em especial a topologia baseada no conversor *Ćuk*. É feita uma discussão sobre vantagens e desvantagens destas topologias com base em resultados de simulação e resultados experimentais obtidos nas topologias avaliadas. Por fim, é realizada uma avaliação de desempenho em 4 *drivers* de baixa frequência segundo a norma NBR 16026: 2012 (ABNT, 2012a).

Finalmente, as conclusões trarão uma análise do trabalho como um todo, juntamente com as propostas de trabalhos futuros, com as possíveis contribuições e desdobramentos do estudo realizado.

## **PUBLICAÇÕES DECORRENTES DO PERÍODO DE DESENVOLVIMENTO DA TESE**

Como resultado da contribuição principal desta tese de doutorado, foi elaborado o seguinte artigo, aceito para publicação em revista científica:

NOGUEIRA, F. J.; RESENDE, L. H. G.; FERRAZ, R. M.; COELHO, F. O. ; SILVA, E. S. ; SOARES, G. M.; BRAGA, H. A. C. “Modelagem e Controle de um *Driver* de LEDs de Baixa Frequência Baseado no Pré-Regulador *Boost* .” **Eletrônica de Potência**, Dezembro de 2016 (Artigo aceito para publicação em abril de 2017).

Em decorrência da pesquisa realizada ao longo do desenvolvimento deste trabalho, também foram publicados até o momento (ou estão em processo de avaliação) os seguintes artigos científicos, em periódicos e conferências nacionais e internacionais, alistados em ordem cronológica:

- Artigos publicados em revistas e magazines:

NOGUEIRA, F. J.; RODRIGUES, C. R. B. S.; CASAGRANDE, C. G.; BRAGA, H. A. C. “**Aplicação dos Diodos Emissores de Luz Orientadas a Sistemas de Iluminação Pública.**” CES Revista, v.27, n°1, jan/dez. 2013.

NOGUEIRA, F. J. ; BRAGA, H. A. C. “**Ensaio de Pré-Conformidade de Luminárias LED Orientadas a Iluminação Pública.**” Revista Lumière (Impresso), v. 16, p. 86-97, Edição 198, outubro 2014.

LEOPOLDO, R. G., NOGUEIRA, F. J., CASAGRANDE, C. G. “**Gerenciamento Remoto Aplicado a Sistemas de Iluminação Pública a LED**”. CES Revista, v. 29, n. 2. pp. 119-135, ago./dez. 2015.

CASAGRANDE, C. G., NOGUEIRA, F. J., SALMENTO, M. L. G. and BRAGA, H. A. C. “**Towards a Unified Equation to Provide S/P Relationship with Application to Mesopic Conditions**”. Leukos, IESNA, 2016 (artigo submetido).

NOGUEIRA, F. J. ; RESENDE. L. H. G. ; FERRAZ, R. M. ; CASAGRANDE, C. G.. **“Avaliação de Fontes Luminosas Utilizadas na Iluminação Pública Considerando a Fotometria Mesópica.”** Revista Lumière (Impresso), v. 18, p. 80-87, Edição 223, Novembro de 2016.

NOGUEIRA, F. J. ; RESENDE. L. H. G. ; FERRAZ, R. M. ; CASAGRANDE, C. G.. **“Retrofit Envolvendo Luminárias LED de Iluminação Pública na UFJF.”** Revista Lumière (Impresso), v. 18, p. 90-96, Edição 224, Dezembro de 2016.

- Artigos publicados em congressos nacionais e internacionais:

PINTO, D. P.; NOGUEIRA, F. J.; SILVA, E. S.; RODRIGUES, C. R. B. S.; BRAGA, H.A.C. **“Projeto Aplicado na Formação de Engenheiros: Iluminação Pública a LEDs no Campus da da Universidade Federal de Juiz de Fora.”** XLI Congresso Brasileiro de Educação em Engenharia (COBENGE). 2013.

CASAGRANDE, C. G.; NOGUEIRA, F. J.; RODRIGUES, C. R. B. S.; CAMPOS, M. F. C.; BRAGA, H. A. C. **“Evaluation of Lighting Systems Through Adaptation of Photometric Quantities.”** In: 39<sup>th</sup> Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON). 2013.

NOGUEIRA, F. J. ; SILVA, E. S.; CAMPOS, M. F. C.; CARREIRA T. R. A.; GOUVEIA, L. H.; CASAGRANDE, C. G.; BRAGA, H. A. C. **“Projeto Piloto de Iluminação Pública Empregando LEDs em Substituição a Lâmpadas de Vapor de Sódio”.** XX Congresso Brasileiro de Automática CBA 2014, Belo Horizonte, Setembro 2014.

NOGUEIRA, F. J. ; VITOI, L. A.; CASAGRANDE, C. G.; BRAGA, H. A. C. **“Avaliação do Uso de Conversores em Baixa Frequência como Drivers de Luminárias LED”.** XX Congresso Brasileiro de Automática CBA 2014, Belo Horizonte, Setembro 2014.

NOGUEIRA, F. J.; MELO, I. D.; GOUVEIA, L. H.; CASAGRANDE, C. G., BRAGA, H. A. C.; PINTO, D. P. **“Avaliação de um Sistema de Telegerenciamento Empregando Luminárias LED de Iluminação Pública”.** XX Congresso Brasileiro de Automática CBA 2014, Belo Horizonte, Setembro 2014.

NOGUEIRA, F. J.; VITOI, L. A.; CASAGRANDE, C. G.; BRAGA, H. A. C. **“Low Cost and High Power Factor Offline LED Drivers Based on Low Frequency Converters”.** PCIM South América Conference 2014, São Paulo, Outubro 2014.

NOGUEIRA, F. J. ; SILVA, E. S. ; BRAGA, M. F.; CAMPOS, M. F. C.; CASAGRANDE, C. G.; BRAGA, H. A. C. **“Retrofit Envolvendo Luminárias LED no Sistema de Iluminação Pública: Estudo de Caso da Universidade Federal de Juiz de Fora”.** XII Conferência Latino-Americana de Iluminação LUXAMÉRICA 2014. Juiz de Fora, 2014.

CASAGRANDE, C. G.; NOGUEIRA, F. J.; CAMPOS, M. F. C.; BRAGA, H. A. C.; RODRIGUES, C. R. B. S. “**Avaliação de Sistemas de Iluminação Através da Adaptação de Grandezas Fotométricas**”. 11th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications, Induscon 2014. Juiz de Fora, Brasil, Dezembro 2014.

CASAGRANDE, C. G.; NOGUEIRA, F. J. ; PINTO, D. P. ; BRAGA, H. A. C. “**Desafios para a Iluminação Pública no Brasil no Cenário de Transferência dos Ativos**”. XII Conferência Latino-Americana de Iluminação LUXAMÉRICA 2014. Juiz de Fora, 2014.

NOGUEIRA, F. J. ; GOUVEIA, L. H.; BRAGA, M. F.; CAMPOS, M. F. C.; CASAGRANDE, C. G.; BRAGA, H. A. C. “**Um Estudo Comparativo Entre Fontes de Luz Típicas de Iluminação Pública Considerando a Fotometria Mesópica**”. XII Conferência Latino-Americana de Iluminação LUXAMÉRICA 2014. Juiz de Fora, 2014.

NOGUEIRA, F. J.; ALBUQUERQUE, V. M.; GOUVEIA, L. H.; CASAGRANDE, C. G.; PINTO, D. P.; BRAGA, H. A. C. “**Street Lighting LED Luminaires Using Telemanagement Systems: Study of Case**”. 11th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications, Induscon 2014. Juiz de Fora, Brasil, Dezembro 2014.

NOGUEIRA, F. J.; VITOI, L. A.; ALBUQUERQUE, V. M.; CASAGRANDE, C. G.; BRAGA, H. A. C. “**Use of Low Frequency Converters as Offline LED Drivers for Street Lighting Luminaires**”. 11th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications, Induscon 2014. Juiz de Fora, Brasil, Dezembro 2014.

NOGUEIRA, F. J.; VITOI, L. A.; GOUVEIA, L. H.; CASAGRANDE, C. G.; PINTO, D. P.; BRAGA, H. A. C. “**Street Lighting LED Luminaires Replacing High Pressure Sodium Lamps: Study of Case**”. 11th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications, Induscon 2014. Juiz de Fora, Brasil, Dezembro 2014.

NOGUEIRA, F. J. ; GOUVEIA, L. H.; ALBUQUERQUE, V. M.; CARREIRA, T. R. A.; BRAGA, M. F.; PINTO, D. P.; BRAGA, H. A. C. “**Avaliação Técnica de Luminárias LED Comerciais Destinadas à Iluminação Pública**”. 11th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications, Induscon 2014. Juiz de Fora, Brasil, Dezembro 2014.

BRAGA, M. F.; NOGUEIRA, F. J. ; GOUVEIA, L. H.; CAMPOS, M. F. C.; BRAGA, H. A. C. “**A comparative study regarding linear fluorescent and LED lamps for indoor lighting**”. 11th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications, Induscon 2014. Juiz de Fora, Brasil, Dezembro 2014.

NOGUEIRA, F. J. ; BRAGA, M. F.; SILVA, E. S.; GOMIDE, T. S.; BRAGA, H. A. C. “**Design of a Transformerless High Power Factor Low Frequency LED Driver Applied to Street Lighting**”. The 24th IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE 2015. Rio de Janeiro, Brasil, 2015.

NOGUEIRA, F. J. , SILVA, E. S., GOMIDE, T. S., BRAGA, H. A. C. “ **Low Frequency LED Driver Based on The Ćuk Converter Applied to Street Lighting Luminaires**”. Aceito para publicação, COBEP 2015. Fortaleza, Brasil, 2015.

Além disso, foram apresentados os seguintes trabalhos em eventos da área:

NOGUEIRA, F. J. “**Ensaio de Pré-Conformidade de Luminárias LED Comerciais Orientadas a Iluminação Pública**”. II Exposição e Fórum de Gestão de Iluminação Pública, ILUME EXPO 2013. São Paulo, 10, 11 e 12 de junho de 2013.

NOGUEIRA, F. J. , PINTO, D. P., “**A Experiência da UFJF com Projetos de Iluminação Pública com LEDs**”. II Exposição e Fórum de Gestão de Iluminação Pública, ILUME EXPO 2013. São Paulo, 10, 11 e 12 de junho de 2013.

NOGUEIRA, F. J. “**Softwares Aplicados em Projetos de Iluminação Eficiente**”. III Semana de Educação, Ciência e Tecnologia do Instituto Federal do Sudeste de Minas Gerais, SECITEC IFSUDESTE MG. Juiz de Fora, 4 a 8 de Novembro de 2013.

## 1. CONSIDERAÇÕES SOBRE O SISTEMA DE ILUMINAÇÃO PÚBLICA

Este capítulo tem por objetivo fazer uma discussão sobre os aspectos gerais de um sistema de iluminação pública. Serão apresentados o conceito e a finalidade de um sistema de iluminação pública. Posteriormente, é mostrada a situação do cenário nacional, baseada no último levantamento de dados realizado pela ELETROBRAS. Por fim, é realizada uma discussão sobre emprego da tecnologia LED na iluminação de exteriores.

### 1.1. ILUMINAÇÃO PÚBLICA: CONCEITO E FINALIDADE

Segundo a norma de iluminação pública da Associação Brasileira de Normas Técnicas NBR 5101:2012 (ABNT, 2012b), a iluminação pública é um serviço que tem como principal objetivo proporcionar visibilidade para a segurança do tráfego de veículos e pedestres, de forma rápida, precisa e confortável, provendo benefícios econômicos e sociais para os cidadãos, incluindo:

- Redução de acidentes noturnos;
- Melhoria das condições de vida, principalmente nas comunidades carentes;
- Auxílio à proteção policial, com ênfase na segurança dos indivíduos e propriedades;
- Facilidade do fluxo do tráfego;
- Destaque a edifícios e obras públicas durante a noite;
- Eficiência energética.

Já a comissão internacional de iluminação ou CIE (do francês, *Commission Internationale de L'Eclairage*), segundo LOPES (2002), fixa três propósitos para iluminação de vias públicas:

- Permitir aos usuários de carros, motocicletas, ciclistas e outros veículos de tração motorizada ou animal trafegar com segurança;

- Permitir aos pedestres reconhecer outros pedestres, além de provê-los de uma sensação de segurança;
- Melhorar a aparência do ambiente em período noturno.

Logo, pelas razões supracitadas, é possível concluir que a iluminação pública é essencial para uma boa organização da sociedade, já que contribui para a segurança da população e para o tráfego de veículos, além de favorecer o comércio, o turismo, o lazer, entre outras atividades (BARBOSA *et al.*, 1998). Isso mostra que a iluminação pública está intimamente associada com a qualidade de vida dos cidadãos e com o desenvolvimento socioeconômico regional, apresentando-se como um assunto de grande importância e sempre atual (BRAGA *et al.*, 2007).

## 1.2. ILUMINAÇÃO PÚBLICA NO BRASIL

No Brasil, segundo a constituição de 1988, o serviço de iluminação pública é de responsabilidade dos mais de 5.560 municípios existentes por se tratar de um interesse local. Por esta razão, existe uma grande diversidade de sistemas, o que pode implicar em diferentes tipos de tecnologias, níveis de atendimento e qualidade dos serviços prestados (SILVA, 2006). O serviço de iluminação pública é regulamentado pela resolução 414/2010 da Agência Nacional de Energia Elétrica – ANEEL (ANEEL, 2010).

Segundo o último levantamento publicado pela ELETROBRAS (Centrais Elétricas Brasileiras), referente ao ano de 2008, o Brasil possuía cerca de 14,7 milhões de pontos de iluminação pública, que correspondiam a cerca de 4,5% da demanda e a 3% do consumo nacional de energia elétrica. Isto, em valores absolutos, é equivalente a uma demanda de 2,2 GW e a um consumo de 9,7 bilhões de kWh/ano (ELETROBRAS, 2010).

Um levantamento mais recente, do ano de 2012, aponta para cerca de 16 milhões de pontos de IP em todo o país (CASAGRANDE, 2016). A Figura 1.1 (a) mostra como esses pontos estão distribuídos entre as regiões brasileiras e a Figura 1.1 (b) mostra a distribuição das tecnologias empregadas no país, onde é possível observar uma forte predominância das lâmpadas vapor de sódio em alta pressão (HPS, do inglês *high pressure sodium*). Isso ocorre porque as lâmpadas HPS foram escolhidas (devido a sua elevada eficácia luminosa e longa

vida útil) pelo Programa Nacional de Iluminação Pública e Sinalização Semafórica Eficientes (RELUZ) para substituir as tecnologias obsoletas (SOARES, 2014).

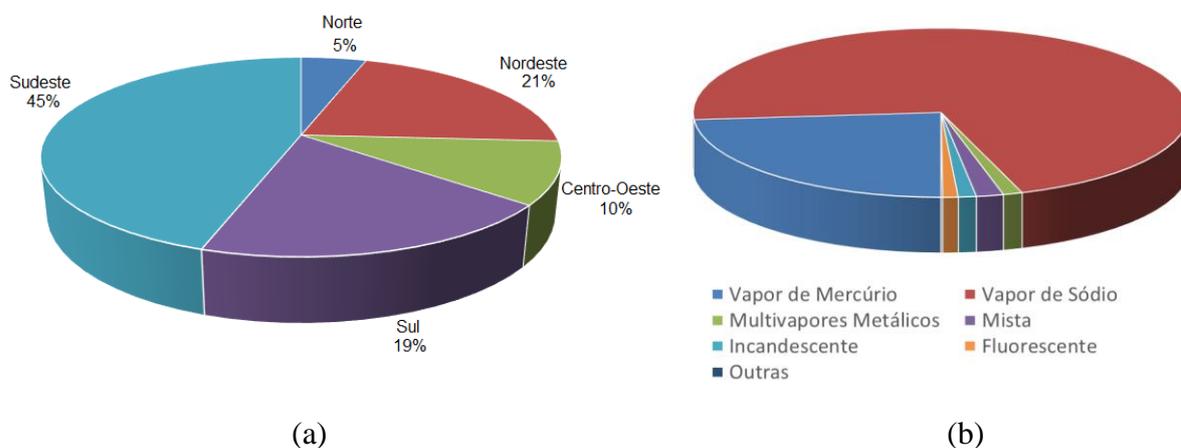


Figura 1.1: Panorama da iluminação pública no Brasil. Em (a), distribuição aproximada entre as regiões brasileiras; em (b), as tecnologias utilizadas (Fonte: CASAGRANDE, 2016).

A Tabela 1.1 mostra a quantidade de cada tipo de lâmpada instalada no sistema de iluminação pública brasileiro, segundo o levantamento realizado em 2012.

Tabela 1.1: Tipos de lâmpadas instaladas na iluminação pública no Brasil, 2012 (CASAGRANDE, 2016).

<b>Tipo de Lâmpada</b>	<b>Quantidade</b>	<b>Percentual</b>
Vapor de Sódio	11.414.217	71,05 %
Vapor de Mercúrio	3.799.133	23,65 %
Mista	283.346	1,76 %
Multivapores Metálicos	201.218	1,25 %
Incandescente	188.459	1,17 %
Fluorescente	160.405	0,99 %
Outros	17.337	0,13 %
<b>Total</b>	<b>16.064.115</b>	<b>100%</b>

Uma das principais características do serviço de iluminação pública no Brasil é que o seu funcionamento se inicia, na maior parte do país, todos os dias por volta das 19 horas, horário crítico para o sistema elétrico brasileiro devido à grande demanda de energia elétrica (a demanda de iluminação como um todo coincide com a grande demanda do comércio, indústrias e residências). Geralmente este horário (19h) se encontra dentro do horário de ponta ou de pico, que é um período composto por 3 horas diárias consecutivas, definido pela distribuidora, em que ocorre a maior demanda de energia elétrica do sistema. Uma alternativa para a redução do consumo no horário de ponta é a adoção do horário de verão, que consiste no adiantamento dos relógios em uma hora. Com isso é possível aproveitar ao máximo a luz do dia. Atualmente o horário de verão é utilizado nas regiões Sul, Sudeste e Centro-Oeste. Como resultado tem-se uma queda da demanda de energia do horário de ponta. Esta redução apresenta um valor médio que varia entre 4,4% e 4,8% (ONS, 2013).

Tradicionalmente, não só no Brasil, como no restante do mundo, a maioria dos pontos de iluminação pública é basicamente composta por uma lâmpada, um reator, um ignitor (dependendo da tecnologia da lâmpada empregada), uma fotocélula e uma luminária que são fixados em um poste. A eficiência deste ponto está ligada às características e ao bom funcionamento de cada um destes componentes.

A luminária, normalmente fixada em um braço do poste, é responsável pelo alojamento da lâmpada e em alguns casos dos componentes auxiliares, como o reator (geralmente eletromagnético) e o ignitor. A fotocélula (ou relé fotoelétrico) comanda o acendimento de uma única lâmpada ou de um grupo de lâmpadas. Dois pontos típicos de iluminação pública são mostrados na Figura 1.2.

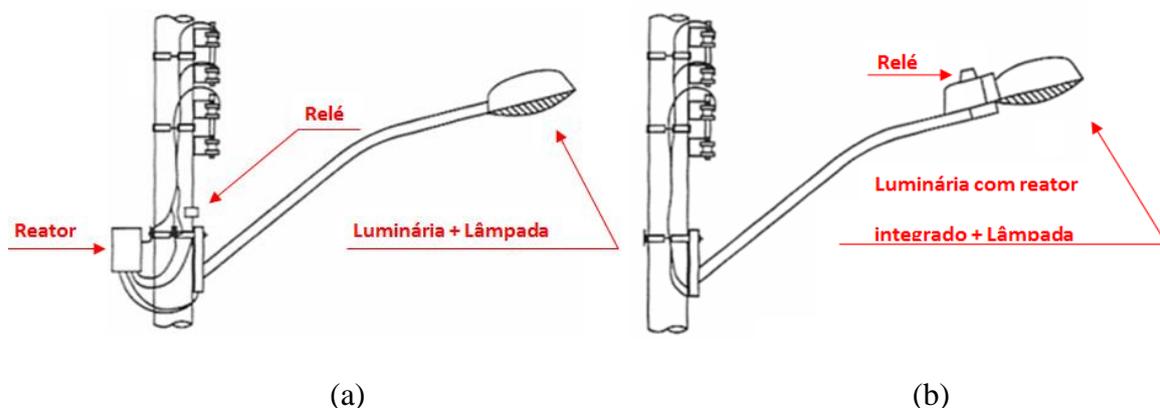


Figura 1.2 : Instalação típica de um ponto de iluminação pública com (a) Reator externo e (b) Reator integrado à luminária (RODRIGUES, 2012).

### 1.3. ILUMINAÇÃO PÚBLICA EMPREGANDO LEDs

#### 1.3.1. DIODOS EMISSORES DE LUZ

Os diodos emissores de luz, ou LEDs, são semicondutores constituídos por dois materiais diferentes, que formam uma junção do tipo PN, que permite fluxo de corrente em apenas uma direção. Se a junção PN é polarizada diretamente, as lacunas na camada P e os elétrons da camada N movem-se em direção à região de depleção, que é a área de transição entre os materiais P e N. Perto dessa região, a recombinação de elétrons e lacunas gera energia que é liberada sob a forma de fótons de luz (BULLOUGH, 2003). A Figura 1.3 mostra uma representação simplificada da estrutura física e do processo de emissão de luz em um LED, a eletroluminescência.

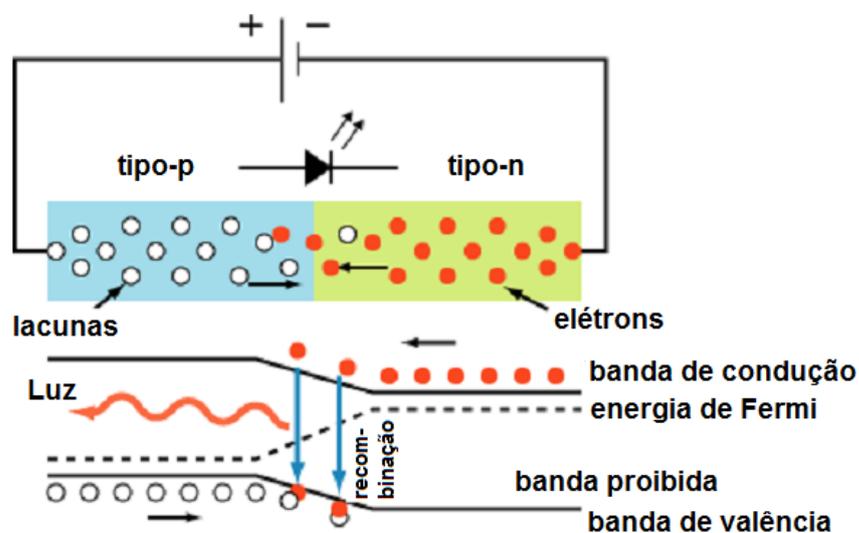


Figura 1.3: Representação do comportamento físico de um LED (ALMEIDA, 2012a).

Os LEDs aplicados em iluminação pública são divididos em dois grupos: LEDs de alto brilho e LEDs de potência.

Os LEDs de alto brilho, também conhecidos como HB-LEDs (do inglês *High Brightness LEDs*), são aqueles que trabalham em baixos níveis de potência (correntes nominais típicas de 20 mA). Já os LEDs de potência, conhecidos como HP-LEDs (do inglês *High Power LEDs*), são aqueles que trabalham em elevados níveis de potência (correntes nominais típicas de 300 mA até 1,5A). Os LEDs-HP possuem maior fluxo luminoso e

eficácia luminosa do que os LEDs-HB (RODRIGUES *et al.*, 2011a), sendo os mais indicados para aplicação em iluminação pública. Estes dois tipos de LEDs são mostrados na Figura 1.4.



Figura 1.4: Dois tipos de LEDs (a) LED HB e (b) LED HP (NOGUEIRA, 2013).

Os LEDs têm como característica uma alta resistência mecânica, sendo as diferenças construtivas entre os LEDs-HB e LEDs-HP exemplificadas na Figura 1.5. Essas diferenças são basicamente: o encapsulamento, o tamanho do chip semicondutor, o ângulo de abertura do feixe luminoso e a resistência térmica entre a pastilha e o dissipador (no caso dos dispositivos de baixa potência, a dissipação é feita pelos próprios terminais, enquanto os LEDs de potência possuem um dissipador – *thermal heatsink* – sob a pastilha). A estrutura de dissipação térmica é vital para o bom funcionamento de um dispositivo empregando LEDs, por dois fatores: o primeiro é a redução de fluxo luminoso (e conseqüentemente da eficácia luminosa) com o aumento da temperatura da junção semicondutora, e o segundo é a degradação geral do dispositivo quando operado em temperaturas elevadas, o que implica na redução da sua vida útil (SONG *et al.*, 2010, NOGUEIRA *et al.*, 2012a, RODRIGUES, 2012).

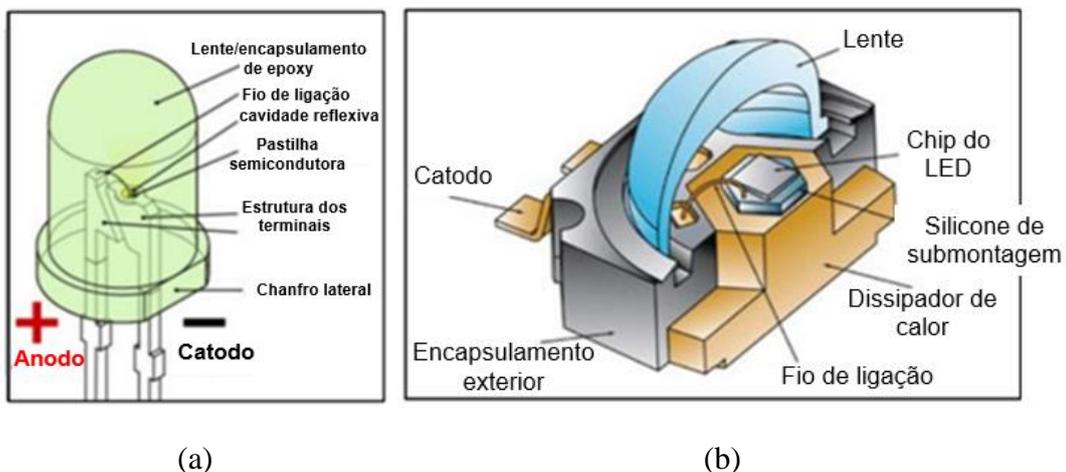


Figura 1.5: Detalhes construtivos dos LEDs (a) de alto brilho e (b) potência (SOARES, 2014).

Outra característica do LED é o fato de este operar com baixos níveis de tensão e de corrente, não havendo a necessidade do uso de um ignitor para o seu acionamento como no caso das lâmpadas de descarga. A alimentação dos LEDs é feita por um circuito eletrônico de acionamento, denominado controlador (ou *driver*). Este dispositivo é responsável por ajustar os valores de tensão e corrente da rede elétrica alternada, para os níveis contínuos dos arranjos de LEDs (conjunto de LEDs associados). O *driver* também é responsável por manter a corrente no LED de forma constante e no nível adequado, a fim de evitar variações no fluxo luminoso emitido e diminuição da vida útil do LED.

A eficácia luminosa do LED é uma propriedade para se destacar nas aplicações de iluminação em geral. Nos últimos anos, com as inúmeras pesquisas realizadas nessa área, a eficácia luminosa do LED tem aumentado consideravelmente, chegando a atingir a marca de 150 lm/W (DUPUIS & KRAMES, 2008; SUN *et al.*, 2014). A Figura 1.6 mostra a evolução da eficácia luminosa dos LEDs brancos de potência em comparação com outras fontes de luz.

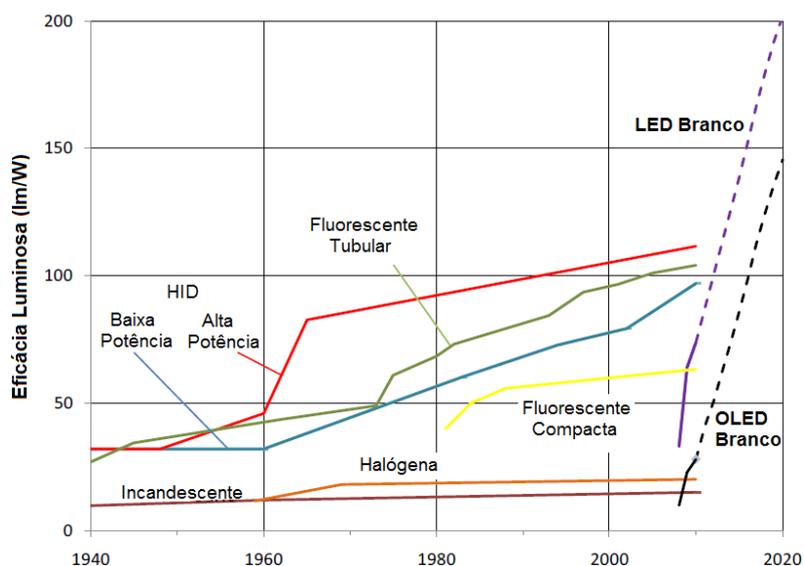


Figura 1.6: Evolução paralela da eficácia luminosa de diversas tecnologias de iluminação (U.S. DEPARTMENT OF ENERGY, 2012).

Outra particularidade dos LEDs refere-se à sua vida útil, que atualmente já superam 50.000h, com projeções de chegar até 100.000h no futuro (LAUBSCH *et al.*, 2010; VAAJA *et al.*, 2015), o que reduziria os gastos com a manutenção do sistema. Segundo ALBERTINI (2010), a determinação da vida útil dos LEDs é feita com base no tempo em que seu fluxo luminoso atinge 70% do fluxo inicial. Essa estimativa é realizada por meio da extrapolação linear de dados de fluxo luminoso e cromaticidade obtidos em ensaios de longa duração (pelo menos 6.000 horas) seguindo as diretrizes recomendadas pela LM-80-08 (IES, 2008) com as equações e métodos previstos no memorando técnico TM-21-11 (IES, 2011).

Outra característica relevante é o fato do fluxo luminoso emitido pelos LEDs ser direcional. Isso se deve ao fato desses dispositivos apresentarem um ângulo de abertura estreito para a emissão do fluxo luminoso. Com um ângulo mais estreito, os LEDs proporcionam um melhor aproveitamento do fluxo luminoso, reduzindo as perdas e a poluição luminosa. A regulação da direção e angulação do fluxo luminoso pode ser feita por meio de lentes e colimadores adequados para cada tipo de situação.

A obtenção de luz branca nos LEDs pode ser feita basicamente de duas formas: por meio da combinação das cores primárias (LEDs RGB) ou por LEDs azuis revestidos com uma camada de fósforo amarelo (PC-LEDs).

A primeira forma de se obter luz branca nos LEDs é mostrada na Figura 1.7. Consiste em utilizar um LED individual que emita as três cores primárias (verde, vermelho e azul) e, por meio da mistura destas cores, produzir a luz branca. Esses dispositivos são conhecidos como LEDs RGB (do inglês *Red, Green and Blue*). Além de produzirem a luz branca, os LEDs RGB podem ser utilizados para gerar luz das mais diferentes cores.

A segunda maneira de se obter luz branca nos LEDs é mostrada na Figura 1.8. Consiste na utilização de LEDs monocromáticos azuis recobertos com camadas de fósforo amarelo, o que provoca a emissão da luz branca (SCHUBERT, 2006). Estes LEDs são conhecidos como PC-LEDs (do inglês *Phosphor Converter LEDs*). Os PC LEDs são construídos com pastilhas semicondutores que emitem luz azul (nitretos de gálio/índio-gálio – GaN/InGaN), em torno de 440 nm, e possuem uma cobertura de um fósforo especial (Y<sub>3</sub>Al<sub>5</sub>O<sub>12</sub>:Ce<sup>3+</sup> – chamado de YAG, dopado com cério), que possui pico de excitação próximo ao pico de emissão do semicondutor do LED azul, e reemite parte da radiação em comprimentos de onda maiores (deslocamento de Stokes), em torno de 550 nm.

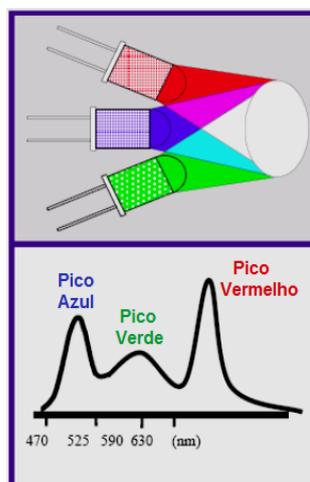


Figura 1.7: Formação da luz branca por meio da combinação RGB (GORDON, 2007).

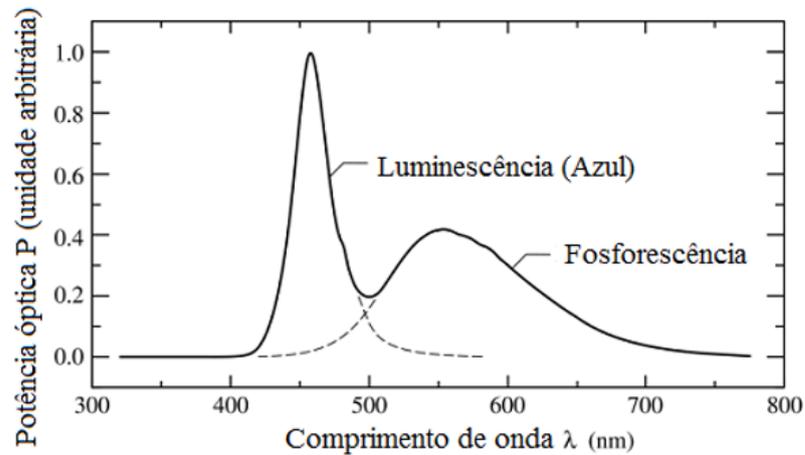


Figura 1.8: Método de produção de luz branca por PC-LEDs, usando fenômenos de eletroluminescência do semicondutor InGaN e de fosforescência do fósforo YAG:Ce (SCHUBERT, 2006).

Os LEDs mais aplicados em iluminação pública são os PC-LEDs (RODRIGUES *et al.*, 2011a). A luz branca produzida por eles possui um índice de reprodução de cores variando entre 70% e 90%. As TCCs podem variar bastante entre os diferentes dispositivos, dos mais quentes aos mais frios. A temperatura de cor do LED pode ser controlada no momento da fabricação, pela quantidade de fósforo que é utilizada.

Os LEDs brancos atuais convertem entre 15% e 25% da sua potência em luz visível, emitindo baixos níveis de infravermelho e de ultravioleta (ou não emitem) e o restante é convertido em calor, que deve ser conduzido da junção para o ambiente com a utilização de dissipadores de calor (SÁ JR., 2010).

Como desvantagens da aplicação dos LEDs em iluminação, podem-se mencionar o custo mais elevado que outras tecnologias, a necessidade de um sistema de dissipação bem projetado e a necessidade de um circuito eletrônico de acionamento para manter a corrente nos LEDs constante.

### 1.3.2. MODELO ELÉTRICO DOS LEDS

Os LEDs podem ter seu comportamento elétrico modelado pela equação modificada de Shockley (SHUBERT, 2006), como pode ser visto em (1.1):

$$V_{LED} = \frac{n \cdot K \cdot T}{q} \cdot \ln \left( \frac{I_{LED}}{I_S} \right) + R_S \cdot I_{LED} \cdot \quad (1.1)$$

Sendo que:

$V_{LED}$  - Tensão direta do LED (V).

$n$  - Fator de idealidade.

$K$  - Constante de Boltzmann,  $1,3805 \times 10^{-23}$  (J/°K).

$T$  - Temperatura em Kelvin (°K).

$q$  - Carga do elétron,  $1,602 \times 10^{-19}$  Coulomb (C).

$I_{LED}$  - Corrente direta do LED (A).

$I_s$  - Corrente de saturação reversa (A).

$R_s$  - Resistência em série do LED.

Porém, para um ponto de operação fixo, temperatura constante e corrente próxima da nominal, a equação (1.1) pode ser simplificada para a equação (1.2):

$$V_{LED} = V_0 + R_s \cdot I_{LED} . \quad (1.2)$$

Em que  $V_0$  representa a fonte de tensão interna do modelo do LED (também nomeada tensão de joelho).

A partir da equação (1.2), pode-se constatar que o modelo elétrico do LED pode ser representado por um diodo ideal em série com uma fonte de tensão constante ( $V_0$ ) e uma resistência ( $R_s$ ), como visto na Figura 1.9.

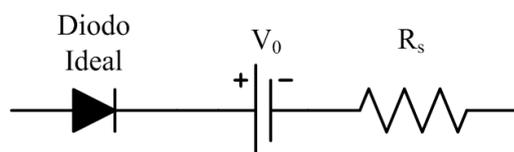


Figura 1.9: Modelo elétrico do LED.

Para encontrar os parâmetros  $R_s$  e  $V_0$  do modelo elétrico é necessário obter experimentalmente a curva  $V_{LED} \times I_{LED}$  do LED ou conjunto de LEDs avaliado. Por meio da regressão linear dessa curva são obtidos tais parâmetros, sendo que o coeficiente angular é  $R_s$  e o coeficiente linear é  $V_0$ .

### 1.3.3. DIODOS EMISSORES DE LUZ NA ILUMINAÇÃO PÚBLICA

Em 1962 a General Electric desenvolveu o diodo emissor de luz, que emitia luz vermelha. Desde então, é gasto muito tempo e dinheiro no desenvolvimento de LEDs mais eficientes, que sejam capazes de competir com as fontes de luz existentes.

Na década de 90 surgiram os LEDs azuis e a partir destes foram desenvolvidos os LEDs que emitem luz branca, fazendo com que os LEDs ganhassem espaço nas aplicações de iluminação em geral. Nos últimos anos, com o desenvolvimento dos LEDs de potência, esta fonte de luz passou a ser explorada também na iluminação de exteriores, possuindo um grande potencial para serem empregados em iluminação de vias públicas (RODRIGUES *et al.*, 2011b; LI *et al.*, 2009).

A primeira instalação empregando luminárias LED em iluminação pública no mundo foi feita no ano de 2003, na cidade de Cardiff, no País de Gales. Foram instaladas 30 luminárias LED em postes de 8 m de altura (WHITAKER, 2005). Atualmente, muitos países estão substituindo suas luminárias públicas tradicionais por luminárias empregando LEDs, sendo que na Europa, em 2010, foi inaugurada a primeira autoestrada totalmente iluminada a LED (SALES, 2011).

No Brasil, a primeira instalação pública a empregar LEDs foi a iluminação decorativa da Torre Alta Vila, feita em 2005 na cidade de Belo Horizonte, em Minas Gerais. A iluminação decorativa da torre permite a mudança de cor, podendo ficar azul, branca, vermelha ou âmbar (PHILIPS BRASIL, 2005). Atualmente, existe o avanço da tecnologia empregando luminárias LED em diversos pontos do país, com investimentos que podem chegar até 2 bilhões de reais (SCRIVANO, 2014).

Os LEDs possuem um grande potencial para dominar o mercado de iluminação pública. A economia de energia que pode ser proporcionada e a melhoria na qualidade da iluminação das cidades devido a seu alto índice de reprodução de cores já podem ser percebidas a partir das diversas instalações existentes ao redor do mundo. Entretanto, há que se considerar que ainda existe um longo caminho para que essa tecnologia venha a se tornar uma realidade viável, uma vez que sua aplicação em iluminação pública ainda é recente (RODRIGUES, 2012).

O atual desafio dos fabricantes é desenvolver uma luminária LED que promova economia de energia e supere os níveis de iluminância e uniformidade atingidos pela

principal fonte de luz utilizada em iluminação pública atualmente, que é a lâmpada de vapor de sódio de alta pressão. Além disso, é interessante desenvolver um equipamento que promova a substituição direta de uma tecnologia por outra, sem que seja necessário fazer ajustes físicos como mudança de espaçamento entre os postes, altura de instalação das luminárias ou mudanças no avanço e inclinação nos braços de sustentação das luminárias (NOGUEIRA *et al.*, 2014b).

Por outro lado, um projeto inteiramente novo empregando luminárias LED, sendo que a altura de montagem, a distância entre os postes, a inclinação da luminária e outros parâmetros pudessem ser escolhidos para o funcionamento otimizado, traria um melhor resultado tanto em termos de iluminância média quanto de uniformidade, causando uma melhora na eficácia efetiva da luz. Além disso, traria vantagens econômicas na compra de determinados componentes elétricos do sistema de alimentação, uma vez que a iluminação empregando LEDs causaria redução na carga instalada (TSAO, 2004).

A iluminação à base de LEDs causa mudanças no conceito de iluminação. Isso ocorre porque não existe uma única fonte luminosa emitindo fluxo luminoso para todos os lados, e sim um conjunto de LEDs emitindo fluxo luminoso de forma direcionada, com auxílio de todo o aparato óptico que compõe a luminária LED, como lentes, colimadores e refletores. Este direcionamento do fluxo luminoso dos LEDs causa a diminuição da poluição luminosa e uma distribuição mais eficiente.

Outras vantagens das luminárias LED para iluminação pública, segundo (RODRIGUES, 2012; SALES, 2011) são:

- Elevado índice de reprodução de cores;
- Design livre adaptado para diferentes ambientes;
- Segurança (alta resistência a impactos e tensão reduzida no LED diminui danos com acidentes elétricos);
- Longa vida útil;
- Redução dos custos de manutenção (devido à elevada vida útil);
- Luz branca com diversidade de temperatura correlata de cor;
- Luz colorida de alta eficiência e saturação (LEDs RGB);
- Fonte de luz com menor nível de componentes tóxicos (ausência de mercúrio);
- Partida e religamento instantâneos, sem afetar a vida útil dos LEDs;
- Possibilidade de dimerização e telegerenciamento;

- Possuem *drivers* com elevado fator de potência e reduzida taxa de distorção harmônica da corrente de entrada ( $THD_i$ );
- Maior eficiência luminosa (relação entre o fluxo luminoso gerado e o fluxo luminoso que sai da luminária);
- Estreita faixa de emissão de luz (não produz radiação infravermelha e ultravioleta, que podem causar degradação dos componentes da luminária);
- Ser uma tecnologia não saturada, com grande potencial de desenvolvimento.

A principal desvantagem das luminárias empregando LEDs é o seu elevado custo em comparação com sua principal concorrente (luminárias empregando lâmpadas de vapor de sódio em alta pressão) (SALES, 2011).

Outra desvantagem é a desconfiança causada por esta tecnologia, uma vez que a maioria das instalações é recente, não havendo um histórico prático de utilização que comprove a vida útil, manutenção do fluxo luminoso e durabilidade das luminárias LED ao longo do tempo.

A maioria das luminárias aplicadas em iluminação pública atualmente com lâmpada de descarga em alta pressão utiliza reatores eletromagnéticos para seu funcionamento, enquanto as luminárias LED necessitam de um circuito eletrônico de acionamento que é mais complexo que os atuais reatores eletromagnéticos. Esses circuitos de acionamento devem ter o mesmo tempo de vida útil dos LEDs a fim de manter o funcionamento adequado da luminária LED. Diversos estudos (ALMEIDA *et al.*, 2012b; SOARES *et al.*, 2012a; SÁ JR., 2010) são realizados a fim de desenvolver *drivers* com elevado fator de potência, elevado rendimento e longa vida útil.

O aumento da vida útil dos *drivers* é fundamental para facilitar a difusão de luminárias LED em sistemas de iluminação pública. Além disso, o *driver* deve prover uma corrente bem regulada e adequada ao LED para não provocar uma redução acelerada do fluxo luminoso. Outro ponto importante para que a vida útil de uma luminária LED seja garantida é o manejo térmico. Os LEDs não devem operar com temperatura de junção elevada (SCHUBERT, 2006), logo, um projeto de dissipação de calor deve ser feito de maneira adequada para garantir o bom funcionamento de todo o sistema.

Uma luminária LED de qualidade possui eficácia global em torno de 100 lm/W e depreciação do fluxo luminoso entre 15% e 30% no final de sua vida útil de 50.000 horas (RAMALHO, 2011). Porém, é possível encontrar luminárias dos mais diferentes níveis de qualidade no mercado nacional. Isso é preocupante, pois existe um grande potencial na

tecnologia de iluminação empregando LEDs e o fracasso de algumas aplicações pode trazer uma imagem negativa à tecnologia, gerando dúvidas sobre a sua confiabilidade, o que provocaria um atraso na popularização destes equipamentos.

A diminuição das incertezas relacionadas à tecnologia LED passa pelo estabelecimento dos padrões nacionais, mediante publicações de normas que aumentem a qualidade das luminárias presentes no mercado nacional, e investimentos em pesquisa, para que mais laboratórios sejam capazes de desenvolver estudos de iluminação empregando LEDs. Esses dois fatores estão diretamente ligados à diminuição do custo de sistemas empregando luminárias LED, uma vez que luminárias de qualidade tendem a ter uma maior aceitação, aumentando a procura por esta tecnologia, diminuindo os custos de produção, e as pesquisas em laboratório podem buscar o desenvolvimento de produtos de menor custo.

Também deve ser ressaltado que a tecnologia de iluminação empregando LEDs possui uma distribuição espectral capaz de causar maior sensação de luminosidade em ambientes com menor nível de luminância (típicos em iluminação pública). Assim, é possível diminuir a potência instalada mantendo a mesma sensação de claridade do observador (MORANTE, 2008; RODRIGUES *et al.*, 2011b; NOGUEIRA *et al.*, 2014a; CASAGRANDE, 2016). Isso ocorre devido à maior sensibilidade do olho humano quando submetido a ambientes de baixa luminosidade, fazendo com que o olho humano passe a trabalhar em condição de visão mesópica, ou seja, entre  $0,01 \text{ cd/m}^2$  e  $10 \text{ cd/m}^2$  (ELOHOLMA *et al.*, 2006; CIE, 2010).

Outro benefício é a facilidade de se implantar um sistema de telegerenciamento em luminárias LED de iluminação pública. Com isso, é possível efetuar o controle remoto de cada luminária a partir de uma central de monitoramento, o que inclui dimerização à distância, permitindo a redução do consumo de energia elétrica em horários de menor tráfego de veículos e pedestres, além de aumentar a vida útil da luminária e reduzir a poluição luminosa (SANTOS, 2011; NOGUEIRA *et al.*, 2014c).

Outro aspecto que merece destaque é que a manutenção de um sistema de IP com LEDs é muito distinta dos sistemas atuais empregando luminárias com lâmpadas HPS ou de vapor de mercúrio. Diferentemente dos atuais sistemas de IP formados basicamente por uma lâmpada e um robusto reator, um sistema empregando LEDs é composto por uma luminária formada por diversas partes, como os módulos de LED, circuito eletrônico de acionamento (*driver*), sistema de proteção (fusíveis, supressores de surto, etc.), sistema óptico (lentes, colimadores e refletores que definem a fotometria da luminária), sistema mecânico de ajuste de inclinação, sistema de dissipação térmica e até circuitos eletrônicos auxiliares para o

funcionamento de um sistema de telegerenciamento. Todos esses itens têm de funcionar em harmonia para que a luminária LED tenha o desempenho desejado. Além disso, alia-se o fato da luminária LED ter um fluxo mais direcionado, sendo necessário que o instalador respeite os graus de inclinação definidos em projeto. Logo, a formação de profissionais que tenham o devido conhecimento da tecnologia empregada nas luminárias LED, é de grande importância para a manutenção dos sistemas de iluminação nos próximos anos.

Além da qualificação dos profissionais que trabalham em iluminação pública, é de suma importância que os fabricantes de luminárias LED também trabalhem de forma a deixar seus produtos ainda mais robustos e de fácil manutenção. Em prol de facilitar o processo de manutenção de suas luminárias, os fabricantes devem seguir alguns cuidados como: Desenvolver a luminária com fácil acesso a seus itens essenciais (*driver*, módulo de LEDs e dispositivos de proteção); utilizar arranjos de LEDs que continuem a funcionar após falhas de uma ou mais unidades do semicondutor; utilizar dissipadores devidamente projetados de forma a não causar sobreaquecimento dos LEDs, o que pode levar a luminária a ter sua vida útil reduzida; adequar a corrente fornecida pelo *driver* a corrente suportada pelo LED de forma a se evitar a depreciação acelerada do LED; utilizar *drivers* de boa qualidade, que tenham vida útil compatível com o dos LEDs; desenvolver luminárias que tenham seus itens essenciais facilmente removíveis e intercambiáveis, de forma que a manutenção possa ser efetuada pelo técnico no campo de trabalho, sem que seja necessário levar a luminária para análise em um laboratório (NOGUEIRA *et al.*, 2016).

Os LEDs podem trazer grandes benefícios e melhorias se empregados de forma adequada nos sistemas de iluminação pública. Essas melhorias ocorreriam principalmente na redução da potência instalada, reduzindo a demanda no sistema de energia elétrica no horário de pico; melhoria na qualidade de iluminação, com melhor índice de reprodução de cores e menor poluição luminosa; além de melhorias na qualidade de energia, com a redução da injeção de correntes harmônicas na rede elétrica devido ao elevado fator de potência alcançado pelos *drivers* empregados nas luminárias LED. Porém, o alto custo das luminárias LED aplicadas em iluminação pública é a principal desvantagem desta tecnologia.

Em Juiz de Fora, alguns locais já utilizam luminárias LED para iluminação de áreas públicas, com destaque para a Universidade Federal de Juiz de Fora, que desde 2013 possui uma instalação de 44 luminárias LED em sua Faculdade de Engenharia, e atualmente conta com cerca de 900 pontos de iluminação a LED distribuídos por todo o seu Campus (PINTO *et al.*, 2013; NOGUEIRA *et al.*, 2014d e NOGUEIRA *et al.*, 2014e).

#### 1.4. CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo foram mostrados os aspectos gerais da iluminação pública, sua definição e finalidade. Posteriormente, foi mostrada a situação da iluminação pública no Brasil, mostrando características do sistema e o último levantamento dos pontos de iluminação efetuado pela ELETROBRAS em 2012. Também foram apresentados os principais conceitos relacionados aos diodos emissores de luz. Por fim, foi realizada uma discussão sobre as principais vantagens e desvantagens da aplicação dos diodos emissores de luz em iluminação pública

O próximo capítulo trata de um dos principais componentes de uma luminária LED, o *driver*. É apresentado um resumo sobre os principais tipos de *drivers*, em especial as topologias de baixa frequência, que se tornarão maior foco do trabalho daqui em diante.

## 2. CIRCUITOS ELETRÔNICOS DE ACIONAMENTO DE LUMINÁRIAS LED

A alimentação dos diodos emissores de luz, quando prevista a partir de uma fonte primária de corrente alternada, necessita ser realizada por intermédio de um circuito eletrônico de acionamento. Esse dispositivo é responsável por ajustar de forma adequada os valores de tensão e corrente da rede elétrica alternada, para os níveis contínuos exigidos pelos arranjos de LEDs. Dois tipos de circuitos têm sido comumente propostos na literatura para fazer o acionamento de luminárias LED, os *drivers* ativos e os *drivers* passivos.

Os modelos de *drivers* ativos são os mais utilizados porque permitem controlar a corrente que flui através dos LEDs. No entanto, costumam ser mais complexos.

Já os modelos de *drivers* passivos são circuitos mais simples, pois não utilizam interruptores controlados. Contudo, *drivers* passivos não possibilitam o controle da corrente através dos LEDs, que podem sofrer variações mediante perturbações na tensão de entrada ou na carga.

Dentro dos grupos dos *drivers* ativos para LEDs, desde 2012 também são pesquisados no NIMO UFJF os *drivers* ativos de baixa frequência (BRAGA *et al.*, 2012; DIAS, 2012; NOGUEIRA *et al.*, 2014f; NOGUEIRA *et al.*, 2014g; NOGUEIRA *et al.*, 2015a; NOGUEIRA *et al.*, 2015b). Tais circuitos têm o interruptor do seu conversor principal comutado no dobro da frequência da rede elétrica, em geral, 100 Hz ou 120 Hz.

Este capítulo tem por objetivo fazer uma rápida revisão sobre *drivers* para luminárias LED de iluminação pública, mostrando sua importância, características básicas e principais normativas vigentes que tratam desse dispositivo. Além disso, foi feita uma revisão sobre os conversores ativos de baixa frequência que se tornaram inspiração para o estudo dos *drivers* ativos de baixa frequência utilizados no acionamento de luminárias LED. São mostrados alguns exemplos de *drivers* de LED de baixa frequência tanto para baixas potências, como para potências mais elevadas (compatível com luminárias LED de iluminação pública). Esses conversores possuem a vantagem de aliar simplicidade, robustez, baixo custo de montagem e possibilidade de se obter elevado fator de potência e reduzida distorção harmônica da corrente de entrada. Adicionalmente, foi possível projetar os *drivers* de baixa frequência empregando-se um reduzido número de componentes e sem a necessidade de utilizar capacitores eletrolíticos, o que pode aumentar a confiabilidade do circuito e estender sua vida útil para um tempo compatível ao dos módulos de LED.

## 2.1. CONCEITO E IMPORTÂNCIA DOS *DRIVERS* DE LUMINÁRIAS LED

Como já antecipado na introdução deste capítulo, as luminárias LED necessitam de um controlador eletrônico que possuem o objetivo de adequar o nível da corrente de alimentação do conjunto de LEDs, uma vez que tais componentes semicondutores são incapazes de autorregular a corrente quando conectados à rede elétrica. Esses controladores são conhecidos como *drivers* e podem, além de prover o correto funcionamento dos LEDs, incorporar uma série de outras funcionalidades à luminária (como possibilidade de dimerização, telecomunicação, telegerenciamento, etc.).

De maneira geral, os *drivers* são conversores eletrônicos de potência que têm por finalidade acionar os LEDs em uma corrente definida, de valor médio constante e adequado para não causar aceleração da depreciação do fluxo luminoso emitido pelos LEDs. Fazem a interface entre a rede elétrica, de baixa frequência e tensão senoidal, e a carga formada por um ou mais arranjos de LEDs, associados de maneira adequada (paralelo, série, série-paralelo, conexão matricial, etc.).

Em uma luminária LED, o *driver* é o elemento de menor confiabilidade, por fazer uso de diversos componentes eletrônicos que estão sujeitos a falhas severas e prematuras. Portanto, na construção de uma luminária LED, o tipo de *driver* escolhido deve ser robusto e confiável o bastante para que a luminária possa atingir o tempo de vida esperado da carcaça e do conjunto de LEDs, que como visto anteriormente, pode chegar a até 100.000 horas. Além disso, é desejável que o *driver* tenha elevado rendimento, uma vez que sua eficiência de conversão tem relação direta na eficácia luminosa efetiva de uma luminária LED de iluminação pública (ALMEIDA, 2014).

Do ponto de vista da rede elétrica, o *driver* deve atender requisitos de qualidade de energia impostos por órgãos reguladores. Assim, espera-se que esses circuitos conversores possuam elevado fator de potência (maior que 0,92) e reduzida distorção harmônica total da corrente de entrada (ABNT 2012a; RODRIGUES, 2012).

Além das características supracitadas, é desejável que um *driver* para luminárias LED de iluminação pública apresente insensibilidade a distúrbios da rede ou da carga, circuitos de proteção, controle de luminosidade (quando aplicável), imunidade a interferências eletromagnéticas e conformidade com as normas vigentes, a fim de se garantir a qualidade de seu desempenho.

A importância do estudo de *drivers* também se dá pelo fato de ser um componente que agrega valor considerável no custo de uma luminária LED. Como pode ser observado na Figura 2.1, gerada a partir de previsões e estatística no ano de 2012, estava previsto que o *driver* contribuiria no ano de 2015 para cerca de 20% do custo de produção de uma luminária LED. Além disso, é possível verificar que mesmo em projeções futuras e apesar de um menor custo relativo de produção do circuito conversor, se comparado aos dias atuais, os *drivers* passariam a contar com uma participação mais considerável no custo total das luminárias.

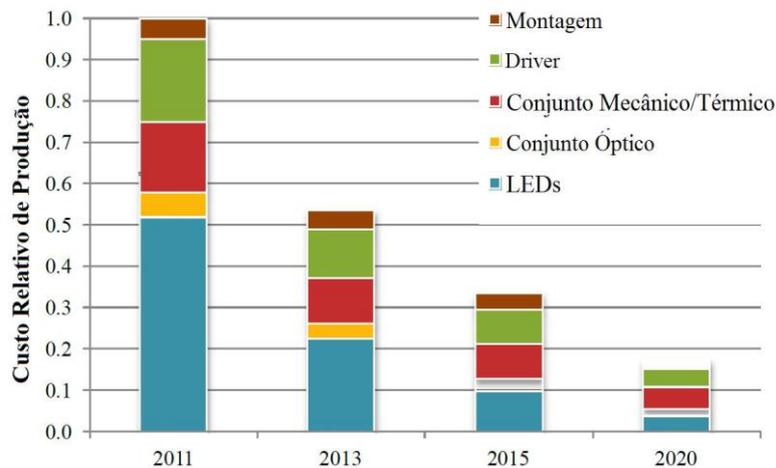


Figura 2.1: Projeção de queda de preço dos componentes básicos de uma luminária LED de iluminação pública (U.S. DEPARTMENT OF ENERGY, 2012).

O custo se torna ainda mais relevante em *drivers* para luminárias LED de maior potência (geralmente os aplicados em iluminação externa e iluminação pública), como pode ser visto no gráfico da Figura 2.2, em que (LI *et al.*, 2016) mostra o custo em dólares de 1.462 *drivers* comerciais para LEDs em relação a potência que eles são capazes de fornecer.

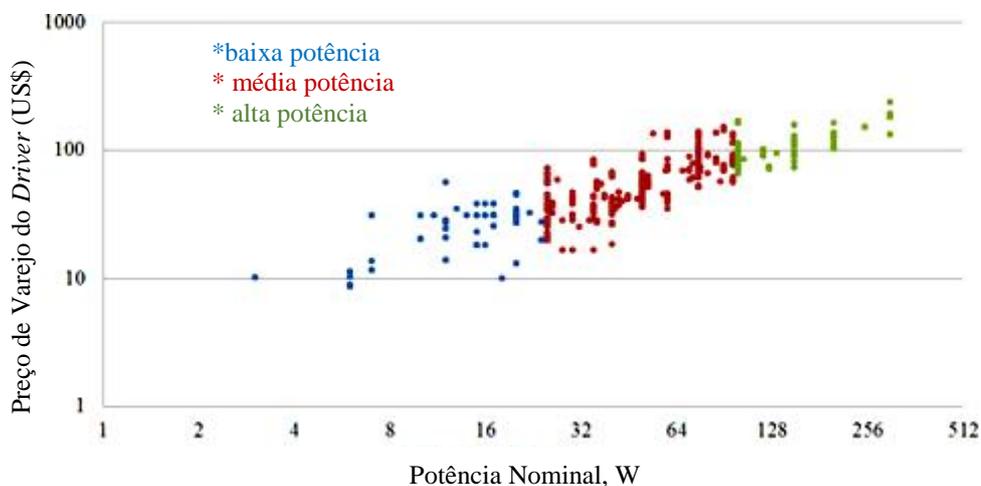


Figura 2.2: Custo de 1.462 amostras comerciais de *driver* para LEDs em função de sua potência fornecida. (LI *et al.*, 2016).

Portanto, estudos que busquem desenvolver *drivers* de longa vida útil, elevado rendimento elétrico, elevado fator de potência e reduzido custo de produção são de suma importância na área de iluminação de estado sólido, principalmente os aplicados em luminárias LED de iluminação pública.

## 2.2. PRINCIPAIS NORMAS VIGENTES

As primeiras normas brasileiras relacionadas diretamente à iluminação com LEDs tratam do circuito eletrônico de acionamento dos módulos de LED.

A NBR 16026: 2012 – Requisitos de desempenho de dispositivo de controle eletrônico CC ou CA para módulos de LED (ABNT 2012a), é baseada na norma IEC 62384 – *d.c. or a.c. supplied electronic control gear for LED modules – Performance*. Essa norma, além de possuir ensaios para verificação do desempenho dos *drivers* de luminárias LED, contém recomendações quanto à classificação do tipo de controle do sistema de acionamento (*driver* sem controle, com controle de tensão, ou com controle de corrente), além de definir as identificações obrigatórias que devem estar claramente em rótulo ou etiqueta para cada *driver* (fator de potência, temperatura para funcionamento em condições nominais e potência total).

A NBR IEC 61347-2-13: 2012 – Requisitos particulares para dispositivos de controle eletrônico alimentados em CC ou CA para os módulos de LED (ABNT, 2012c) é uma tradução da norma IEC 61347-2-13 – *Lamp control gear – Particular requirements for d.c. or a.c. supplied electronic control gear for LED modules – Safety*. Esta norma também contém alguns ensaios para análise de *drivers* de luminárias LED, além de apresentar alguns requisitos de construção e segurança para *drivers* de luminárias LED.

Entre os ensaios que constam nestas normas podem-se destacar:

- Ensaios de características elétricas de funcionamento;
- Ensaios operacionais para condições anormais;
- Ensaios de durabilidade;
- Ensaios de impedância de audiofrequência;
- Teste de umidade;
- Testes de resistência de isolamento;
- Teste de rigidez dielétrica;
- Ensaio de aquecimento.

Adicionalmente, deve-se considerar a IEC 61000-3-2: 2014 – *Limits for Harmonics Current Emissions (equipment input current < 16 A per phase)* (IEC, 2014), que é citada na NBR 16026 como referência indispensável no processo de avaliação de *drivers* para LEDs. Essa norma se refere aos limites de injeção de correntes harmônicas na rede para equipamentos com correntes menores que 16 A por fase. Os equipamentos de iluminação acima de 25W enquadrados na Classe C dessa norma devem atender aos limites de emissão de correntes harmônicas mostrados na Tabela 2.1.

Tabela 2.1: Limites de emissão de harmônicos segundo a IEC 61.000-3-2 Classe C (IEC, 2014).

<b>Ordem</b>	<b>Corrente máxima permitida em relação à fundamental</b>
2	2 %
3	(30 x FP do <i>driver</i> ) %
5	10%
7	7%
9	5%
11 < n < 39	3%

### 2.3. TIPOS BÁSICOS DE *DRIVERS* PARA LUMINÁRIAS LED

Existem basicamente duas famílias de *drivers* para LEDs: as que empregam circuitos passivos e as que empregam circuitos ativos. Detalhes de cada uma dessas famílias são mostrados a seguir.

#### 2.3.1. *DRIVERS* PASSIVOS

O emprego de *drivers* passivos para acionamento de LEDs, apesar de pouco comum, pode ser encontrado na literatura (HUI, 2009; HUI *et al.*, 2010, LEE *et al.*, 2011; ALONSO, 2012a).

*Drivers* passivos têm como principal vantagem possuir um tempo de vida mais elevado, compatível com o tempo de vida dos LEDs, principalmente os *drivers* que não utilizam capacitores eletrolíticos na sua construção (HUI *et al.*, 2010). Estruturas passivas para a correção do fator de potência são necessárias, uma vez que estes *drivers* são geralmente indutivos. Além disso, esses *drivers* geralmente trabalham em baixa frequência (na frequência da rede), fazendo com que os elementos magnéticos desses circuitos tenham volume bem maior do que o dos *drivers* ativos de alta frequência. Adicionalmente, o circuito é bastante susceptível a variações que possam acontecer na rede elétrica, não sendo possível o controle da corrente de saída que flui no arranjo de LEDs.

Como exemplo, na Figura 2.3 é mostrado um *driver* passivo com circuito Valley-Fill (HUI *et al.*, 2010).

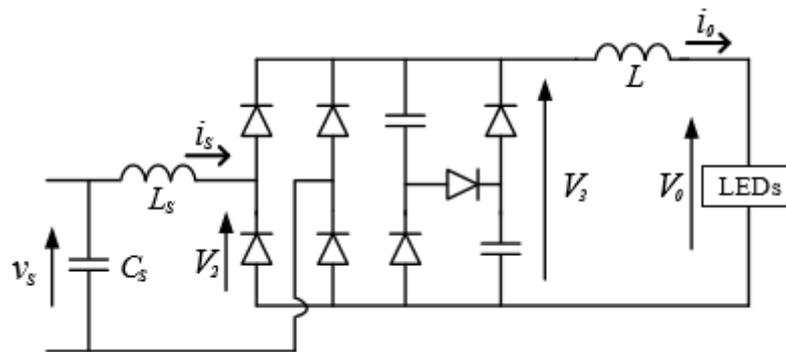


Figura 2.3 : *Driver* passivo com circuito Valley-Fill padrão para acionamento de LEDs (HUI *et al.*, 2010).

Esse *driver* passivo é formado por uma rede de 3 diodos e 2 capacitores que são associados de forma que os capacitores carreguem em série pela rede e descarreguem em paralelo na carga. Nesse circuito, a capacitância efetiva vista pelo retificador é metade do valor de cada capacitor individual (se os capacitores forem iguais), reduzindo o conteúdo harmônico da corrente de entrada e melhorando o fator de potência. O elemento magnético desse *driver* possui uma indutância de 1,9 H e foi proposto para uma carga de 50 W de LEDs conectados em série. Quanto a sua corrente de saída, esse *driver* consegue fornecer aos LEDs uma corrente média em torno de 300 mA. As formas de onda de saída (tensão, corrente e potência) desse *driver* são mostradas na Figura 2.4. Pode ser notado que a corrente nos LEDs é contínua, mas possui uma ondulação (*ripple*) elevada, fazendo com que esse *driver* cause na luminária LED um índice acentuado de modulação luminosa (flutuação da luminosidade no dobro da frequência da rede elétrica, imperceptível ao olho humano, também conhecida pela terminologia inglesa, *flicker*).

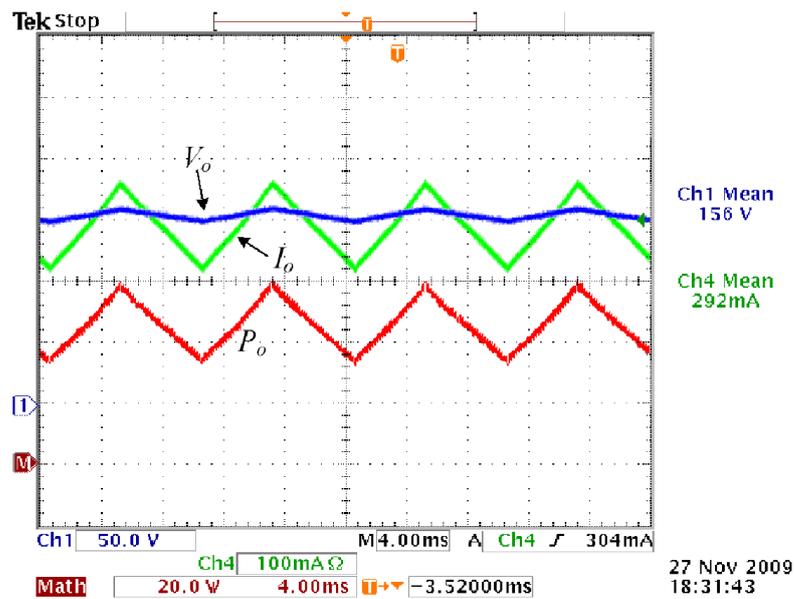


Figura 2.4 : Formas de onda da corrente no LED (verde), tensão no LED (azul) e potência de saída (vermelho) [Escala:  $I_o$ : 0.1 A/div.,  $V_o$ : 50VA/div e  $P_o$ : 20 W/div ] (HUI *et al.*, 2010).

Outro circuito de acionamento passivo utilizado como *driver* para LEDs é mostrado na Figura 2.5.

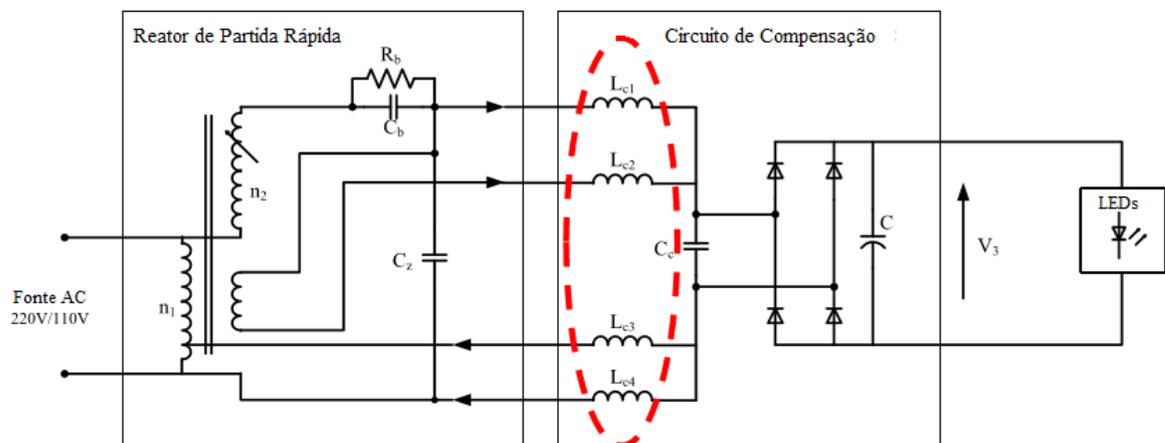


Figura 2.5: *Driver* passivo para acionamento de LEDs compatível com reator eletromagnético de partida rápida para lâmpadas fluorescentes (LEE *et al.*, 2011).

Este circuito faz uso de um reator eletromagnético de partida rápida e elevado fator de potência empregado em iluminação fluorescente em conjunto a um circuito passivo de compensação. (LEE *et al.*, 2011). Esta topologia consegue alcançar elevado fator de potência e reduzida distorção harmônica da corrente de entrada, porém devido às perdas no reator o rendimento desse *driver* foi de 72,9%.

Outro circuito de *driver* passivo é mostrado na Figura 2.6. Tal circuito, estudado em (ALONSO, 2012a) propunha alimentar um arranjo de LEDs que realizaria a substituição de lâmpadas halógenas de baixa tensão.

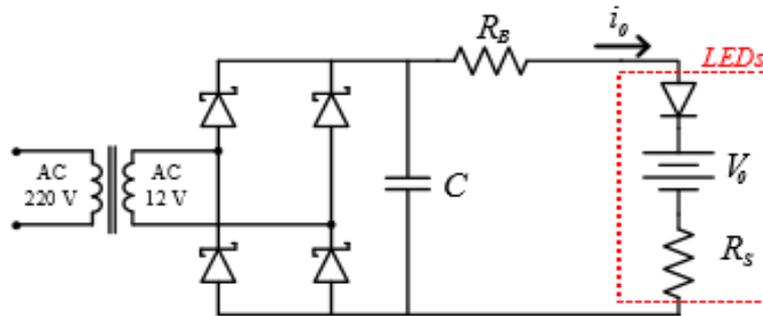


Figura 2.6: *Driver* passivo para acionamento de um arranjo de LEDs limitado por uma resistência em série (ALONSO, 2012a).

Esse circuito, apesar de simples, necessita de uma resistência em série com os LEDs para limitar a corrente que flui através do arranjo de LEDs, o que ocasiona um menor rendimento desse *driver*.

Neste exemplo, foi obtida um baixo rendimento (50%), reduzido fator de potência (0,59) e uma distorção harmônica total da corrente de entrada de 40,9%.

Em comparação com os exemplos de *drivers* passivos mostrados anteriormente nesse capítulo, o *driver* da Figura 2.6 é o único que faz uso de capacitores eletrolíticos, o que pode levar esse circuito a ter uma menor vida útil em relação aos *drivers* mostrados nas Figuras 2.3 e 2.5.

### 2.3.2. DRIVERS ATIVOS DE ALTA FREQUÊNCIA

Os *drivers* com conversores CC-CC são os mais utilizados em luminárias LED comerciais.

A Figura 2.7 mostra a estrutura básica de um *driver* ativo de alta frequência (maior que 25 kHz) que contém estágios de correção do fator de potência e de controle da corrente nos LEDs.

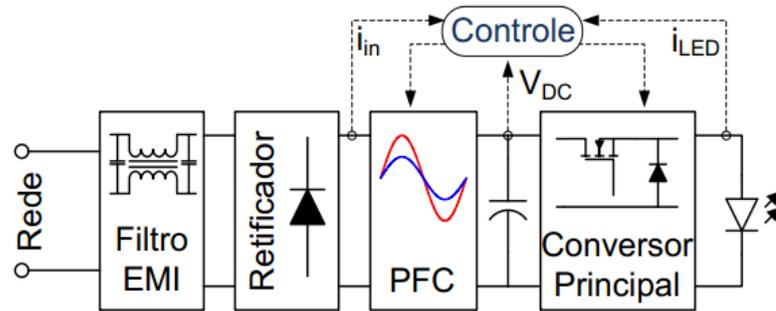


Figura 2.7: Estrutura básica de um *driver* ativo de alta frequência para acionamento de LEDs (RODRIGUES,2012).

Na entrada do circuito mostrado na Figura 2.7 pode ser observado um estágio contendo um filtro de linha (Filtro EMI – Filtro de Interferência Eletromagnética) para limitar a interferência conduzida e um estágio retificador, que consiste em uma ponte retificadora de diodos.

Para se evitar que correntes harmônicas sejam injetadas na rede, causando problemas relacionados à qualidade de energia, é inserido um estágio de correção de fator de potência (PFC, do inglês *Power Factor Correction*). Os conversores estáticos são muito utilizados para a correção do fator de potência de diversos tipos de carga (GARCIA *et al.*, 2003). Para a realização desta tarefa os conversores podem operar no modo de condução contínua (MCC) ou no modo de condução descontínua (MCD). Circuitos passivos também podem ser utilizados para correção de fator de potência, sendo formados geralmente por filtros passa-baixa empregando capacitores, indutores e resistores.

As topologias utilizadas no estágio dos conversores principais nos *drivers* de LEDs geralmente são derivadas dos seis conversores CC-CC não isolados básicos (*buck*, *boost*, *buck-boost*, *Ćuk*, *SEPIC* e *zeta*), dos conversores isolados típicos (*flyback*, *forward*, *push-pull*, *Ćuk* isolado, *SEPIC* isolado, *zeta* isolado), ou dos conversores ressonantes isolados (*half-bridge*, *full-bridge*, *forward* ressonante, etc.).

O controle da corrente de saída destes conversores (corrente nos LEDs) tem a função de fazer com que a corrente média permaneça constante, mesmo que ocorram variações na tensão da rede de energia elétrica, nas características da carga ou do conversor. O controle também pode ser utilizado para variar do fluxo luminoso emitido pelos LEDs (dimerização), situação que exige alteração do valor da corrente.

Como exemplo, a Figura 2.8 (a) mostra um *driver* ativo que emprega um conversor *buck-boost* como estágio de correção de fator de potência (PFC) operando em modo de condução descontínua, ou seja, PFC seguidor de tensão (ALMEIDA *et al.*, 2012b). Pode ser notado que o circuito de controle tem como objetivo variar a razão cíclica do conversor *buck-*

*boost* (e assim a tensão de saída) a fim de obter uma tensão mínima nos terminais dos equalizadores para a operação linear e regulação da corrente. A saída do *driver* possui quatro equalizadores como os da Figura 2.8 (b), que atuam como fonte de corrente que mantém a corrente equilibrada nos arranjos (em inglês, *strings*) de LEDs.

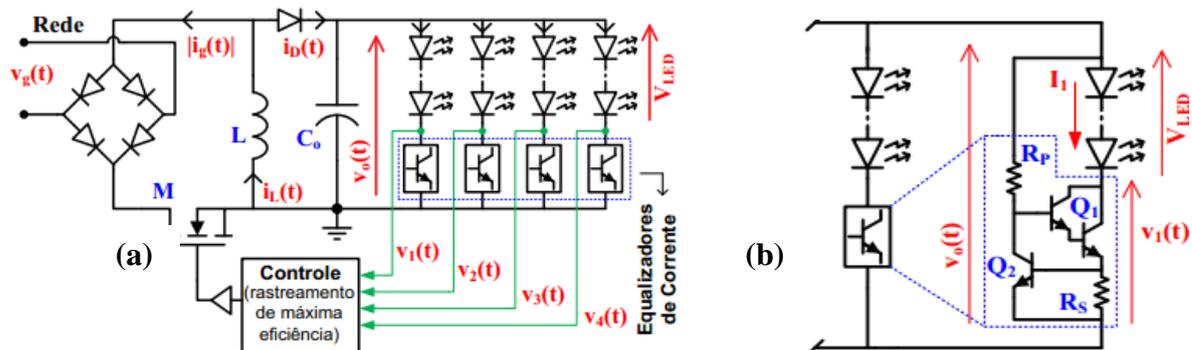


Figura 2.8: (a) *Driver* ativo com conversor *buck-boost* proposto para acionamento de LEDs e (b) circuito do equalizador de corrente (ALMEIDA *et al.*, 2012b).

O conversor PFC do tipo *boost* operando em modo MCD (modo de condução descontínuo), mostrado na Figura 2.9, também pode ser utilizado para acionar uma luminária LED de iluminação pública.

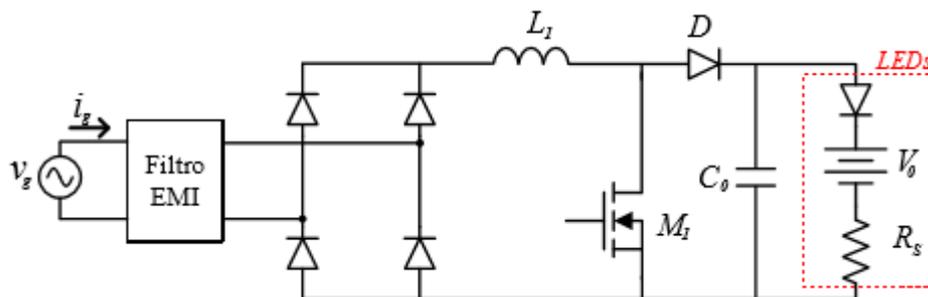


Figura 2.9: Conversor *boost* utilizado para acionar uma luminária LED (SOARES, 2012b).

Nesse caso, já que os sistemas de iluminação pública fornecem uma tensão de alimentação de 220 V eficazes, se faz necessário que a tensão no arranjo de LEDs seja compatível com a tensão de pico da rede (311V) para que a corrente média na entrada do conversor se aproxime da forma de uma senóide pura, o que levaria esse *driver* a alcançar um elevado fator de potência. Além disso a corrente que passa pelo diodo *boost* é pulsada. Logo, é necessário utilizar um capacitor com uma elevada capacitância na saída do circuito, a fim de reduzir a ondulação de corrente na carga.

As formas de onda na entrada do conversor *boost* comutado em alta frequência alimentando um arranjo de LEDs são mostradas na Figura 2.10.

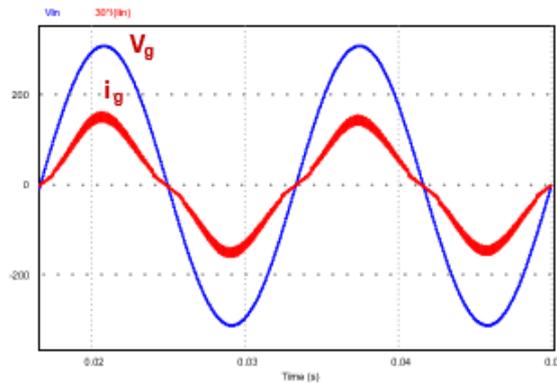


Figura 2.10: Tensão de entrada (azul) e 30 x corrente de entrada (vermelho) de um conversor *boost* acionando um arranjo de LEDs (SOARES, 2012b).

Uma alternativa aos conversores apresentados nas Figuras 2.8 e 2.9 é a utilização dos conversores de quarta ordem (*Ćuk*, *SEPIC*, *Zeta*) que possuem excelente característica para correção de fator de potência, boa dinâmica e possibilidade de redução das capacitâncias de filtragem. O conversor *Ćuk* mostrado na Figura 2.11 apresenta uma corrente de saída contínua, além de seu interruptor ser aterrado, facilitando seu disparo. Estas características fazem do conversor *Ćuk* uma boa topologia de estágio único para acionamento de LEDs de potência.

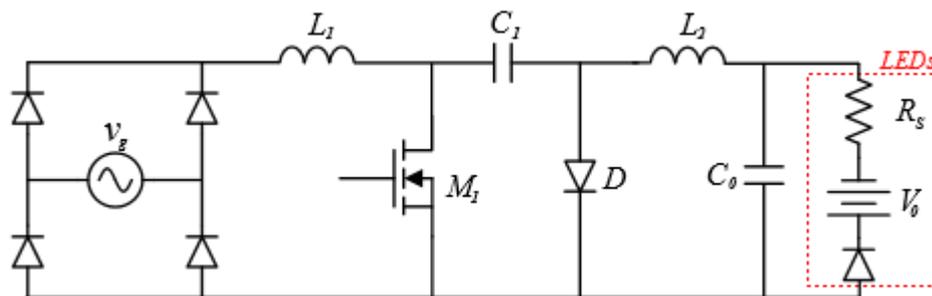


Figura 2.11: Conversor *Ćuk* utilizado para acionar uma luminária LED (SOARES, 2012b).

As formas de onda típicas de um conversor *Ćuk* em modo de condução descontínua alimentando um arranjo de LEDs é mostrado nas Figura 2.12 ('a' e 'b')

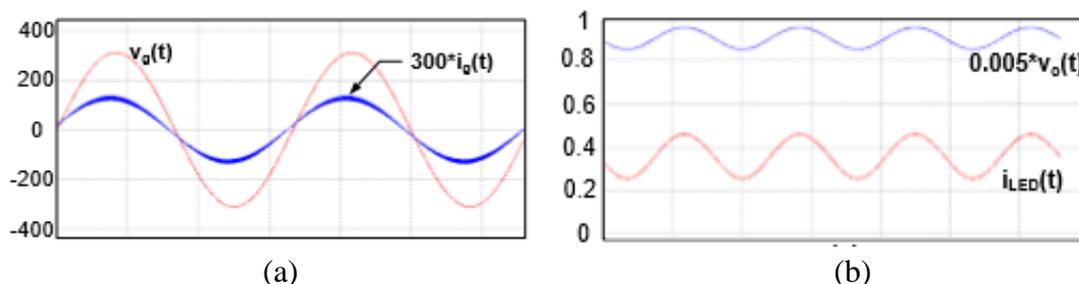


Figura 2.12: Conversor *Ćuk* em DCM como *driver* de uma luminária LED: (a) tensão e corrente na entrada e (b) tensão e corrente nos LEDs (SOARES, 2012b).

Topologias em cascata ou integradas também são utilizadas em *drivers* para LEDs, sendo o estágio de entrada responsável pela correção do fator de potência e o estágio de saída responsável pelo controle de potência na carga. Além disso, podem ser projetados de forma a se evitar capacitores eletrolíticos. Por outro lado, esses conversores são complexos e utilizam um grande número de componentes. Nesses conversores, a eficiência global se torna o produto das eficiências de cada estágio, o que pode acarretar em eficiências menores do que conversores de estágio único (ALMEIDA, 2014).

Entre os *drivers* de alta frequência, também podem ser citadas as topologias com comutação suave (TOROK *et al.*, 2011 e ARIAS *et al.*, 2012). Estes circuitos possuem elevado rendimento, reduzido aquecimento dos componentes de potência e menor volume devido a elevada frequência de comutação (ALMEIDA, 2014). No entanto, são circuitos mais complexos que os demais conversores comentados anteriormente.

Outras topologias para *drivers* ativos de alta frequência podem ser vistas em (ALMEIDA *et al.*, 2015; ALONSO *et al.*, 2012b; CHIU *et al.*, 2010; HSIEH *et al.*, 2011; SCHUCH *et al.*, 2011; SOARES *et al.*, 2012a; YU & YANG, 2009).

### 2.3.3. DRIVERS ATIVOS DE BAIXA FREQUÊNCIA

Conversores chaveados utilizados como *drivers* para LEDs geralmente operam em alta frequência (acima de 25 kHz), o que faz com que seu peso e volume sejam reduzidos. Entretanto, este tipo de operação ocasiona o surgimento de interferência eletromagnética e pode exigir um circuito para correção do fator de potência integrado a esses conversores, o que aumenta a complexidade e custo do sistema. Além disso, em alguns casos, esses circuitos podem adotar capacitores eletrolíticos, o que contribui para reduzir a confiabilidade e o tempo de vida do *driver*.

Embora algumas topologias sofisticadas sejam frequentemente propostas como *drivers* para LEDs, é sempre interessante investigar soluções simples, que não só permitam a redução dos custos, mas também sejam compatíveis com a longa vida útil dos LEDs.

Os conversores ativos de baixa frequência atraíram a atenção de diversos pesquisadores ao redor do mundo nos anos 90 e início dos anos 2000 (SUGA *et al.*, 1993; POMILIO *et al.*, 1999; BUSO 2000; POMILIO *et al.*, 2000; TANIGUCHI 2000, ROSSETO *et al.*, 2000; POMILIO *et al.*, 2002; TANIGUCHI 2002; MARTINS 2002 e CHENG 2008).

Esses conversores possuem em comum o fato de terem seus interruptores comutados no dobro da frequência da rede elétrica, o que resulta em frequências de comutação de 100 Hz ou 120 Hz. Adicionalmente, aliam características de elevado fator de potência, reduzida distorção harmônica da corrente de entrada e conformidade com as normativas de limites harmônicos. Por outro lado, devido à reduzida frequência de comutação, eles necessitam de elementos magnéticos com indutâncias mais elevadas do que os conversores ativos de alta frequência, o que acaba impactando em um maior peso e volume desses conversores.

A principal inspiração dessa tese fundamenta-se nas propriedades da topologia conversora mostrada na Figura 2.13 (SUGA *et al.*, 1993). Esse conversor, simples e de baixo custo, tem como base a topologia *boost* e apresenta um método de comutação do interruptor pouco usual, denominado comutação parcial simples (do inglês *simple partial switching*). Ao ser comutado uma vez a cada início do semiciclo da tensão de entrada, durante um período de tempo adequado denominado  $T_{on}$  (tempo em que o interruptor do conversor permanece em condução), esse conversor se torna capaz de alcançar naturalmente um elevado fator de potência. As formas de onda de entrada típicas desse conversor, que às vezes é referenciado como conversor Suga, são mostradas na Figura 2.14.

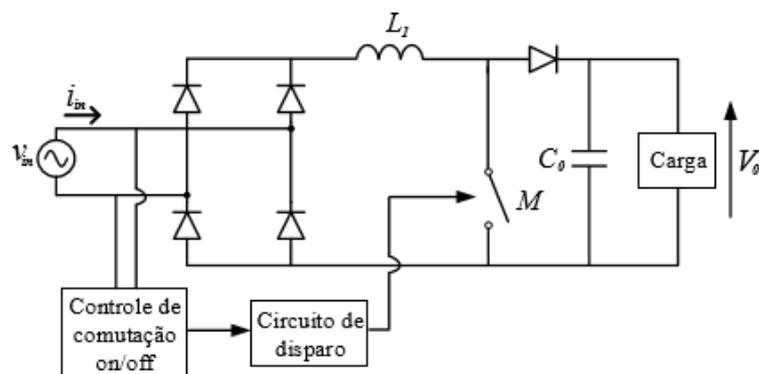


Figura 2.13: Conversor *boost* comutado em baixa frequência. Baseado em (SUGA *et al.*, 1993).

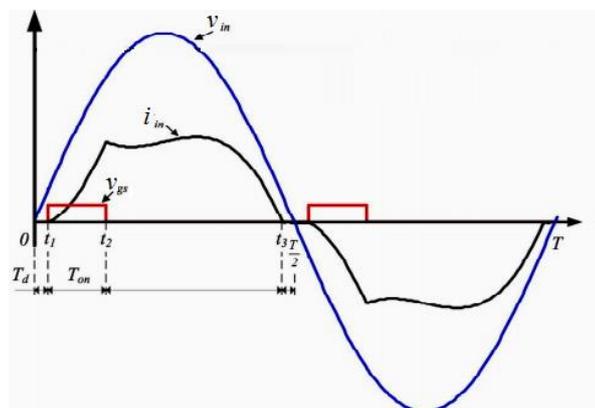


Figura 2.14: Formas de tensão de entrada (azul), corrente de entrada (preto) e pulsos de disparo do interruptor (vermelho). Baseado em (SUGA *et al.*, 1993).

Uma modificação do conversor Suga foi proposta por TANIGUCHI *et al.* (2000). Nesse caso, foi inserido um segundo interruptor que também é comutado uma vez a cada semiciclo da tensão de entrada. A técnica utilizada na comutação dos interruptores foi denominada comutação suave de pulso unitário (do inglês, *single pulse soft switching*). Nesse caso, quando os interruptores ( $T_{r1}$  e  $T_{r2}$ ) desse conversor são desligados simultaneamente, a corrente do indutor carrega o capacitor  $C_r$  no circuito de comutação suave. Portanto, o desligamento dos interruptores ocorre sob tensão nula. Além disso, desde que a corrente de entrada desse conversor sempre se inicie no zero, os interruptores são ligados sob corrente nula (ou ZCS, do inglês *Zero Current Switching*). Logo, esse circuito tem como vantagem trabalhar em comutação suave (ZCS quando os interruptores são ligados), além de conseguir reduzir a interferência eletromagnética. Tal conversor é mostrado na Figura 2.15 e suas formas de onda de tensão e corrente de entrada são mostradas na Figura 2.16.

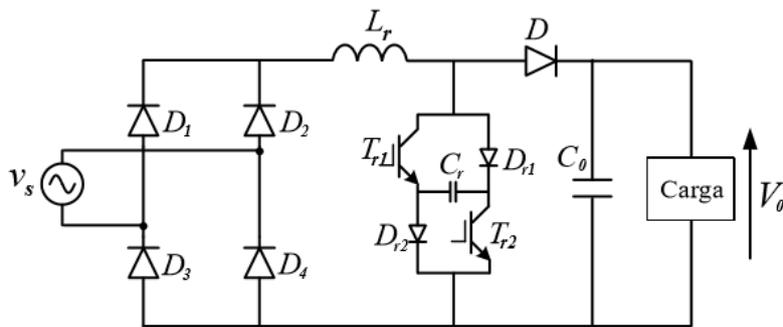


Figura 2.15: Conversor de baixa frequência com comutação suave de pulso unitário. (TANIGUSHI, 2000).

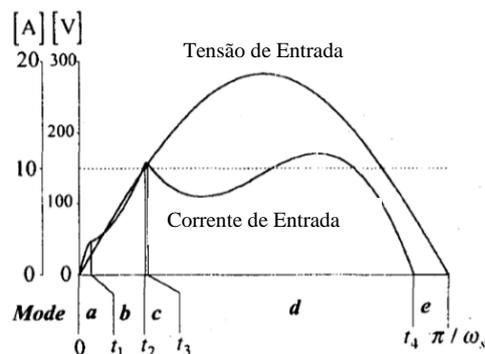


Figura 2.16: Formas de onda de tensão e corrente de entrada do conversor de baixa frequência com comutação suave de pulso unitário (TANIGUSHI, 2000).

Pesquisadores brasileiros também se dedicaram a estudar topologias derivadas do conversor Suga. No ano de 1999, foi proposto o conversor mostrado na Figura 2.17 (POMILIO & SPIAZZI, 1999). Em relação ao conversor Suga convencional, esse conversor é capaz de fornecer potências mais elevadas à carga utilizando indutâncias menores.

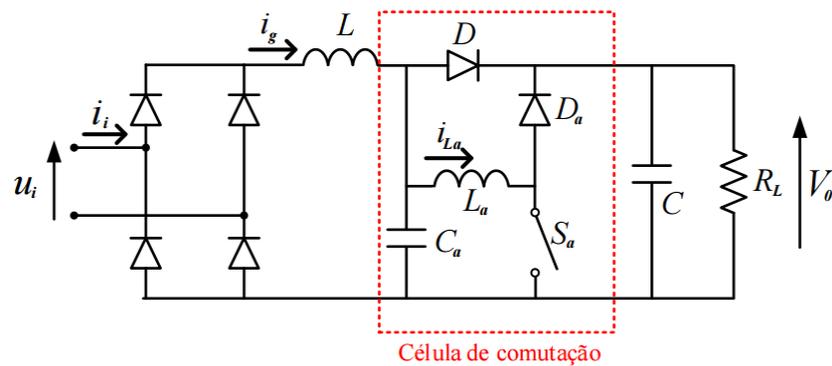


Figura 2.17: Conversor de baixa frequência proposto por (POMILIO & SPIAZZI, 1999).

Mediante as características positivas encontradas nos conversores ativos de baixa frequência, em (BRAGA *et al.*, 2012) foi realizada a proposta de um *driver* de baixa frequência derivado do conversor Suga para alimentar uma luminária LED de baixa potência. Esse *driver* (Figura 2.18) não faz uso de capacitores eletrolíticos e possui um número reduzido de componentes, o que contribui para diminuir seus custos e aumentar sua confiabilidade. As formas de onda de corrente e tensão obtidas na entrada e saída desse *driver* são mostradas nas Figura 2.19 ('a' e 'b'). Nessas figuras é possível notar a natureza descontínua da corrente que flui nos LEDs devido à ausência do capacitor eletrolítico de saída, que foi retirado do circuito a fim de garantir uma elevada vida útil a esse *driver*. Além disso, nota-se que a forma de onda da corrente de entrada é diferente se comparada à do conversor em alta frequência (Figura 2.10).

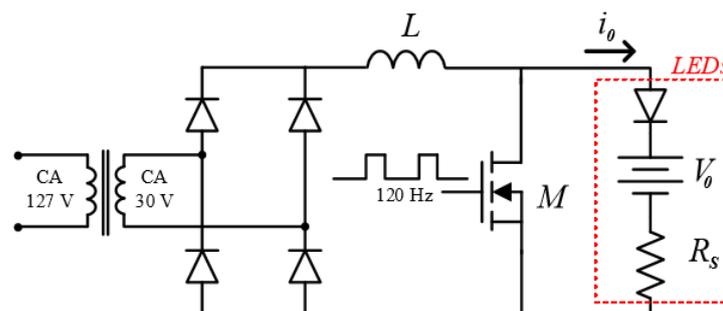


Figura 2.18: *Driver* de baixa frequência proposto para uma luminária LED de baixa potência (BRAGA, 2012).

Apesar desse *driver* ter alcançado elevado fator de potência (0,99), o fato de ser necessário o uso de um transformador abaixador para ajustar a tensão da rede elétrica (127V) a um nível compatível com a tensão do arranjo de 9 LEDs em série utilizado, resultou em um rendimento de somente 59% (muito abaixo dos 89% recomendados atualmente pela U.S. DOE). Além disso, esse *driver* não tinha circuito de controle em malha fechada e o projeto não buscou atender a normativa brasileira de *drivers* de LEDs (NBR 16026:2012) lançada naquele mesmo ano.

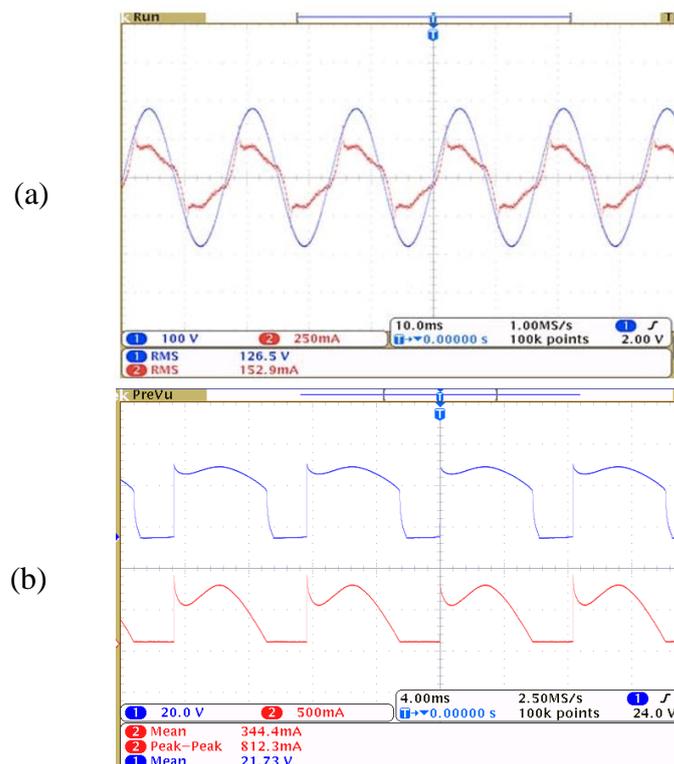


Figura 2.19 : Formas de onda no *Driver* de baixa frequência proposto para uma luminária LED de baixa potência (a) Tensão e corrente de entrada e (b) tensão e corrente de saída (corrente nos LEDs) (BRAGA, 2012).

Em (NOGUEIRA *et al.*, 2014f) foi investigada a possibilidade de se utilizar os conversores de baixa frequência como *drivers* de luminárias LED de iluminação pública (e.g. ruas, praças, pontes, estacionamentos, etc.). Nesse tipo de aplicação, em que os níveis de potência das luminárias são maiores, os LEDs são associados de forma que a tensão requerida na saída do conversor seja próxima do valor da tensão da rede elétrica, o que permitiria dispensar o transformador abaixador na entrada e alcançar um maior rendimento elétrico no circuito. Nesta publicação se constatou, por meio de resultados de simulação, que conversores baseados nas topologias do pré-regulador *boost*, *Ćuk*, *boost* quadrático e SEPIC eram capazes de alimentar um arranjo de LEDs e alcançar elevado fator de potência, reduzida distorção harmônica da corrente de entrada e conformidade com a norma IEC 61000-3-2: 2014 Classe C. Alguns desses conversores serão mais bem detalhados nos próximos capítulos desta Tese.

Em (NOGUEIRA *et al.*, 2015a) resultados experimentais foram mostrados para um *driver* de baixa frequência baseado no pré-regulador *boost*. O protótipo mostrado na Figura 2.20, é baseado no conversor da Figura 2.18, porém foi projetado para acionar uma luminária LED de 155 W de forma a dispensar o uso de um transformador abaixador na entrada. Nesse caso, foi alcançada um rendimento de aproximadamente 95% e o indutor foi reaproveitado de reatores de lâmpadas de descarga que não estavam mais sendo utilizados.

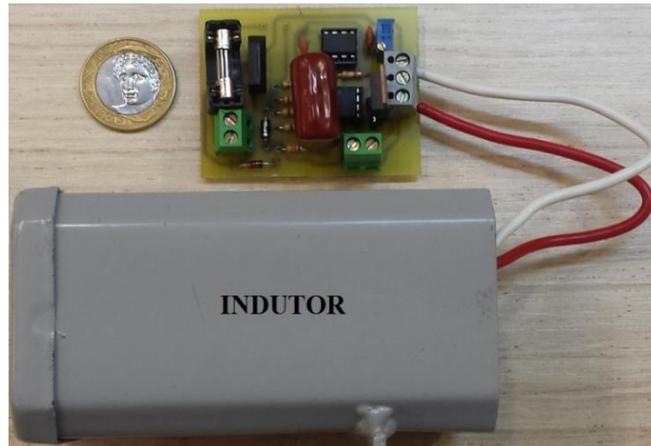


Figura 2.20: Fotografia do protótipo do pré-regulador *boost* de baixa frequência aplicado como *driver* de luminárias LED de iluminação pública de 155 W.

Apesar dos bons resultados quanto a qualidade de energia (fator de potência 0,99 e  $THDi$  10,7%) e rendimento elétrico, o *driver* que foi objeto da publicação (NOGUEIRA *et al.*, 2015a) também não possuía nenhum sistema de controle da corrente de saída e não apresentava conformidade com alguns requisitos de desempenho da norma NBR 16026: 2012 (testes de circuito aberto e de comutação).

Outra topologia clássica que pode ser utilizada como *driver* de LED comutado em baixa frequência é o conversor  $\acute{C}$ uk mostrado na Figura 2.21. Esse *driver* também não faz uso de capacitor eletrolítico na saída, o que pode lhe conferir elevada vida útil. Sua característica mais interessante é o fato de conseguir fornecer uma corrente sem descontinuidade ao arranjo de LEDs (Figura 2.22). Porém, a necessidade de circuitos magnéticos de elevadas indutâncias fazem com que ele tenha um rendimento elétrico menor do que a do *driver* baseado no pré-regulador *boost*. Em (NOGUEIRA *et al.*, 2015b) foi visto que o rendimento do *driver* baseado no conversor  $\acute{C}$ uk poderia ser aumentado a partir da redução dos circuitos magnéticos que concentravam a maior parte das perdas desse conversor, por outro lado, isso ocasionava uma corrente descontínua através dos LEDs, que causava degradação do fluxo luminoso emitido.

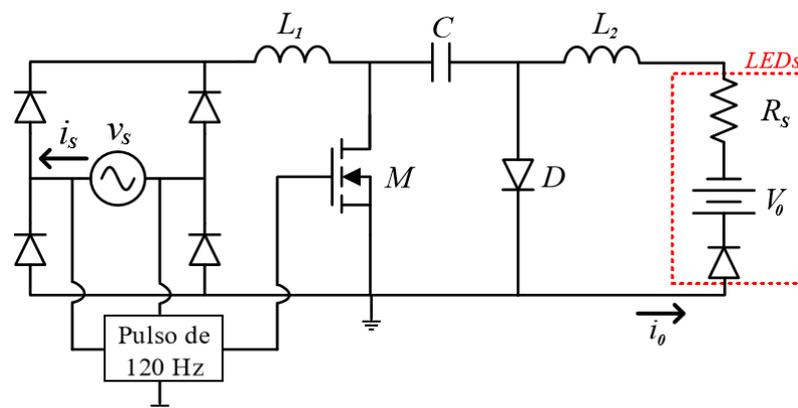


Figura 2.21: Conversor CA-CC do tipo  $\acute{C}$ uk como *driver* para LEDs.

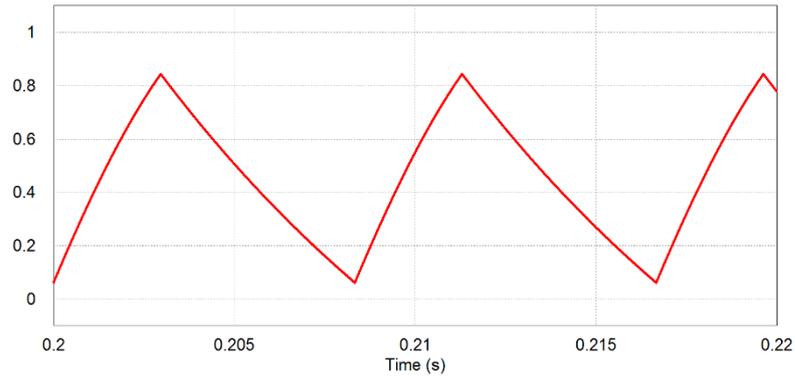


Figura 2.22: Corrente de saída do *driver* de baixa frequência baseado no conversor Ćuk.

Por fim, pode-se citar a topologia proposta por (BUSO & SPIAZZI, 2005), mostrada na Figura 2.23. Essa topologia se diferencia das demais por alimentar os LEDs com uma corrente cujo a forma de onda possui frequência igual ao dobro da rede elétrica, enquanto a comutação do interruptor ocorre em alta frequência (nesse caso, 200kHz). As formas de onda típicas desse *driver* são mostradas nas Figura 2.24 (“a” e “b”).

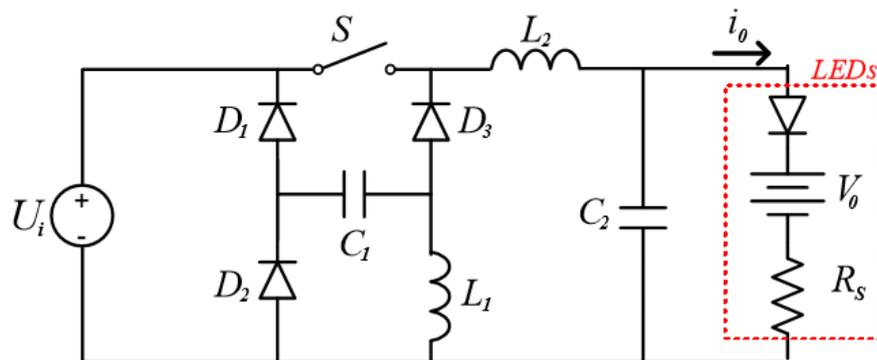


Figura 2.23: *Driver* para LEDs proposto em (BUSO & SPIAZZI, 2005).

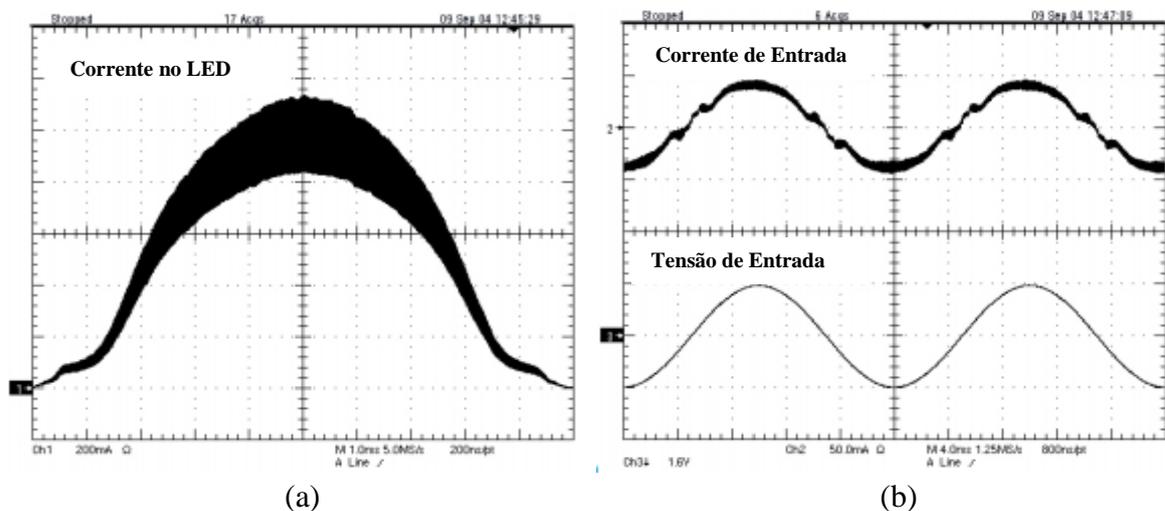


Figura 2.24: a) Corrente no LED (Escala do Osciloscópio: 200 mA/div e 1ms/div) e b) Corrente e tensão entrada (Escala do Osciloscópio 50 mA/div, 320V/div e 4 ms/div) (BUSO & SPIAZZI, 2005).

## 2.4. CONCLUSÕES PARCIAIS

Este capítulo apresentou uma revisão bibliográfica simplificada sobre *drivers* para luminárias LED de iluminação pública. Foram discutidas as características desejáveis para esses circuitos e as principais normas vigentes em relação a esses dispositivos. Os tipos básicos de *drivers* também foram apresentados, dando ênfase para os *drivers* passivos de baixa frequência, *drivers* ativos de alta frequência e os *drivers* ativos de baixa frequência.

Conversores CA-CC de elevado fator de potência operando em baixa frequência são simples e de baixo custo de fabricação. Isso ocorre devido ao reduzido número de componentes desse circuito, que além de reduzir os custos, tornam o circuito mais robusto e menos susceptível a falhas. Além disso, é possível evitar a utilização de capacitores eletrolíticos na confecção desses circuitos aumentando assim a sua confiabilidade e vida útil.

Com a escolha correta dos principais componentes desses circuitos e uma estratégia de comutação em baixa frequência (geralmente duas vezes a frequência da rede elétrica, no Brasil 120 Hz), é possível obter *drivers* com reduzida taxa de distorção harmônica da corrente de entrada, elevado rendimento, corrente de saída compatível com a dos LEDs, nível de potência compatível com as de luminárias de iluminação pública e conformidade com a norma IEC 61000-3-2:2014 Classe C. Além disso, associando-se a devida quantidade de LEDs, é possível dispensar o uso de transformadores abaixadores entre a rede elétrica e o estágio de potência desses *drivers*.

Os próximos capítulos apresentam mais informações sobre os conversores de baixa frequência como *drivers* de luminárias LED de iluminação pública. A topologia baseada no pré-regulador *boost* será a escolhida para ser detalhada em um projeto de luminária LED que tenha controle em malha fechada e conformidade aos requisitos de desempenho previstos na norma NBR 16026:2012. Além disso, também serão apresentados resultados obtidos em outras topologias estudadas que compartilham as características mostradas nessa seção.

### 3. DRIVER DE BAIXA FREQUÊNCIA BASEADO NO PRÉ-REGULADOR *BOOST* APLICADO EM LUMINÁRIAS LED DE ILUMINAÇÃO PÚBLICA

Apesar de soluções em alta frequência serem comumente propostas como *drivers* para iluminação de estado sólido, alternativas em baixa frequência também podem ser empregadas para o acionamento desses dispositivos.

Este capítulo apresenta um conversor CA-CC inspirado no pré-regulador *boost* como *driver* de uma luminária LED de iluminação pública. Tal conversor tem seu interruptor comutado em baixa frequência (normalmente em 100 Hz ou 120 Hz, dependendo de a frequência de entrada ser 50 Hz ou 60 Hz, respectivamente), por meio de pulso único a cada meio ciclo da forma de onda da tensão de entrada, de acordo com estratégias descritas em (SUGA *et al*, 1993; CHENG *et al*, 2008 e BRAGA *et al*, 2012).

A solução proposta se diferencia do pré-regulador *boost* original porque não é concebida para garantir uma tensão de saída regulada, mas sim uma corrente média regulada, de acordo com as especificações dos diodos emissores de luz. Além disso, esse conversor não faz uso de um diodo em série com a carga nem emprega capacitores eletrolíticos, o que lhe pode conferir uma vida útil mais elevada. À semelhança da solução original, o *driver* proposto pode alcançar elevado fator de potência (*FP*), reduzida distorção harmônica total da corrente de entrada (*THD<sub>i</sub>*), elevado rendimento, corrente de saída compatível com os módulos de LED, nível de potência compatível com os encontrados em luminárias LED de iluminação pública e conformidade com a norma IEC 61.000-3-2:2014 Classe C (IEC 2014).

Portanto, inicialmente, é feita a modelagem matemática do *driver* baseado no pré-regulador *boost* em baixa frequência alimentando uma carga de LEDs de potência associados em série. Supõe-se que o arranjo de LEDs é tal que permite evitar o emprego de transformadores e ainda garantir um elevado fator de potência. Em seguida, é apresentada a metodologia de projeto desse *driver* para uma luminária LED de iluminação pública com corrente média de 540 mA, o que possibilita uma potência de entrada em torno de 160W. Posteriormente, são apresentados resultados experimentais de características elétricas considerando o funcionamento do *driver* proposto em condição nominal e em condição dimerizada (redução de até 75% do fluxo luminoso). Por fim, é realizada uma avaliação dos resultados fotométricos e uma discussão sobre a cintilação luminosa (*flicker*) nos LEDs ocasionada pela natureza descontínua da corrente de saída do *driver* proposto.

### 3.1. MODELAGEM MATEMÁTICA DO *DRIVER* DE LEDs BASEADO NO PRÉ-REGULADOR *BOOST*

A Figura 3.1 ilustra a adaptação do pré-regulador *boost* de baixa frequência como um circuito de acionamento de LEDs. Nessa figura, a tensão da fonte de alimentação é representada por  $v_s$ , o indutor por  $L$  e o transistor de comutação por  $M$  (e.g. MOSFET). O arranjo de LEDs é representado pelo seu modelo elétrico clássico, um diodo ideal com uma resistência  $R_s$  em série com uma queda de tensão  $V_o$ . Uma vez que os *drivers* de baixa frequência necessitam de indutâncias que podem chegar a centenas de milihenries (NOGUEIRA *et al*, 2014f), as perdas que ocorrem no indutor real são consideradas de forma simplificada aqui, de modo que a resistência série ( $R_L$ ) do indutor é incluída na análise (EICHHORN, 2005). Além disso, também é considerada a resistência de condução ( $R_M$ ) do interruptor  $M$ , ao passo que os demais componentes são considerados ideais.

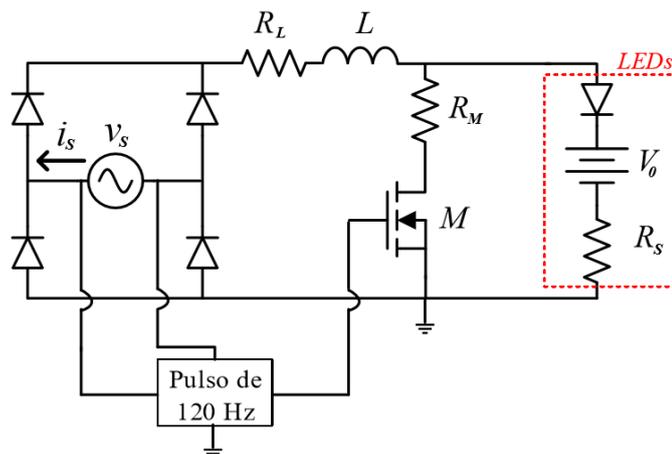


Figura 3.1 : Conversor de baixa frequência baseado no pré-regulador *boost* como *driver* para LEDs.

Como já antecipado, a técnica de comutação do interruptor  $M$  consiste em um pulso de duração  $T_{on}$  no início de cada semiciclo da tensão de entrada ( $v_s=0$  V), o que corresponde a uma frequência de comutação ( $f_c$ ) de 120 Hz (assumindo que a frequência de  $v_s, f_s$ , é igual a 60 Hz).

Sabendo que o pico da tensão da entrada é  $V_p$ , é possível encontrar analiticamente a expressão da corrente de entrada  $i_s$  considerando duas etapas de operação do conversor em cada semiciclo da tensão CA da rede elétrica.

A primeira etapa corresponde ao intervalo de tempo em que o interruptor  $M$  está fechado (0 a  $T_{on}$ ) e a segunda etapa corresponde ao intervalo de tempo em que o interruptor  $M$  está aberto e a corrente de entrada cai a zero ( $T_{on}$  a  $T_f$ ).

A. Intervalo em que o interruptor  $M$  está fechado  $0 \leq t \leq T_{on}$

A Figura 3.2 mostra o circuito equivalente do *driver* baseado no pré-regulador *boost* no intervalo de tempo em que o interruptor  $M$  está fechado. A partir desse circuito, é obtida a equação diferencial mostrada na expressão (3.1). Observa-se que não há corrente elétrica circulando pelos LEDs nesta etapa devido à operação reversa do diodo ideal do modelo. Esse fato também pode ser explicado do ponto de vista prático, já que em condições típicas a queda de tensão sobre o interruptor  $M$  no estado ligado não é suficiente para superar a barreira de tensão  $V_O$  e viabilizar a condução dos LEDs.

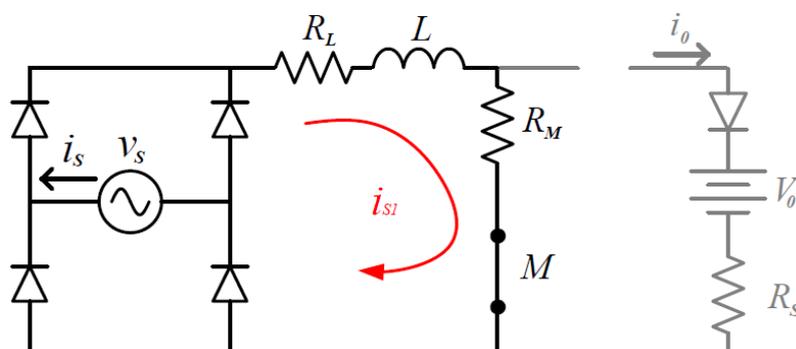


Figura 3.2: Circuito equivalente do *driver* de baixa frequência baseado no pré-regulador *boost* quando o interruptor  $M$  está fechado.

$$v_s(t) = V_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) = L \cdot \frac{di_{s1}}{dt} + R_1 \cdot i_{s1}(t). \quad (3.1)$$

Sendo que  $i_{s1}$  é a corrente de entrada na primeira etapa de operação,  $\omega = 2\pi f_s$  e  $R_1$  a soma das resistências  $R_L$  e  $R_M$ .

A expressão (3.1) pode ser reescrita na forma de uma equação diferencial linear de primeira ordem, como mostrado em (3.2):

$$\frac{di_{s1}}{dt} + \frac{R_1}{L} \cdot i_{s1}(t) = \frac{V_p}{L} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t). \quad (3.2)$$

Multiplicando-se ambos os lados de (3.2) pelo fator de integração  $e^{\int \frac{R_1}{L} dt}$ , tem-se (3.3):

$$e^{\int \frac{R_1}{L} dt} \cdot \frac{di_{s1}}{dt} + e^{\int \frac{R_1}{L} dt} \cdot \frac{R_1}{L} \cdot i_{s1}(t) = e^{\int \frac{R_1}{L} dt} \left( \frac{V_p}{L} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \right). \quad (3.3)$$

O lado esquerdo da equação (3.3) é a derivada do produto do fator de integração e a corrente  $i_{s1}(t)$ , logo pode ser escrita como (3.4) e posteriormente como (3.5).

$$\frac{d}{dt} \left[ e^{\int \frac{R_1}{L} dt} \cdot i_{s1}(t) \right] = e^{\int \frac{R_1}{L} dt} \left( \frac{V_p}{L} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \right). \quad (3.4)$$

$$d \left[ e^{\int \frac{R_1}{L} dt} \cdot i_{s1}(t) \right] = e^{\int \frac{R_1}{L} dt} \left( \frac{V_p}{L} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \right) dt. \quad (3.5)$$

Integrando ambos os lados da equação (3.5), é possível isolar a variável de interesse  $i_{s1}(t)$ , como mostrado em (3.6).

$$i_{s1}(t) = \left( e^{\int \frac{-R_1}{L} dt} \right) \cdot \int e^{\int \frac{R_1}{L} dt} \left( \frac{V_p}{L} \text{sen}(\omega \cdot t) \right) dt. \quad (3.6)$$

Utilizando o método de integração por partes na expressão (3.6), chega-se à expressão (3.7).

$$i_{s1}(t) = e^{-\frac{R_1 t}{L}} \cdot \left( \frac{V_p \cdot e^{\frac{R_1 t}{L}} \left( R_1 \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) - L \cdot \omega \cdot \cos(\omega \cdot t) \right)}{\omega^2 \cdot L^2 + R_1^2} + C_1 \right). \quad (3.7)$$

Sabendo que em  $t=0$ , a corrente de entrada  $i_{s1}$  também é zero, é possível encontrar o valor da constante  $C_1$  (3.8):

$$C_1 = \frac{V_p \cdot L \cdot \omega}{\omega^2 \cdot L^2 + R_1^2}. \quad (3.8)$$

Finalmente, substituindo (3.8) em (3.7) e fazendo a devida manipulação algébrica, é possível encontrar a equação que descreve o comportamento da corrente de entrada  $i_{s1}(t)$  no intervalo de tempo em que o interruptor  $M$  está fechado (3.9).

$$i_{s1}(t) = a_{s1} \cdot e^{-\frac{R_1}{L} t} - b_{s1}(t). \quad (3.9)$$

Em que ' $a_{s1}$ ' e ' $b_{s1}$ ' são dados respectivamente por (3.10) e (3.11). O parâmetro  $Z_1$ , empregado nessas equações, é dado em (3.12).

$$a_{s1} = \frac{L \cdot V_p \cdot \omega}{Z_1^2} . \quad (3.10)$$

$$b_{s1}(t) = \frac{R_1 \cdot V_p}{Z_1^2} \left[ \frac{L}{R_1} \cdot \omega \cdot \cos(\omega \cdot t) - \text{sen}(\omega \cdot t) \right] . \quad (3.11)$$

$$Z_1^2 = (L \cdot \omega)^2 + R_1^2 . \quad (3.12)$$

O pico da corrente de entrada ( $I_m$ ) na primeira etapa de operação é dado pela expressão (3.13) e ocorre quando  $t=T_{on}$ .

$$I_m = a_{s1} \cdot e^{-\frac{R_1 \cdot T_{on}}{L}} - b_{s1}(T_{on}) . \quad (3.13)$$

*B. Intervalo em que o interruptor M está aberto  $T_{on} < t < T_f$*

A Figura 3.3 mostra o circuito equivalente no intervalo de tempo que o interruptor  $M$  está aberto. Nesta condição, a energia armazenada no campo magnético do indutor é suficiente para fazer circular uma corrente pelos LEDs no sentido direto, de modo que tais componentes entram em condução. A equação diferencial obtida a partir desse circuito é mostrada na expressão (3.14).

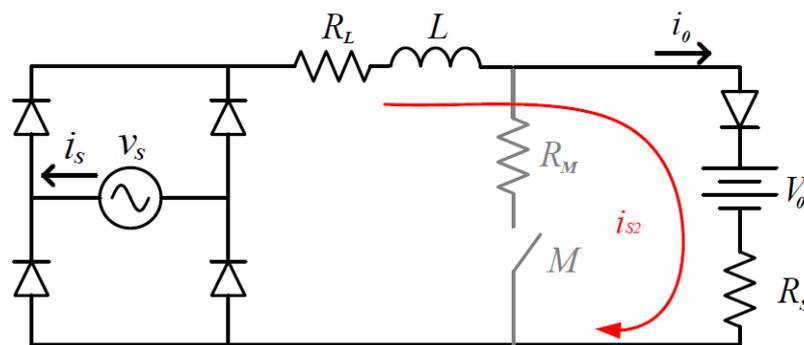


Figura 3.3: Circuito equivalente do *driver* de baixa frequência baseado no pré-regulador *boost* quando o interruptor  $M$  está aberto.

$$V_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot (t + T_{on})) = L \cdot \frac{di_{s2}}{dt} + V_0 + R_2 \cdot i_{s2}(t) . \quad (3.14)$$

Sendo que  $i_{s2}$  é a corrente de entrada na segunda etapa de operação e  $R_2$  a soma das resistências  $R_L$  e  $R_s$ .

A equação (3.14) também pode ser reescrita na forma de uma equação diferencial linear de primeira ordem, como mostrado em (3.15):

$$\frac{di_{s2}}{dt} + \frac{R_2}{L} \cdot i_{s2}(t) = \frac{V_p}{L} \cdot \text{sen}(\omega \cdot (t + T_{on})) - \frac{V_0}{L}. \quad (3.15)$$

Multiplicando-se ambos os lados da equação (3.15) pelo fator de integração  $e^{\int \frac{R_2}{L} dt}$ , tem-se (3.16):

$$e^{\int \frac{R_2}{L} dt} \cdot \frac{di_{s2}}{dt} + e^{\int \frac{R_2}{L} dt} \cdot \frac{R_2}{L} \cdot i_{s2}(t) = e^{\int \frac{R_2}{L} dt} \left( \frac{V_p}{L} \text{sen}(\omega \cdot (t + T_{on})) - \frac{V_0}{L} \right). \quad (3.16)$$

Sabendo que o lado esquerdo da equação (3.16) é a derivada do produto do fator de integração e a corrente  $i_{s2}(t)$ , ela pode ser manipulada de forma a se obter (3.17).

$$di_{s2} \left[ e^{\int \frac{R_2}{L} dt} \cdot i_{s2}(t) \right] = e^{\int \frac{R_2}{L} dt} \left( \frac{V_p}{L} \text{sen}(\omega \cdot (t + T_{on})) - \frac{V_0}{L} \right) dt. \quad (3.17)$$

Integrando ambos os lados da equação (3.17), é possível isolar a variável de interesse  $i_{s2}(t)$ , chegando ao resultado mostrado em (3.18).

$$i_{s2}(t) = e^{-\frac{R_2 t}{L}} \cdot \left( \frac{V_p \cdot e^{\frac{R_2 t}{L}} \left( R_2 \cdot \text{sen}(\omega \cdot (t + T_{on})) - L \cdot \omega \cdot \cos(\omega \cdot (t + T_{on})) \right)}{\omega^2 \cdot L^2 + R_2^2} - \frac{V_0}{R_2} \cdot e^{\frac{R_2 t}{L}} + C_2 \right). \quad (3.18)$$

A expressão (3.18) foi solucionada considerando que o tempo (t) tivesse início em  $t=0$ , porém deve-se considerar o intervalo de tempo que o transistor permanece desligado ( $T_{on} \leq t \leq T_f$ ). Logo, a expressão (3.18) deve ser deslocada para o intervalo de interesse, como mostrado em (3.19).

$$i_{s2}(t - T_{on}) = e^{-\frac{R_2 t}{L}} \cdot \left( \frac{V_p \cdot e^{\frac{R_2 t}{L}} \left( R_2 \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) - L \cdot \omega \cdot \cos(\omega \cdot t) \right)}{\omega^2 \cdot L^2 + R_2^2} - \frac{V_0}{R_2} \cdot e^{\frac{R_2 t}{L}} + C_2 \right). \quad (3.19)$$

Sabendo que em  $t=T_{on}$ , a corrente  $i_{s2}$  é igual a  $I_m$ , é possível encontrar o valor da constante  $C_2$  (3.20):

$$C_2 = e^{\frac{R_2 \cdot T_{on}}{L}} \cdot I_m + e^{\frac{R_2 \cdot T_{on}}{L}} \left( \frac{V_0}{R_2} - \frac{V_p (R_2 \cdot \text{sen}(\omega \cdot T_{on}) - L \cdot \omega \cdot \cos(\omega \cdot T_{on}))}{\omega^2 \cdot L^2 + R_2^2} \right). \quad (3.20)$$

Finalmente, substituindo (3.20) em (3.19) é possível encontrar a equação que descreve o comportamento da corrente de entrada  $i_{s2}(t-T_{on})$  no intervalo de tempo em que o interruptor  $M$  não conduz (3.21).

$$i_{s2}(t-T_{on}) = a_{s2} \cdot e^{\frac{-R_2}{L}(t-T_{on})} - b_{s2}. \quad (3.21)$$

Em que ' $a_{s2}$ ' e ' $b_{s2}$ ' são dados respectivamente por (3.22) e (3.23). O parâmetro  $Z_2$ , empregado nessas equações, é dado em (3.24).

$$a_{s2} = I_m + \frac{V_0}{R_2} + \frac{V_p \cdot R_2}{Z_2^2} \left[ \frac{L \cdot \omega}{R_2} \cos(\omega \cdot T_{on}) - \text{sen}(\omega \cdot T_{on}) \right]. \quad (3.22)$$

$$b_{s2} = \frac{V_0}{R_2} + \frac{V_p \cdot R_2}{Z_2^2} \left[ \frac{L}{R_2} \cdot \omega \cdot \cos(\omega \cdot t) - \text{sen}(\omega \cdot t) \right]. \quad (3.23)$$

$$Z_2^2 = (\omega \cdot L)^2 + R_2^2. \quad (3.24)$$

É interessante notar que no segundo estágio, a corrente de entrada é exatamente a mesma que flui no arranjo de LEDs.

### 3.1.1. DETERMINAÇÃO DOS PRINCIPAIS PARÂMETROS ELÉTRICOS DO *DRIVER*

Os valores médio e eficaz da corrente de saída (ou seja, a corrente que flui no arranjo de LEDs) são dados, respectivamente pelas expressões (3.25) e (3.26):

$$I_{o \text{ médio}} = \frac{\omega}{\pi} \int_{T_{on}}^{T_f} i_{s2}(t) dt \quad . \quad (3.25)$$

$$I_{o \text{ eficaz}} = \sqrt{\frac{\omega}{\pi} \int_{T_{on}}^{T_f} [i_{s2}(t)]^2 dt} \quad . \quad (3.26)$$

Já o valor eficaz da corrente de entrada pode ser calculado a partir da expressão (3.27).

$$I_{s \text{ Eficaz}} = \sqrt{\frac{\omega}{\pi} \left( \int_0^{T_{on}} [i_{s1}(t)]^2 dt + \int_{T_{on}}^{T_f} [i_{s2}(t)]^2 dt \right)} \quad . \quad (3.27)$$

As equações (3.28) e (3.29) descrevem como calcular a potência de entrada,  $P_{in}$ , e a potência de saída,  $P_{out}$ , com base nas variáveis e parâmetros anteriores.

$$P_{in} = \frac{\omega}{\pi} \left[ \int_0^{T_{on}} (i_{s1}(t)) \cdot V_p \cdot \text{sen}(\omega t) dt + \int_{T_{on}}^{T_f} (i_{s2}(t)) \cdot V_p \cdot \text{sen}(\omega t) dt \right] \quad . \quad (3.28)$$

$$P_{out} = \frac{\omega}{\pi} \left[ \int_{T_{on}}^{T_f} (i_{s2}(t)) \cdot V_0 dt + \int_{T_{on}}^{T_f} (i_{s2}(t))^2 \cdot R_s dt \right] \quad . \quad (3.29)$$

Portanto, baseando-se na análise desse conversor e nas características do arranjo de LEDs utilizado, é possível concluir que os principais parâmetros a serem escolhidos para a implementação desse *driver* são a indutância  $L$  e o tempo que o interruptor  $M$  permanece fechado ( $T_{on}$ ).

Estabelecendo os valores de  $V_p$ ,  $V_0$ ,  $R_s$ ,  $R_M$ ,  $R_L$  e providenciando os valores adequados para  $L$  e  $T_{on}$ , as formas de onda típicas desse conversor podem ser esboçadas como na Figura 3.4. Neste caso, a forma de onda de corrente de entrada (Figura 3.4a) resulta em um FP naturalmente elevado (SUGA *et al*, 1993).

O valor de  $T_f$  pode ser encontrado igualando (3.21) a zero. Porém, essa solução não pode ser resolvida analiticamente. Portanto, métodos numéricos ou soluções computacionais têm de ser aplicados para encontrar o valor de  $T_f$  para um determinado conjunto de parâmetros. Esse trabalho fez uso do aplicativo MATLAB para encontrar o valor de  $T_f$ .

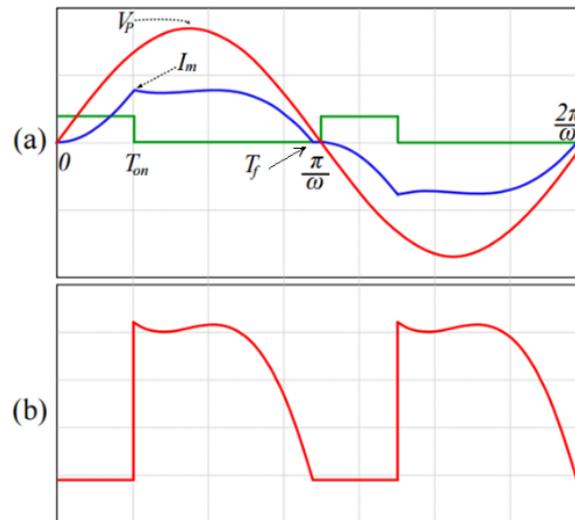


Figura 3.4: Esboço das principais formas de onda do conversor *boost* de baixa frequência: (a) Tensão de entrada (vermelho), 150 x corrente de entrada (azul) e 5 x sinal de disparo do interruptor (verde) e (b) corrente na saída.

As seguintes condições devem ser levadas em consideração durante o projeto:

- i. Como visto na Figura 3.5 (a), o tempo  $T_{on}$  deve ser maior que um valor mínimo para se evitar uma descontinuidade adicional na corrente de entrada (entre  $T_{on}$  e  $T_f$ ) e um indesejado aumento do conteúdo harmônico que ocasiona redução do fator de potência;
- ii. O valor médio da corrente de saída e o valor de pico da corrente sobre o arranjo de LEDs devem ser menores que os valores máximos especificados pelo fabricante do LED;
- iii. A modelagem matemática realizada é válida para o conversor operando em MCD (Modo de condução descontínua). Portanto, a corrente  $i_{s2}$  deve chegar a zero antes que um novo ciclo se inicie.

Essas condições são mais bem definidas para um caso prático específico, como será tratado na próxima seção.

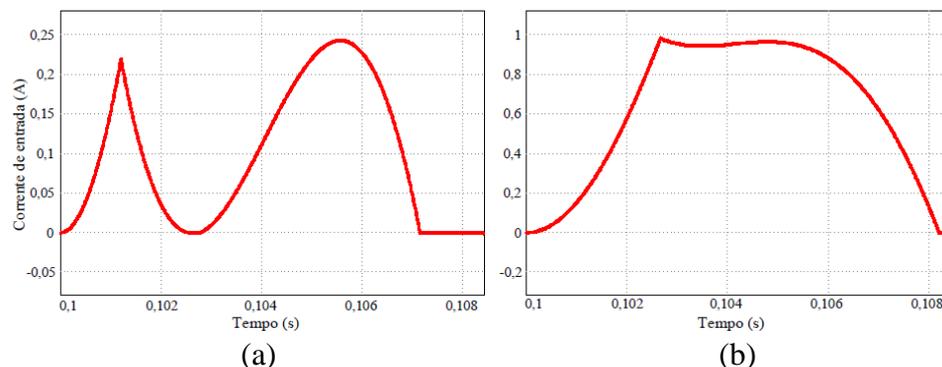


Figura 3.5: Formas de onda da corrente de entrada com (a) pequeno valor de  $T_{on}$  e (b) valor de  $T_{on}$  adequado.

Por fim, podem ser obtidas expressões para se calcular o fator de potência e distorção harmônica total da corrente de entrada do conversor, a corrente de entrada deve ser decomposta por meio da série de Fourier, como visto em (3.30).

$$i_s(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left[ \sqrt{2} \cdot I_{n_{eficaz}} \cdot \cos(n \cdot \omega \cdot t + \phi_n) \right]. \quad (3.30)$$

Uma vez que a corrente de entrada apresenta simetria de meia onda, como visto na Figura 3.4 (a), o valor eficaz das componentes harmônicas pares da corrente de entrada são iguais a zero. Logo, os valores eficazes das componentes harmônicas ímpares da corrente de entrada podem ser calculados a partir de (3.31).

$$I_{n_{eficaz}} = \frac{\sqrt{a_n^2 - b_n^2}}{\sqrt{2}}. \quad (3.31)$$

Em que  $I_{n_{eficaz}}$  é o valor eficaz da componente harmônica “ $n$ ” da corrente de entrada. As expressões para  $a_n$ ,  $b_n$  e  $\phi_n$  são definidas respectivamente por (3.32) a (3.34).

$$a_n = \begin{cases} \frac{2\omega}{\pi} \left[ \int_0^{T_{on}} i_{s1}(t) \cdot \cos(n \cdot \omega \cdot t) dt + \int_{T_{on}}^{T_f} i_{s2}(t) \cdot \cos(n \cdot \omega \cdot t) dt \right], & \text{para } n \text{ ímpar} \\ 0 & , \text{ para } n \text{ par} . \end{cases} \quad (3.32)$$

$$b_n = \begin{cases} \frac{2\omega}{\pi} \left[ \int_0^{T_{on}} i_{s1}(t) \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t) dt + \int_{T_{on}}^{T_f} i_{s2}(t) \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t) dt \right], & \text{para } n \text{ ímpar} \\ 0 & , \text{ para } n \text{ par} . \end{cases} \quad (3.33)$$

$$\phi_n = \tan^{-1} \left( \frac{-b_n}{a_n} \right). \quad (3.34)$$

A distorção harmônica total da corrente de entrada,  $THD_i$ , é determinada pela expressão (3.35):

$$THD_i = \frac{\sqrt{I_{seficaz}^2 - I_{1eficaz}^2}}{I_{1eficaz}}. \quad (3.35)$$

Sendo que  $I_{eficaz}$  representa a componente fundamental eficaz da corrente de entrada que é calculada por meio da análise por série de Fourier (3.30) para  $n$  igual a 1.

O fator de potência do conversor é dado pela expressão (3.36).

$$FP = \frac{\cos(\phi_1)}{\sqrt{1+THD^2}} . \quad (3.36)$$

Sendo  $\phi_1$  a defasagem da componente fundamental da corrente de entrada, obtido pela expressão (3.34) para  $n=1$ .

### 3.2. PROJETO DE DRIVER PARA UMA LUMINÁRIA LED DE ILUMINAÇÃO PÚBLICA BASEADO NO PRÉ-REGULADOR BOOST DE BAIXA FREQUÊNCIA

A fim de se avaliar a aplicação do conversor delineado na seção anterior, o projeto de um *driver* para uma luminária LED de iluminação pública é proposto. Essa luminária possui um arranjo de 96 LEDs Philips Luxeon R LXA7PW40 associados em série, cujas principais características são mostradas na Tabela 3.1.

Tabela 3.1: Parâmetros dos LEDs Philips Luxeon R LXA7PW40.

Parâmetros	Valores
Máxima Potência de Operação	3 W
Máxima Tensão Direta	3,25 V
Temperatura de Cor Correlata	4.000 K
Eficácia Luminosa	103 lm/W
Fluxo Luminoso	200 lm @ 700 mA
Máximo Valor Médio de Corrente	1.000 mA
Máxima Corrente de Pico	1.200 mA
Índice de Reprodução de Cores	75

Assumindo que a queda de tensão no arranjo de LEDs tenha um valor próximo ao da tensão de pico da rede  $V_p$ , não é necessário a utilização de um transformador abaixador para reduzir a tensão de entrada (que é de 220 V eficazes com frequência de 60 Hz no sistema de iluminação pública brasileiro) no estágio de potência desse conversor.

Tendo em vista a natureza pulsada da corrente imposta aos LEDs (conforme análise da seção anterior) e os parâmetros definidos pelo fabricante, propõe-se alimentar o arranjo com uma corrente média de 540 mA.

### 3.2.1. OBTENÇÃO DO MODELO ELÉTRICO DO ARRANJO DE LEDS

É necessário obter para o ponto de operação de 540 mA, o modelo elétrico que descreve a tensão  $V_0$  e a resistência  $R_s$  do arranjo de LEDs mostrado na Figura 3.6. Para a obtenção desses parâmetros foram utilizados: uma fonte de tensão de baixa distorção harmônica (menor que 0,5%) TENMA 72-765 e um osciloscópio TEKTRONIX DPO3014.



Figura 3.6: Arranjo de 96 LEDs Philips Luxeon R LXA7PW40 associados em série.

A fonte de alimentação TENMA 72-765 foi utilizada para fornecer tensão a uma ponte retificadora ligada ao arranjo de LEDs associados em série, como visto na Figura 3.7.

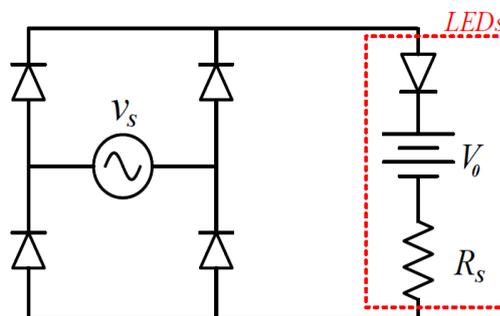


Figura 3.7: Diagrama esquemático para obtenção do modelo elétrico do arranjo de LEDs.

A tensão aplicada foi aumentada gradativamente até que a corrente máxima no arranjo de LEDs fosse de aproximadamente 1.2 A. O osciloscópio foi utilizado para obter a curva  $v-i$  do arranjo de LEDs, mostrada na Figura 3.8.

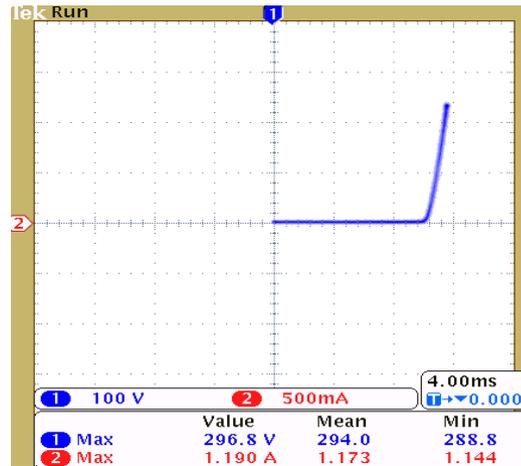


Figura 3.8: Curva  $v-i$  do arranjo de LEDs (escala de tensão 100 V/div; Escala de corrente 500 mA/div).

A partir da curva mostrada na Figura 3.8, é possível obter o modelo elétrico do arranjo de LEDs por meio da regressão linear da tensão direta no arranjo ( $V_{LED}$ ) em função da corrente direta que flui através dos LEDs ( $I_o$ ). A região de operação leva em consideração uma faixa de corrente variando de 350 mA a 750 mA para a obtenção dos parâmetros. O coeficiente angular encontrado foi  $R_s$  igual a 24,38  $\Omega$  e uma tensão de joelho  $V_0$  igual a 259,81 V. A temperatura ambiente observada durante o experimento foi de 25° Celsius, considerada típica.

### 3.2.2. DEFINIÇÃO DOS PARÂMETROS $T_{on}$ e $L$

O tempo  $T_{on}$  em que o interruptor fica fechado e o valor da indutância  $L$  podem ser escolhidos baseados na corrente média que flui no arranjo de LEDs, expressa pela equação (3.25).

Utilizando o suporte do software matemático MATLAB, é possível traçar curvas parametrizadas da corrente média de saída do *driver* baseado no pré-regulador *boost* para diferentes valores de  $T_{on}$  e  $L$ , como visto na Figura 3.9. Neste caso, foram considerados a tensão de pico de entrada igual a 311 V, a resistência de condução do interruptor  $M$  como sendo igual a 0,50  $\Omega$  e os valores obtidos para o modelo elétrico do arranjo de LEDs ( $R_s$  igual a 24,38  $\Omega$  e  $V_0$  igual a 259,81 V). Além disso, a resistência do indutor foi estimada como sendo 3,5% do valor da indutância em mH. O projeto do indutor e a estimativa de sua resistência série são resumidos na próxima seção.

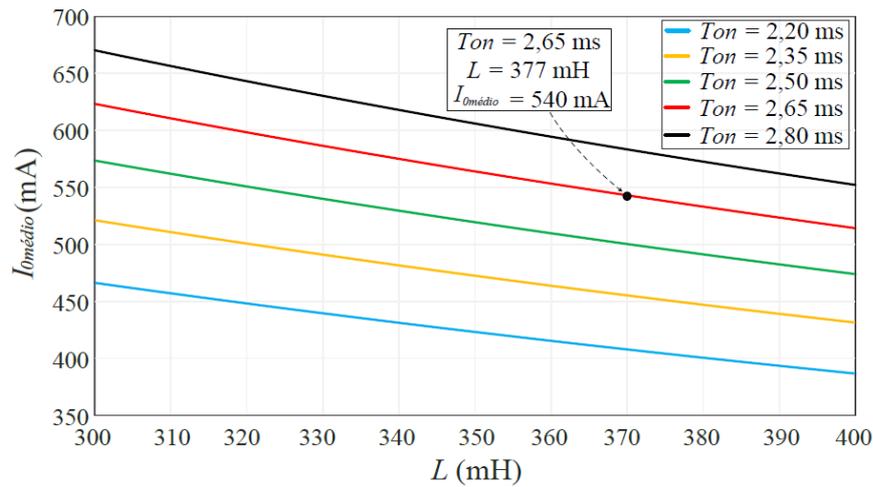


Figura 3.9: Corrente média de saída em função da variação de  $L$  e  $T_{on}$ .

Entre os possíveis valores de indutância e tempo que o interruptor  $M$  fica ligado, foram escolhidos  $L$  igual a 377 mH e  $T_{on}$  igual a 2,65 ms. Estes valores foram adotados porque viabilizam a obtenção da corrente média de saída desejada (540mA) e o atendimento aos limites previstos na norma IEC 61000-3-2: 2014 Classe C, conforme será verificado e discutido em seção posterior.

Nota-se que um valor de indutância de 377 mH parece ser elevado, no entanto, este valor não é incomum em *drivers* de baixa frequência, onde indutâncias de até 2 henries são utilizadas (HUI *et al*, 2010; NOGUEIRA *et al*, 2014f; NOGUEIRA *et al*, 2015b). O uso de indutâncias menores pode implicar na ocorrência de picos de corrente acima do suportado pelos LEDs e em deformações na qualidade da onda de corrente de entrada.

### 3.2.3. PROJETO DO INDUTOR DA ETAPA *BOOST*

Um dos elementos fundamentais do controlador proposto é o seu indutor. Este é responsável por fornecer energia para a saída assim que o interruptor  $M$  é desligado.

Em geral, o núcleo de indutores de baixa frequência é construído com lâminas padronizadas do tipo EI (como mostrado na Figura 3.10), que possuem suas dimensões em função da largura do tronco central, como visto na Figura 3.11.

O indutor foi projetado a fim de se obter uma indutância de 377 mH. O projeto foi realizado de acordo com a metodologia proposta em (MARTIGNONI, 1991), e tem os principais parâmetros definidos na Tabela 3.2.



Figura 3.10: Lâminas do tipo EI para construção de indutores.

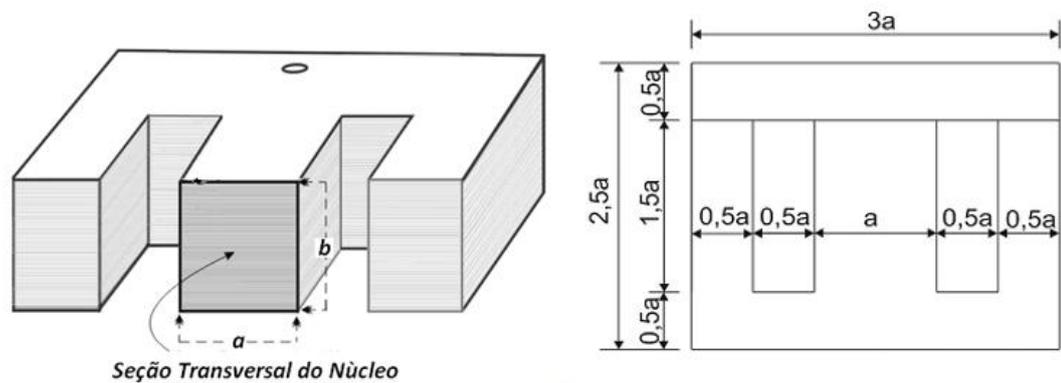


Figura 3.11: Dimensões padronizadas de um núcleo de indutor com lâminas do tipo EI (MARTIGNONI, 1991).

As lâminas utilizadas para construção do indutor foram de ferro-silício. Já o enrolamento é feito de fio de cobre esmaltado.

Os valores adotados de máxima densidade de corrente e densidade máxima de fluxo magnético mostrados na Tabela 3.2 foram obtidos em (MARTIGNONI, 1991).

Tabela 3.2: Parâmetros de projeto do indutor.

Parâmetros	Valores
Indutância, $L$	377 mH
Corrente Eficaz no Indutor, $I_{Leff}$	737 mA
Corrente de pico no indutor, $I_{Lp}$	1042 mA
Densidade Máxima de Fluxo Magnético, $B_{max}$	1,13 T
Frequência, $f$	120 Hz
Permiabilidade do Ar, $\mu_0$	$4\pi 10^{-7}$ T/A
Máxima Densidade de Corrente, $J$	300 A/cm <sup>2</sup>

### A. Cálculo da seção dos condutores e escolha do fio AWG

A partir da máxima densidade de corrente ( $J$ ) do condutor, é possível calcular a área da seção em [cm<sup>2</sup>] do condutor a partir da expressão (3.37).

$$S = \frac{I_{L_{eficaz}}}{J} . \quad (3.37)$$

O diâmetro em [cm] do fio sem isolamento é dado pela expressão (3.38).

$$D = 2 \cdot \sqrt{\frac{S}{\pi}} . \quad (3.38)$$

O valor do diâmetro do fio ( $D$ ) deve ser convertido para a unidade de medida padronizada de fios e cabos elétricos (AWG, do inglês “*American Wire Gauge*”). A partir dos parâmetros de projeto do indutor, o fio definido a partir do resultado da expressão (3.38) é o AWG 23.

O diâmetro do fio com isolamento ( $D_{iso}$ ) é calculado a partir da expressão (3.39) utilizando o diâmetro do fio AWG escolhido ( $D_{AWG}$ ).

$$D_{iso} = D_{AWG} + 0,028 \cdot \sqrt{D_{AWG}} . \quad (3.39)$$

Definido o diâmetro do fio com isolamento, é possível calcular a nova seção do fio considerando o isolamento, como visto em (3.40).

$$S_{iso} = \pi \cdot \left( \frac{D_{iso}}{2} \right)^2 . \quad (3.40)$$

### B. Cálculo da seção magnética do núcleo

O núcleo escolhido é do tipo EI com tronco central “ $a$ ” de 2,2 cm e espessura “ $b$ ” de 2,5 cm. Devido ao fato das lâminas serem isoladas por uma resina, a área magnética desse indutor é obtida descontando-se 10% da seção geométrica como mostrado em (3.41):

$$A_{mag} = \frac{a \cdot b}{1,1} . \quad (3.41)$$

### C. Cálculo do número de espiras e ajuste do entreferro

O número de espiras é dado pela expressão (3.42):

$$N_{esp} = \frac{L \cdot I_{Lp} \cdot 10^4}{A_{mag} \cdot B_{max}}. \quad (3.42)$$

O ajuste do entreferro em [cm] é realizado de acordo com (3.43):

$$l_{entreferro} = \frac{\mu_o \cdot N_{esp}^2 \cdot A_{mag} \cdot 10^{-2}}{L}. \quad (3.43)$$

### D. Possibilidade de execução

Para avaliar a possibilidade de construção do indutor, ou seja, se a janela do núcleo escolhido comporta a quantidade de espiras a serem enroladas, deve se calcular o fator de ocupação  $K_u$ . Este é calculado a partir da expressão (3.44) e deve ser menor que 0,4 para que seja possível fazer a construção do indutor.

$$K_u = \frac{S_{iso} \cdot N_e}{A_w}. \quad (3.44)$$

Em que  $A_w$  é a área de uma das janelas do núcleo dada por (3.45).

$$A_w = (0,5 \cdot a) \cdot (1,5 \cdot a) = 0,75 \cdot a^2. \quad (3.45)$$

### E. Perdas no núcleo

Para se estimar as perdas que ocorrem no núcleo do indutor projetado, é necessário calcular antes o seu volume. A área frontal em [cm<sup>2</sup>] do núcleo é dada pela expressão (3.46).

$$A_f = (3 \cdot a) \cdot (2,5 \cdot a) - 2 \cdot A_w = 6 \cdot a^2. \quad (3.46)$$

A espessura do núcleo como visto na Figura 3.11 é dada por “ $b$ ”. Logo o volume em [cm<sup>3</sup>] do núcleo do indutor é (3.47).

$$V_{núcleo} = A_f \cdot b = 6 \cdot a^2 \cdot b. \quad (3.47)$$

O peso em gramas é obtido multiplicando-se o volume em [cm<sup>3</sup>] pelo peso específico do ferro, que é de 7,8 g/cm<sup>3</sup> (3.48).

$$P_{fe} = 7,8 \cdot V_{núcleo} . \quad (3.48)$$

As perdas específicas  $\omega_{fe}$  [W/Kg] no núcleo do indutor são produzidas por correntes parasitas e pela histerese magnética, e pode ser mensurada pela expressão (3.49).

$$\omega_{fe} = \left[ p_p \cdot \left( \delta \cdot \frac{f}{50} \right)^2 + p_h \cdot \frac{f}{50} \right] \cdot \left( \frac{B_M}{10000} \right)^2 . \quad (3.49)$$

Sendo que:

- $p_p$  : É um coeficiente (tabelado) relacionado as perdas por correntes parasitas.
- $p_h$  : É um coeficiente (tabelado) relacionado as perdas por histerese magnética.
- $B_M$  : É o valor de indução magnética das lâminas.
- $f$  : Frequência de variação do fluxo.
- $\delta$  : Espessura da lâmina em milímetros.

Segundo (MARTIGNONI, 1991), os valores típicos para se calcular as perdas específicas no ferro silício são  $p_p=1,1$  ;  $p_h = 1,4$  ;  $B_M = 10.000$  Gauss e  $\delta=0,5$ mm.

Finalmente, as perdas no núcleo em watts são estimadas por (3.50):

$$W_{fe} = \omega_{fe} \cdot \frac{P_{fe}}{1000} . \quad (3.50)$$

#### F. Perdas no cobre

Para o cálculo do peso do cobre, deve-se considerar primeiramente o comprimento em [cm] da espira media do cobre (3.51) e a seção em cm<sup>2</sup> do fio AWG de cobre enrolado (3.52).

$$c_{esp} = 2 \cdot a + 2 \cdot b + 0,5 \cdot a \cdot \pi . \quad (3.51)$$

$$S_{cu} = S_{AWG} \cdot N_e . \quad (3.52)$$

Logo o peso em gramas do cobre pode ser calculado por (3.53).

$$P_{cu} = \frac{S_{cu}}{100} \cdot c_{esp} \cdot 8,9 \quad (3.53)$$

A densidade de corrente no cobre é calculada por (3.54).

$$J_{cu} = \frac{I_{L_{eficaz}}}{S_{AWG} \cdot 100} \quad (3.54)$$

A perda específica no cobre é dada pela expressão (3.55).

$$\omega_{cu} = 2,43 \cdot J_{cu}^2 \quad (3.55)$$

Por fim, as perdas em watts no cobre do indutor podem ser estimadas pela expressão (3.56).

$$W_{cu} = \omega_{cu} \cdot \frac{P_{cu}}{1000} \quad (3.56)$$

Portanto, os principais parâmetros para construção e demais informações relevantes do indutor *boost* são mostrados na Tabela 3.3.

Tabela 3.3: Parâmetros de construção do indutor.

Parâmetros	Valor
Indutância, $L$	377 mH
Largura do tronco central ( $a$ )	2,2 cm
Espessura do núcleo ( $b$ )	2,2 cm
Número de Lâminas	40
Fio de cobre esmaltado	23 AWG
Número de Espiras, $N_e$	790
Espessura do entreferro	0,092 cm
Fator de Ocupação, $K_u$	0,35
Perdas Estimadas no Núcleo	3,25 W
Perdas Estimadas no Cobre	4,40 W
Resistência Série Estimada, $R_L$	14,0 $\Omega$

### 3.2.4. DIMENSIONAMENTO DO INTERRUPTOR $M$

O interruptor  $M$  é definido a partir da máxima corrente de condução e máximo valor de tensão suportado. A partir dos valores de  $V_p$ ,  $V_o$ ,  $R_s$ ,  $R_L$ ,  $T_{on}$  e  $L$  definidos anteriormente, é possível calcular por meio da expressão (3.13) qual a máxima corrente que flui sobre o interruptor  $M$  quando ele está conduzindo. Já o valor máximo de tensão sobre o interruptor  $M$  pode ser estimado mediante a expressão (3.57).

$$V_M = I_m \cdot R_s + V_0 \quad . \quad (3.57)$$

Portanto, o interruptor  $M$  deve ser capaz de suportar uma corrente  $I_m$  maior do que 1,03 A e uma tensão  $V_M$  maior do que 284,92 V. Dadas essas características, o interruptor escolhido para montagem do protótipo é o MOSFET IRFP 460, que além de suportar a corrente e tensão desejadas ( $I_D=20$  A e  $V_{DS}=500$  V), possui reduzida resistência de condução ( $r_{ds(on)} \leq 0,27 \Omega$ ), o que contribui para um maior rendimento do conversor.

Em relação a ponte retificadora, esta deve suportar uma tensão superior a tensão de pico da rede elétrica (311 V) e uma corrente superior a calculada na expressão (3.13). Foi escolhida a ponte retificadora 2KBP06M ( $I_{max}=2$ A e  $V_{max}=600$  V).

### 3.2.5. CIRCUITO DE DISPARO DO MOSFET

O circuito de disparo do MOSFET foi construído empregando-se um circuito integrado (CI) TCA 785 (SIEMENS SEMICONDUCTOR GROUP, 2005) para sincronismo com a tensão da rede. Esse CI faz a detecção do momento que a senoide da tensão de entrada passa pelo zero e fornece em sua saída um pulso de largura de 1 ms, com amplitude  $V_{cc}$  igual a 15 V. Por sua vez, esse pulso é direcionado ao microcontrolador Texas Stellaris® EK-LM4F120XL, por meio do optoacoplador 6N135.

O microcontrolador,  $\mu C$ , gera em sua saída o pulso de largura  $T_{on}$  definido em projeto. Esse pulso é enviado a um segundo optoacoplador, modelo HCPL3120, que replica o pulso de largura  $T_{on}$  com uma amplitude de valor  $V_{GS}$  igual a 15 V, a fim de fazer o acionamento do MOSFET IRFP460. A tensão de alimentação do  $\mu C$ ,  $V_{\mu C}$ , é igual a 5 V.

Nota-se que os optoacopladores 6N135 e HCPL 3120 também possuem a função de isolar o microcontrolador.

O diagrama simplificado do circuito de comando é mostrado na Figura 3.12. O esquema elétrico do circuito de comando pode ser visto no APÊNDICE I.

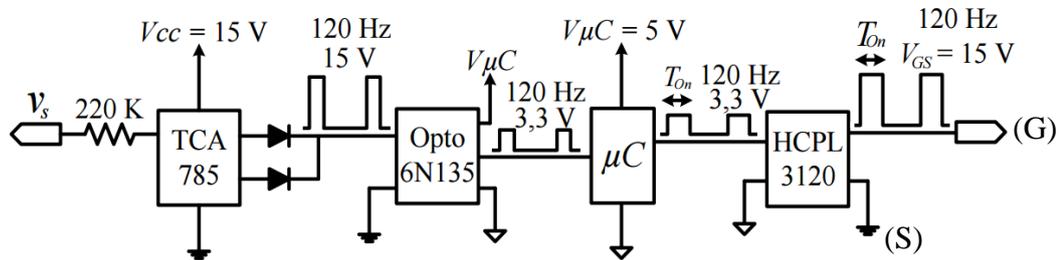


Figura 3.12: Diagrama simplificado do circuito de acionamento do MOSFET.

### 3.2.6. PRINCIPAIS CARACTERÍSTICAS ELÉTRICAS

Definidos os principais parâmetros e componentes de projeto do *driver* proposto, é possível calcular as características elétricas da luminária LED a ser montada. Os resultados que serão apresentados a seguir, já levam em consideração a resistência de condução do MOSFET IRFP460 ( $0,25 \Omega$ ) e as perdas do indutor projetado na seção 3.2.3.

A corrente eficaz de entrada é calculada a partir da expressão (3.27), e tem valor igual a 735 mA.

A partir das expressões de potência de entrada e potência de saída mostradas em (3.28) e (3.29), é possível estimar o rendimento do *driver* proposto, conforme (3.58):

$$\eta(\%) = \frac{P_{out}}{P_{in}} \cdot 100. \quad (3.58)$$

Para os parâmetros definidos anteriormente, os valores de potência de entrada e potência de saída obtidos foram respectivamente de 159,6 W e 152,0 W, resultando em um rendimento estimado de 95,24 %. Nota-se que os níveis de potência obtidos, estão dentro de valores típicos para luminárias LED de iluminação pública (LI *et al*, 2016).

Os valores teóricos de distorção harmônica total da corrente de entrada e fator de potência foram obtidos pelas expressões (3.35) e (3.36), e são respectivamente 9,30 % e 0,99.

Via decomposição por série de Fourier, definida na expressão (3.30), é possível verificar que as amplitudes das correntes harmônicas ímpares do *driver* proposto estão em conformidade com os limites estabelecidos pela norma IEC 61000-3-2: 2014 Classe C, como visto na Figura 3.13.

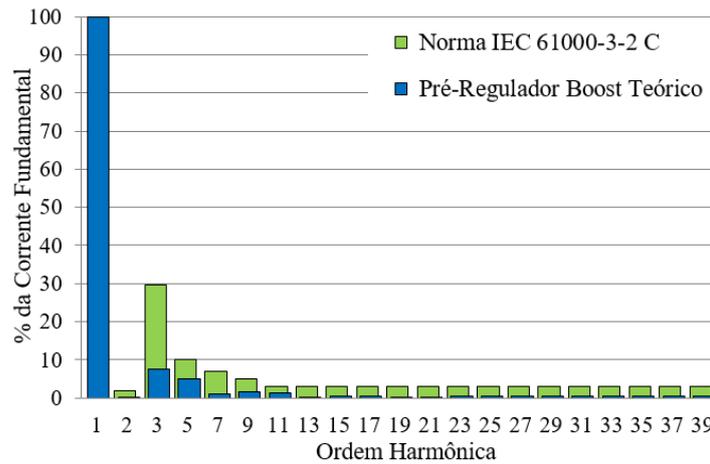


Figura 3.13: Valores teóricos do conteúdo harmônico da corrente de entrada comparada com os limites estabelecidos pela norma 61000-3-2:2014 Classe C.

### 3.2.7. PRINCIPAIS COMPONENTES UTILIZADOS NA CONSTRUÇÃO DO *DRIVER*

Portanto, os principais parâmetros considerados para a luminária LED e os componentes mais relevantes na construção do protótipo desse *driver* são descritos, respectivamente, nas Tabela 3.4 e Tabela 3.5.

Tabela 3.4: Parâmetros da Luminária LED.

Parâmetros	Valor
Potência de Entrada, $P_{in}$	159,6 W
Potência de Saída, $P_{out}$	152,0 W
Tensão Eficaz de Entrada, $V_s$ (rms)	220 V
Tensão de Pico de Entrada, $V_p$	311 V
Corrente rms de entrada, $I_{Srms}$	735 mA
Corrente Média no LED, $I_{omédio}$	540 mA
Fator de potência	0,99
$THDi$	9,30%
Frequência de comutação, $f_c$	120 Hz
Tempo do Interruptor Fechado, $T_{on}$	2,65 ms
Indutância, $L$	377 mH
Resistência Série do Arranjo de LEDs, $R_s$	24,38 $\Omega$
Tensão de Joelho do Arranjo de LEDs, $V_o$	259,81 V
Fluxo Luminoso Estimado	~ 14.811 lm

Tabela 3.5: Principais componentes do protótipo.

Componentes	Modelos
Interruptor (Transistor)	IRFP840
Ponte Retificadora	2KBP06M
Parâmetros do Indutor	Indicado na Tabela 3.3
CI Detector de Zero	TCA 785
Microcontrolador	Stellaris EK-LM4F120XL
Optoacopladores	HCPL3120 e 6N135

### 3.3. AVALIAÇÃO DA POSSIBILIDADE DE DIMERIZAÇÃO

A corrente nos LEDs pode ser ajustada a partir do valor escolhido para  $T_{on}$ . Portanto, a partir da escolha adequada dos valores de  $T_{on}$ , é possível fazer a dimerização do fluxo luminoso emitido pelos LEDs.

A Figura 3.14 mostra o comportamento de  $T_f$  (tempo que a corrente nos LEDs chega a zero) em função de  $T_{on}$  (tempo que o interruptor  $M$  fica ligado). Nessa figura é possível notar que valores de  $T_{on}$  menores que 1,25 ms podem causar uma descontinuidade na corrente de entrada entre  $T_{on}$  e  $T_f$ , como visto anteriormente na Figura 3.5 (a).

Portanto, as possíveis escolhas de  $T_{on}$  para se efetuar a dimerização da luminária LED devem ser maiores do que 1,25 ms. Além disso, é possível notar que para a condição de projeto ( $T_{on}=2,65$  ms), o valor de  $T_f$  é de 8,30 ms, o que comprova que a corrente de entrada chega a zero antes que um novo semiciclo se inicie.

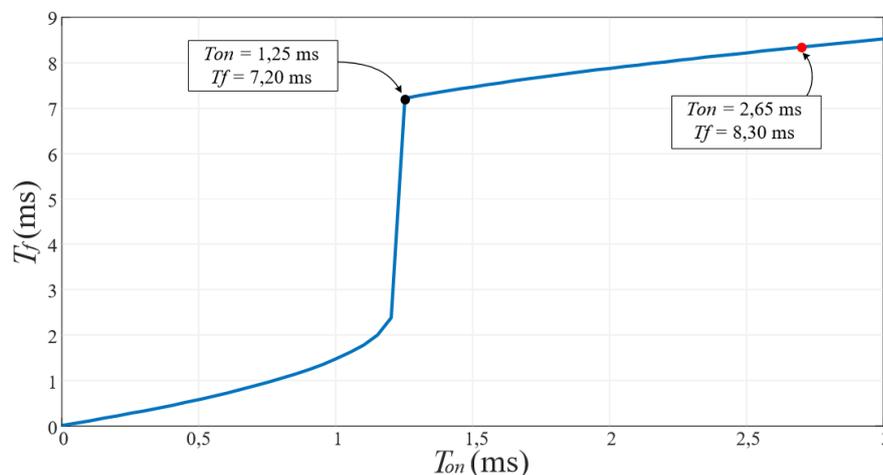


Figura 3.14: Variação do tempo em que a corrente no indutor cai a zero ( $T_f$ ) em função do tempo em que o interruptor fica ligado ( $T_{on}$ ).

É desejável que o controlador proposto mantenha um elevado fator de potência mesmo em condição dimerizada. A Figura 3.15 mostra a variação do fator de potência em função do tempo  $T_{on}$ . Por essa figura, é possível observar que para se garantir um elevado fator de potência,  $T_{on}$  deve ser maior do que 1,38 ms.

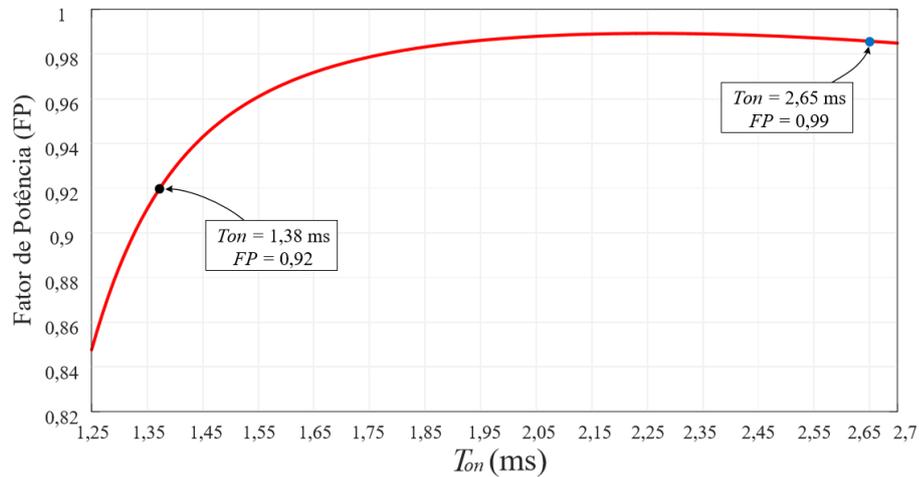


Figura 3.15: Variação do fator de potência ( $FP$ ) em função do tempo em que o interruptor fica ligado ( $T_{on}$ ).

A Figura 3.16 mostra a variação do valor da potência de entrada em função da variação de  $T_{on}$ , onde pode ser visto que para um  $T_{on}$  de 1,38 ms, a potência de entrada obtida é de 39,0 W.

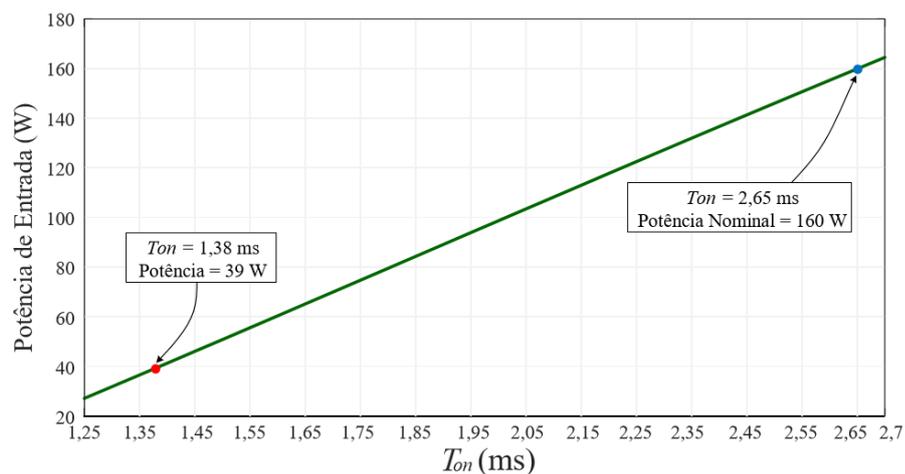


Figura 3.16: Variação da potência de entrada ( $P_{in}$ ) em função do tempo em que o interruptor fica ligado ( $T_{on}$ ).

Logo, o controlador proposto é capaz de manter um elevado fator de potência para níveis de dimerizações de até 75%, ou seja, para potências variando entre 39,0 W até sua condição nominal.

### 3.4. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

#### A. Em condição nominal

A fim de validar o projeto do *driver* proposto na seção 3.2, são realizadas simulações no software PSIM.

O circuito simulado é mostrado na Figura 3.17. As características do arranjo de LEDs foram definidas na seção 3.2.1 com  $R_s$  igual a  $24,38 \Omega$  e  $V_o$  igual a  $259,81 \text{ V}$ . Os valores da indutância  $L$  e do tempo que o interruptor  $M$  fica ligado foram definidos na seção 3.2.2 e valem, respectivamente,  $377 \text{ mH}$  e  $2,65 \text{ ms}$ . A resistência entre a fonte e o dreno do interruptor  $M$  quando ele está conduzindo foi definida a partir da folha de dados (*datasheet*) do MOSFET IRFP460 e vale  $0,25 \Omega$ . Além disso, as perdas que ocorrem no indutor foram consideradas de forma simplificada por meio de uma resistência  $R_L$  igual a  $14,0 \Omega$ , obtida a partir dos dados mostrados na Tabela 3.3.

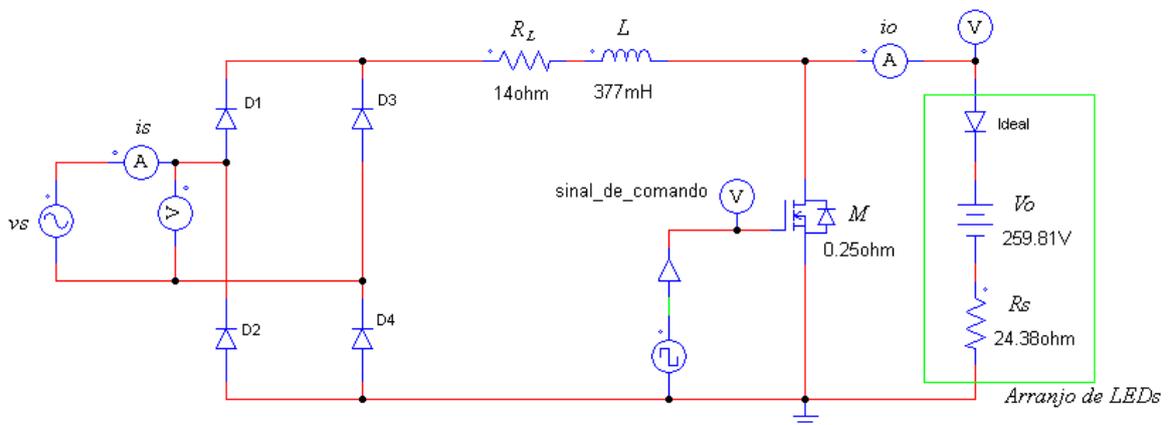


Figura 3.17: Controlador de LEDs baseado no pré-regulador *boost* simulado no Software PSIM.

Os resultados de simulação mostrados na Figura 3.18 (a e b) foram obtidos para uma tensão de entrada de  $220 \text{ V}$  eficazes.

Nesta simulação, foi alcançado um fator de potência de  $0,99$  com uma distorção harmônica total da corrente de entrada de  $9,33\%$ .

A corrente média de saída foi de  $539 \text{ mA}$ , enquanto a corrente eficaz de entrada foi de  $734 \text{ mA}$ .

A potência total de entrada foi de  $159,2 \text{ W}$  e a potência total de saída foi de  $151,6 \text{ W}$ , o que resulta em um rendimento de  $95,22\%$ .

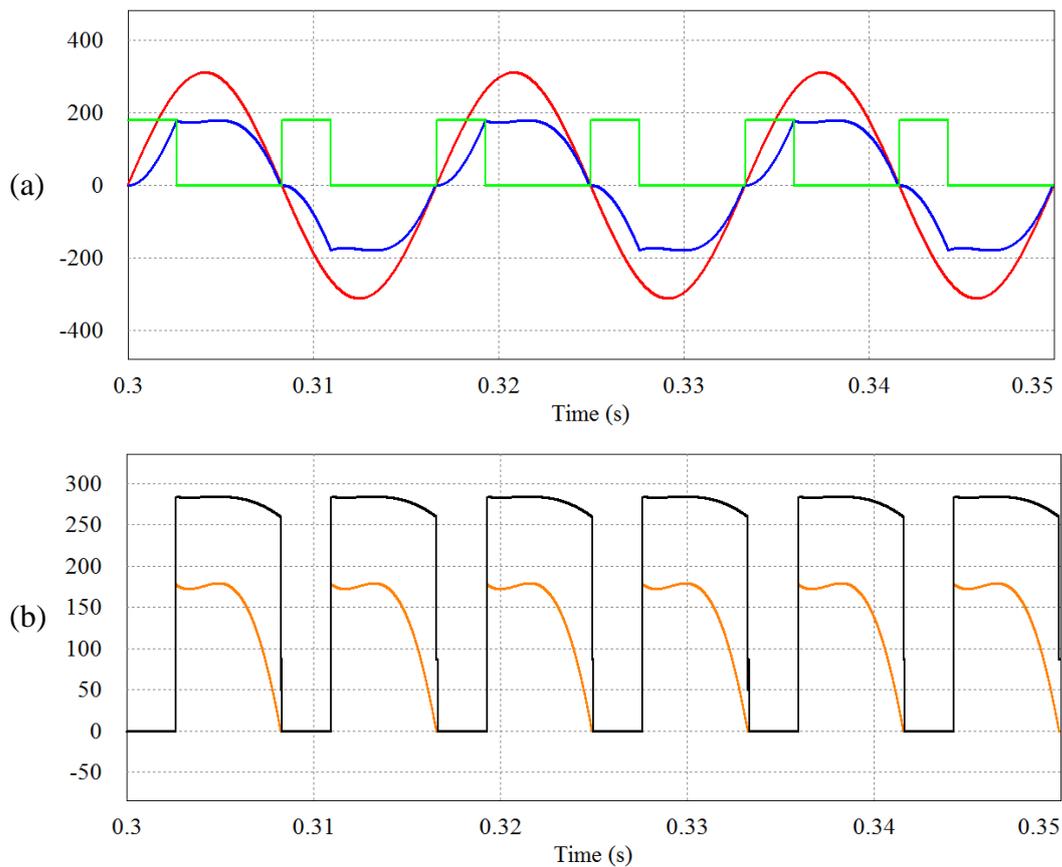


Figura 3.18: Resultados de simulação do conversor baseado no pré-regulador *boost* em condição nominal (a) Tensão de entrada (vermelho), 180 x corrente de entrada (azul) e 15x pulsos de comutação (verde); (b) 180 x corrente de saída (laranja) e tensão de saída (preto).

#### A. Em condição dimerizada de 75%

Como visto anteriormente, o *driver* proposto é capaz de manter um elevado fator de potência mesmo quando é dimerizado em uma faixa de 0% a 75%. Isso possibilitaria, por exemplo, a redução do consumo de energia elétrica em horários de menor tráfego de veículos e pedestres, levando a luminária LED a obter uma melhor eficiência energética.

A Figura 3.19 (a) mostra as formas de onda de tensão e corrente de entrada para um valor de  $T_{on}$  ajustado em 1,38 ms e a Figura 3.19 (b) mostra a forma de onda da corrente de saída.

Como esperado o fator de potência encontrado na simulação foi maior que 0,92 para uma potência de entrada de 38,5 W.

A corrente média no arranjo de LEDs, foi de 143 mA.

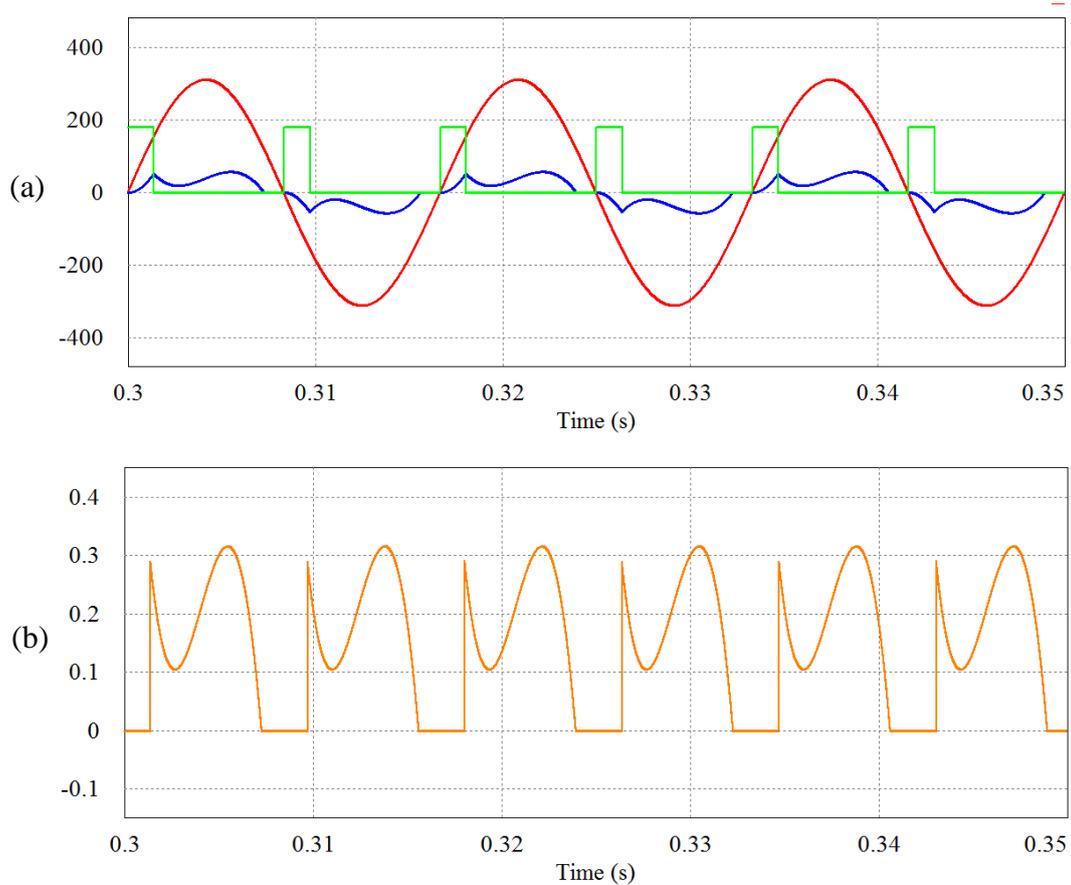


Figura 3.19: Resultados de simulação considerando uma dimerização de 75% nos LEDs (a) Tensão de entrada (vermelho), 180 x corrente de entrada (azul) e 15x pulsos de comutação (verde); (b) corrente nos LEDs.

### 3.5. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O protótipo do *driver* de baixa frequência foi implementado em laboratório para acionar uma luminária com 96 LEDs associados em série, conforme já mencionado. Essa luminária foi avaliada sob os pontos de vista elétrico e fotométrico.

#### A. Avaliação Elétrica em Condição Nominal

Os parâmetros elétricos foram obtidos com auxílio do osciloscópio TEKTRONIX DPO-3014 e do wattímetro YOKOGAWA WT-230. A tensão de entrada, fornecida pela fonte TENMA 72-765 (baixa distorção harmônica), foi de 220 V eficazes.

Primeiramente foram obtidos resultados experimentais relativos à condição nominal de operação do equipamento, i.e., para uma corrente de saída de 540 mA.

A Figura 3.20 mostra as formas de onda da tensão de entrada e corrente de entrada no *driver* proposto. O fator de potência alcançado foi de 0,99 com uma  $THD_i$  de 9,4%. A potência total de entrada obtida foi de 163,0 W.

A Figura 3.21 mostra as formas de onda da corrente de saída (corrente nos LEDs) e os pulsos de duração  $T_{on}$  igual a 2,66 ms no *gate* do MOSFET. É possível observar que a corrente média é de 540,5 mA, com um valor de pico de 1 A. A potência de saída medida pelo wattímetro foi de 154,9 W. O rendimento elétrico do conversor foi de 95,03%, valor maior do que o recomendado pelo *U.S. Department of Energy* (U.S. DOE, 2012).

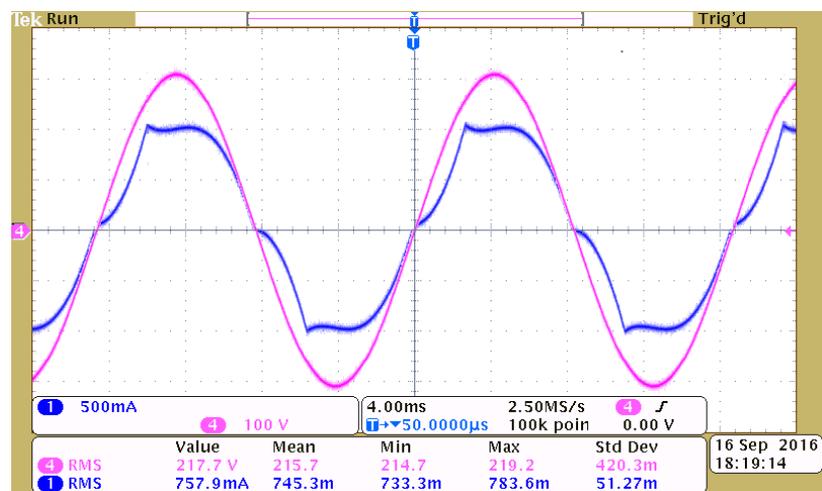


Figura 3.20: Formas de onda na entrada do *driver* condição nominal: Tensão de entrada (lilás) e corrente de entrada (azul). Escalas do Osciloscópio: 100V/div, 500 mA/div e 4 ms/div.

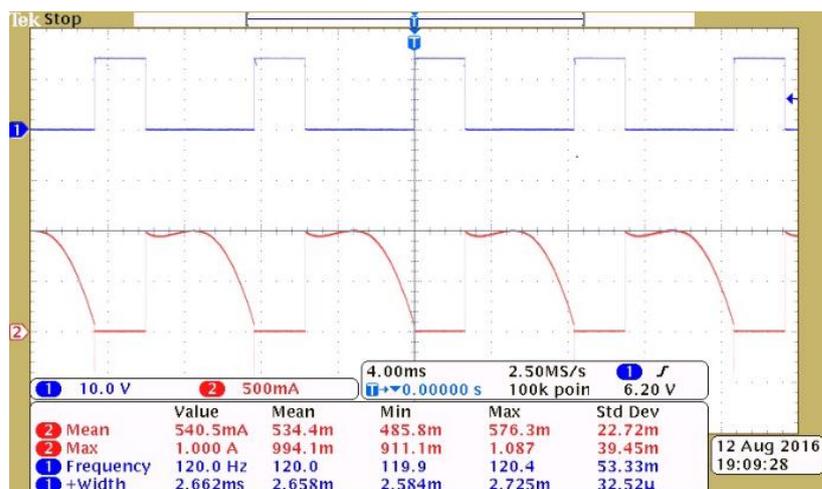


Figura 3.21: Formas de onda de saída do *driver* em condição nominal: Corrente de saída (vermelho) e pulsos de comutação no MOSFET (azul). Escalas do Osciloscópio: 10V/div, 500 mA/div e 4ms/div.

A Figura 3.22 mostra a comparação das componentes harmônicas da corrente de entrada obtidas experimentalmente com os limites estabelecidos pela norma IEC 61.000-3-2: 2014 Classe C, onde é possível constatar que o *driver* projetado atende aos requisitos previstos nesta norma.

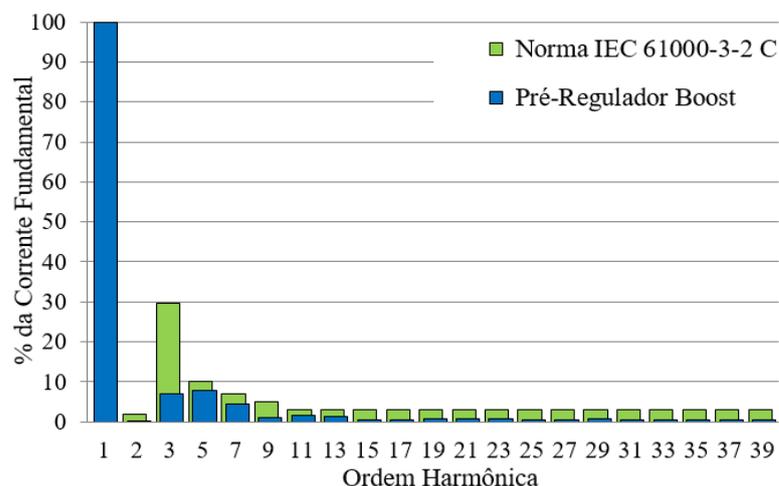


Figura 3.22: Conteúdo harmônico da corrente de entrada do conversor proposto comparado aos limites estabelecidos pela norma IEC 61000-3-2:2014 Classe C.

Nota-se que os resultados experimentais atingiram valores muito próximos aos definidos em projeto e obtidos por simulação. A diferença entre resultados teóricos e práticos pode ser justificada pelas aproximações realizadas para o cálculo do indutor, a inserção do circuito de disparo do MOSFET, temperatura (que pode afetar os parâmetros encontrados para o modelo elétrico dos LEDs) e as não-idealidades desconsideradas, como por exemplo, a queda de tensão nos diodos da ponte retificadora na entrada do *driver*.

### B. Avaliação elétrica em condição dimerizada

A Figura 3.23 mostra as formas de onda de corrente nos LEDs e dos pulsos de duração  $T_{on}$  para quando a luminária é dimerizada em 10%. A potência de entrada medida foi de 147,0 W, enquanto o fator de potência alcançado foi de 0,987. A corrente média que circula nos LEDs nessa situação é de 495 mA para um valor de  $T_{on}$  de 2,50 ms.

A Figura 3.24 mostra as formas de onda obtidas quando a luminária é dimerizada em 75%. Como esperado, o *driver* manteve elevado fator de potência (0,923), obtendo uma potência de entrada de 41,8 W. Nesse caso a corrente média de saída medida foi de 143 mA para um valor de  $T_{on}$  de 1,40 ms.

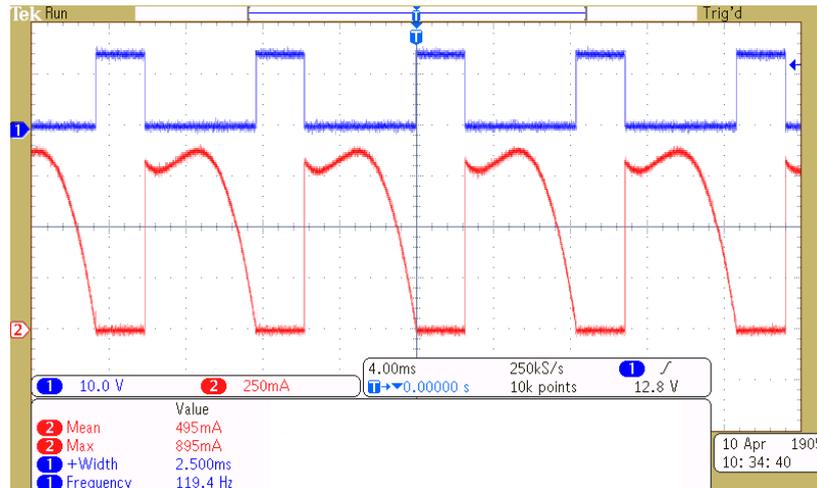


Figura 3.23: Formas de onda na saída do *driver* em condição dimerizada de 10%: Corrente de saída (vermelho) e pulsos no *gate* do MOSFET (azul). Escalas do Osciloscópio: 10V/div, 250 mA/div e 4 ms/div.

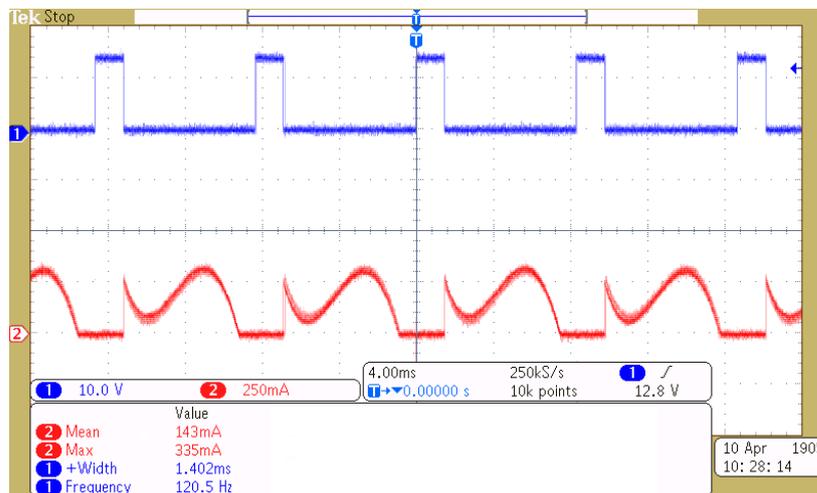


Figura 3.24: Formas de onda na saída do *driver* em condição dimerizada de 75%: Corrente de saída (vermelho) e pulsos no *gate* do MOSFET (azul). Escalas do Osciloscópio: 10V/div, 250 mA/div e 4 ms/div.

Resultados intermediários também foram obtidos para dimerizações de 25% e 50%, sendo mostrados juntamente com os anteriores na Tabela 3.6.

Tabela 3.6: Resultados do *driver* de baixa frequência em diferentes níveis de dimerização.

Taxa de Dimerização	Potência de Entrada	Corrente Média nos LEDs	$T_{on}$	Fator de Potência
0 %	163,1 W	540 mA	2,66	0,986
10 %	147,0 W	495 mA	2,50	0,987
25 %	123,1 W	422 mA	2,24	0,988
50 %	81,9 W	294 mA	1,84	0,979
75 %	41,8 W	143 mA	1,40	0,923

### C. Avaliação fotométrica

Diferentes tipos de formas de onda de corrente podem causar alterações nas características fotométricas dos LEDs (ALMEIDA, 2012c).

De forma a avaliar o impacto provocado pelo uso de uma forma de onda de corrente descontínua de baixa frequência na alimentação dos LEDs, um estudo para avaliar o desempenho fotométrico de um módulo contendo 12 LEDs Philips Luxeon R LXA7PW40 associados em série foi realizado no interior da esfera integradora Labsphere LMS 400 de 40 polegadas mostrada na Figura 3.25.

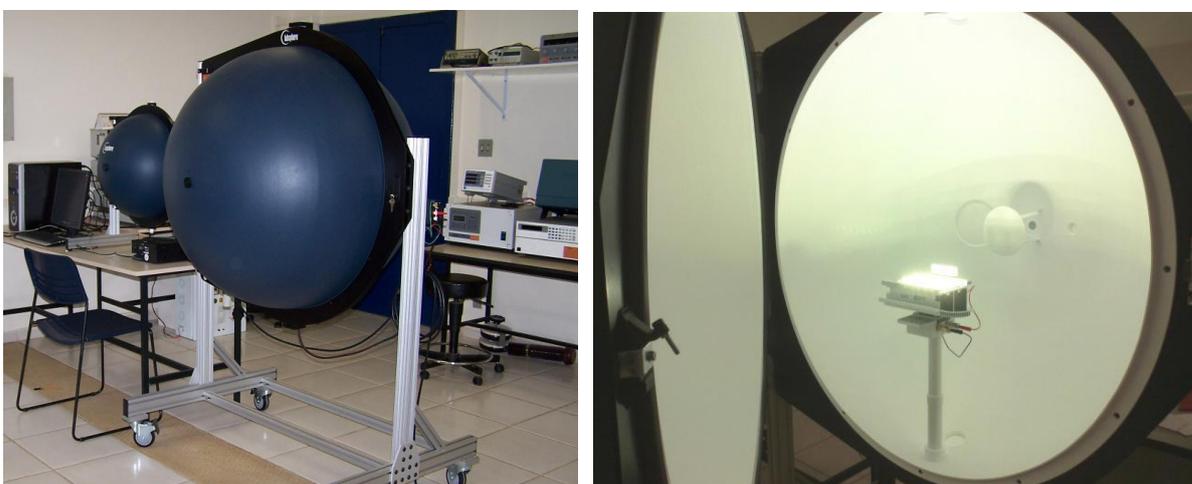


Figura 3.25: Esfera integradora do Núcleo de Iluminação Moderna (NIMO-UFJF) empregada nas medições de características fotométricas.

Primeiramente, uma corrente CC ideal (constante) foi imposta ao módulo de LEDs com auxílio de uma fonte de corrente externa. O valor médio dessa corrente foi o mesmo observado na avaliação elétrica do *driver* (540 mA). Após a estabilização térmica dos LEDs, as medições fotométricas foram realizadas.

Posteriormente, o mesmo módulo com 12 LEDs que estava no interior da esfera integradora foi associado em série com outros 84 LEDs que estavam no exterior da esfera sendo alimentados pelo conversor de baixa frequência proposto. Após a estabilização térmica dos LEDs, a análise foi repetida.

Os principais resultados fotométricos obtidos em ambas as análises são mostrados na Tabela 3.7.

Tabela 3.7: Comparação fotométrica.

Parâmetros	Fonte CC Ideal	Driver baseado no pré-regulador <i>boost</i>
Fluxo Luminoso (lumens)	1.977	1.805
TCC (Kelvin)	3.806	3.840
IRC	72,4	72,5
Cromaticidade x	0,388	0,386
Cromaticidade y	0,381	0,379

Os resultados do ensaio fotométrico mostram uma redução de 8,30% no fluxo luminoso emitido pelos LEDs e um desvio de 0,89% na temperatura correlata de cor quando os LEDs são alimentados pela forma de onda de corrente descontínua fornecida pelo conversor proposto. Já o índice de reprodução de cores (IRC) e coordenadas de cromaticidade permanecem praticamente constantes.

Dado que a operação em modo descontínuo de corrente resulta em uma redução de 8,30% no fluxo luminoso, é possível afirmar que a eficiência luminosa dos LEDs (relação entre o fluxo nominal sob corrente CC ideal e o fluxo efetivo) alimentados pelo conversor proposto é de 91,70%.

A Figura 3.26 mostra a curva de distribuição espectral do módulo de LEDs obtida para cada uma das situações descritas, onde é possível notar uma redução da densidade de potência dos LEDs (W/nm) quando alimentados pela corrente pulsada de baixa frequência do *driver* baseado no pré-regulador *boost*.

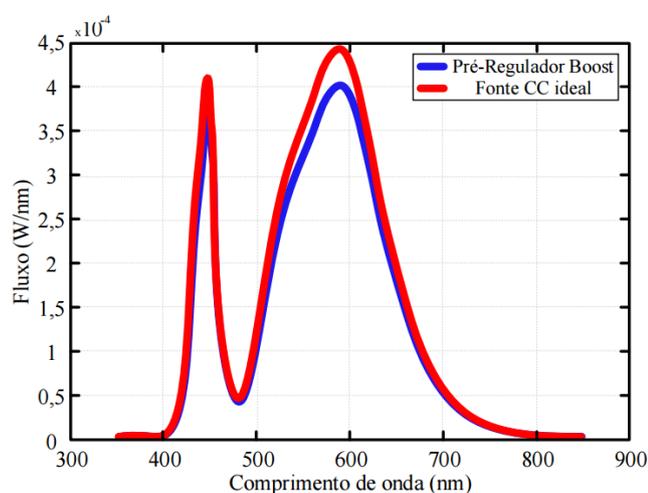


Figura 3.26: Curva de distribuição espectral do módulo de LEDs quando alimentados pela corrente média do conversor *boost* (azul) e quando alimentado por uma corrente média CC ideal (vermelho).

Uma forma de se avaliar o desempenho global do *driver* proposto é considerar sua eficiência fotoelétrica, definida como o produto do rendimento elétrico do *driver* (95,03%) pela eficiência luminosa do LED quando alimentado pela corrente pulsada do *driver* proposto (91,70%). Neste caso, a eficiência fotoelétrica da luminária LED acionada pelo conversor proposto é de 87,14%.

Baseado nos resultados experimentais obtidos com a esfera integradora, é possível estimar um fluxo luminoso de 14.440 lumens para essa luminária, valor este, compatível com o previsto na Tabela 3.4. Por fim, estima-se a eficácia luminosa  $E_L$  [lm/W] da luminária de acordo com a expressão (3.59):

$$E_L = \frac{F_L}{P_{in}}. \quad (3.59)$$

Em que  $F_L$  é o fluxo luminoso da luminária em lumens e  $P_{in}$  a potência de entrada obtida experimentalmente. Portanto, a eficácia luminosa da luminária LED acionado pelo *driver* de baixa frequência é de 88,6 lm/W.

### 3.6. DISCUSSÃO SOBRE O *FLICKER*

Devido à natureza descontínua da corrente de saída do conversor de baixa frequência empregado como *driver* da luminária, os LEDs são praticamente desligados por um pequeno intervalo de tempo, a uma taxa de 120 vezes por segundo. Isso causa um fenômeno conhecido como *flicker* não visível.

A fim de se avaliar esse fenômeno, o aparato mostrado na Figura 3.27 foi montado para medir o *flicker* em 120 Hz na forma de uma oscilação periódica de iluminância dentro de uma câmara escura de aproximadamente 1 m<sup>3</sup>. Com o auxílio do fotodiodo Vishay BPW21R, que é um fotossensor que possui uma curva de sensibilidade similar à do olho humano, é possível obter valores de tensão proporcionais à iluminância frente aos módulos de LED no interior da câmara escura.

A Figura 3.28 mostra a forma de onda obtida no osciloscópio TEKTRONIX DPO 3014 que representa a variação de luminosidade que ocorre nos LEDs quando alimentados pela forma de onda descontínua do *driver* de baixa frequência.

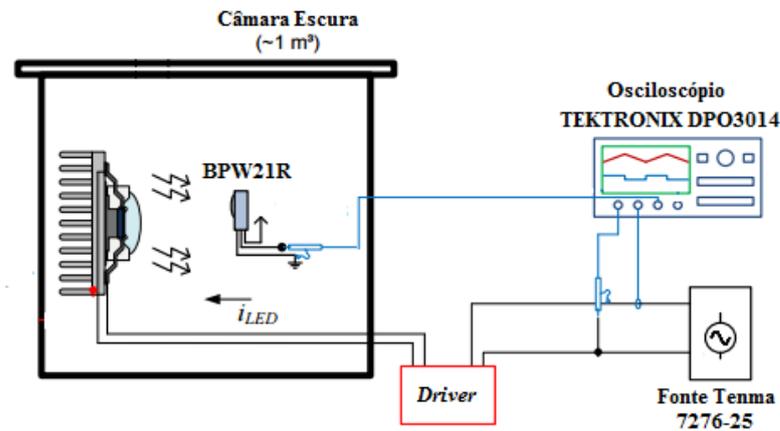


Figura 3.27: Aparato experimental para avaliação de *flicker*. Adaptado de (ALMEIDA, 2014).

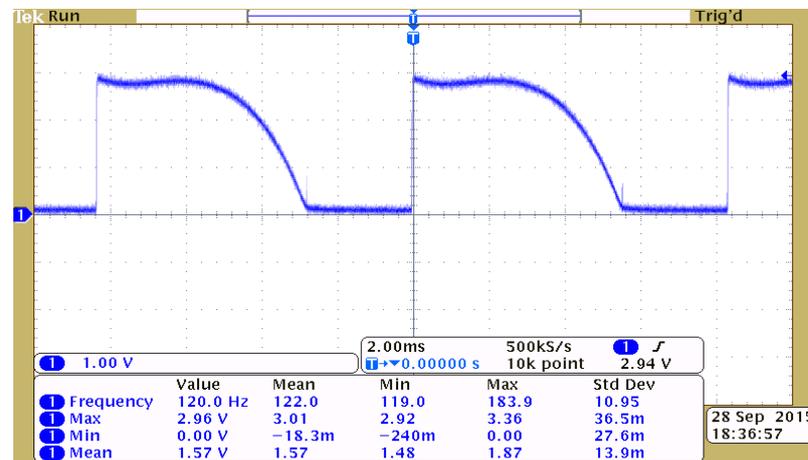


Figura 3.28: Oscilação de iluminação medida frente aos módulos de LED quando alimentados pela forma de onda descontínua do *driver* de baixa frequência (Escala do Osciloscópio: 1V/div e 2 ms/div).

A partir dos resultados mostrados na Figura 3.28, é possível calcular a modulação de *flicker* (ou percentual de *flicker*), que segundo a norma IEEE 1789 *Recommended Practices for Modulating Current in High-Brightness LEDs for Mitigating Health Risks to Viewers* (IEEE, 2015) é dado pela expressão (3.60):

$$Mod_{flicker} \% = \frac{(Max - Min)}{(Max + Min)} \cdot 100 . \quad (3.60)$$

Em que *Max* e *Min* são os valores máximos e mínimos obtidos na forma de onda da Figura 3.28, que representa a variação de luminosidade medida na fonte luminosa. Portanto, o percentual de *flicker* obtido para os LEDs alimentados pelo *driver* proposto é de 100%.

Apesar de o *flicker* em 120 Hz não ser visível ao olho humano, trabalhos recentes (BULLOUGH 2012a; IEEE, 2015 e LEHMAN, 2014) recomendam que a modulação de *flicker* das fontes luminosas em 120 Hz não seja maior do que 10 %, de forma a se evitar riscos nocivos à saúde humana, como dores de cabeça, tonturas, cansaço visual, entre outros.

Entretanto, é conhecido que os efeitos do *flicker* para a saúde humana dependem do tipo de aplicação da fonte luminosa. Em iluminação pública, não há casos que confirmem que a modulação *flicker* de fontes luminosas acima do recomendado possam causar efeitos nocivos à saúde (LEHMAN, 2014).

O sistema de iluminação pública atual emprega amplamente lâmpadas de descarga em alta pressão, as quais são acionadas por reatores eletromagnéticos que impõem à lâmpada uma corrente de alimentação em baixa frequência (120 Hz). Curvas de *flicker* de três tipos de lâmpadas de descarga utilizadas no Brasil (uma lâmpada de vapor de sódio em alta pressão OSRAM de 70 W acionada por reator INTRAL, uma lâmpada vapor de mercúrio GE de 125 W e uma lâmpada de multivapores metálicos FLC de 70 W ambas acionadas por reator ULTRAWATTS) foram obtidas no interior da câmara escura e são mostradas na Figura 3.29.

A partir da Figura 3.29, é possível verificar que o percentual de *flicker* de todas as lâmpadas de descarga avaliadas é maior do que os 10% recomendados. Para esses casos, os valores de percentual de *flicker* encontrados foram 95% para a lâmpada de vapor de sódio em alta pressão, 72% para a lâmpada de mercúrio e 55% para a lâmpada de multivapores metálicos. Tais resultados estão de acordo com os mostrados em (BULLOUGH, 2012b).

Então, o que justifica a aplicação dessas fontes luminosas em iluminação pública? Segundo a recomendação IEEE 1789 *Recommended Practices for Modulating Current in High-Brightness LEDs for Mitigating Health Risks to Viewers*, o fenômeno de *flicker* é significativamente mais crítico em ambientes de elevada luminância, ou seja, ambientes que se encontram em condição fotópica (luminância superior a  $10 \text{ cd/m}^2$ ), como na iluminação de interiores. O mesmo documento (Seção 8.2.1) atesta que o fenômeno de *flicker* com modulação de 100% é imperceptível (invisível) ao olho humano para frequências superiores a 16 Hz em condições mesópicas.

No caso da iluminação pública, os ambientes possuem um menor nível de luminância se comparado às condições fotópicas de interiores, situando-se na condição mesópica, ou seja, entre  $0,01 \text{ cd/m}^2$  e  $10 \text{ cd/m}^2$  (CIE, 2010 ; ELOHOLMA, 2006). Portanto, é possível dizer que a aplicação proposta neste trabalho poderia ser empregada em iluminação viária sem qualquer prejuízo para a saúde humana justificando-se, assim, a adoção de uma topologia simplificada.

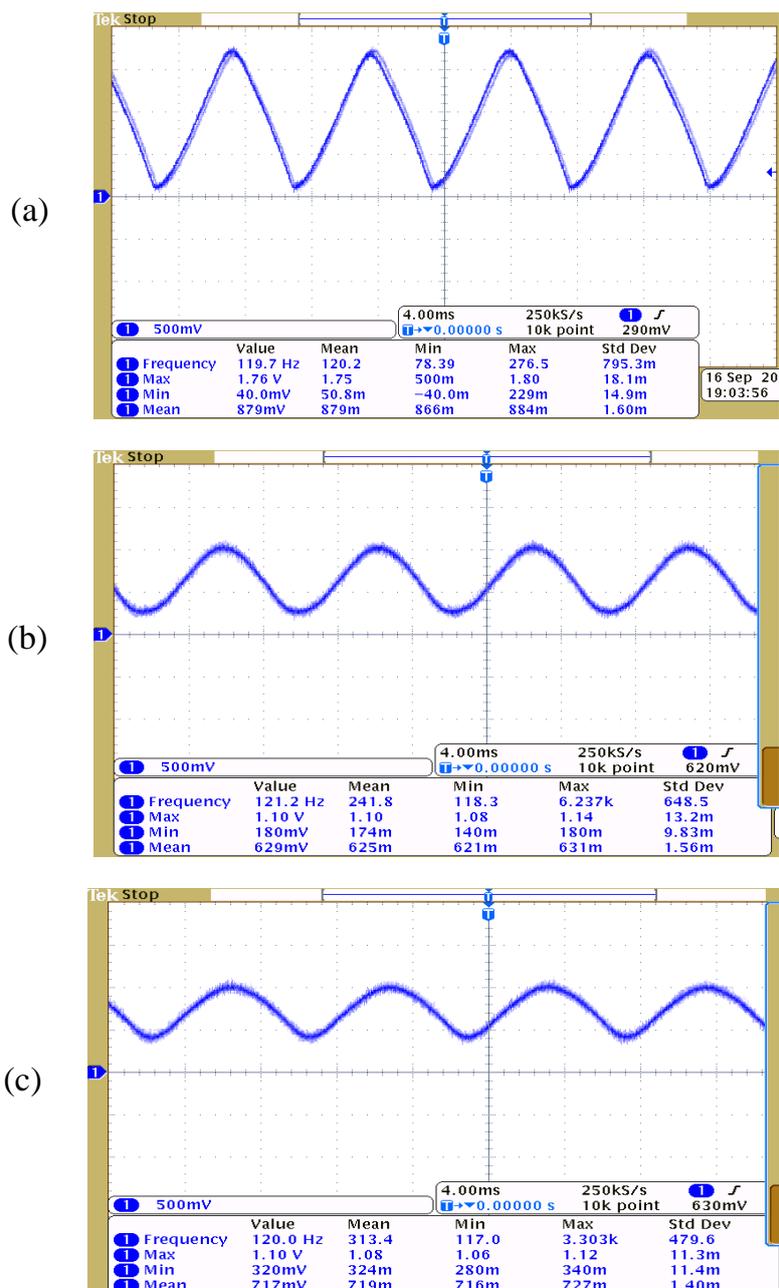


Figura 3.29: Oscilação de iluminância medida frente as lâmpadas de descarga de alta pressão: (a) Lâmpada de vapor de sódio em alta pressão de 70 W; (b) Lâmpada de vapor de mercúrio de 125 W e (c) lâmpada de multivapores metálicos de 70 W (Escala do Osciloscópio: 1V/div e 4 ms/div).

Quanto ao efeito estroboscópico, que é o efeito que ocorre quando uma fonte luminosa com *flicker* ilumina objetos em movimento, ele ocorre tanto para a luminária LED acionada pelo conversor de baixa frequência proposto, como para as lâmpadas de descarga em alta pressão acionadas por reatores eletromagnéticos. Portanto, o *driver* mostrado nesse trabalho, não é indicado para acionar luminárias LEDs em ambientes industriais onde existam máquinas rotativas e motores cuja rotação pode se tornar imperceptível e causar acidentes.

### 3.7. CONCLUSÕES PARCIAIS

Este capítulo descreveu o uso de um conversor derivado do pré-regulador *boost* de baixa frequência (comutado no dobro da frequência da rede elétrica) como *driver* de uma luminária LED de iluminação pública. Essa topologia simples e robusta não faz uso de capacitores eletrolíticos, o que possibilita uma maior vida útil do equipamento.

Foi mostrada a modelagem matemática dessa topologia e a metodologia de projeto para uma luminária contendo 96 LEDs alimentados com uma corrente média de 540 mA.

Um protótipo deste *driver* foi montado e os resultados experimentais mostram uma potência de entrada de 163 W, um elevado fator de potência (0,99), uma reduzida distorção harmônica total da corrente de entrada (9,30%), um elevado rendimento (95,03%), conformidade com a norma IEC 61.000-3-2: 2014 Classe C e possibilidade de dimerização de até 75% mantendo elevado fator de potência.

Ensaio fotométricos também foram realizados para avaliar o impacto da forma de onda descontínua da corrente de saída desse conversor nos LEDs. Foi observado que quando comparados a uma forma de onda de corrente CC ideal, a forma de onda descontínua causa uma redução de 8,30% no fluxo luminoso emitido pelos LEDs, um desvio de cromaticidade de 0,83% na temperatura de cor correlata e praticamente nenhuma mudança no índice de reprodução de cores ou coordenadas cromáticas. Além disso, foi possível estimar uma eficácia luminosa de 88,6 lm/W para a luminária LED.

Por fim, foi possível concluir que uma luminária LED de iluminação pública acionada pelo *driver* proposto, apesar de apresentar uma modulação de *flicker* de 100% em 120Hz, não representa perigos para a saúde dos transeuntes ou condutores de veículos, sendo que em tais condições mesópicas a modulação luminosa decorrente é imperceptível ao olho humano.

A próxima seção trata do projeto de controle em malha fechada desse *driver*, que tem por objetivo manter a corrente nos LEDs constante mesmo quando ocorram perturbações na tensão de entrada ou na carga.

#### 4. MODELAGEM DO *DRIVER* DE BAIXA FREQUÊNCIA BASEADO NO PRÉ-REGULADOR *BOOST* E PROPOSTA DE UM COMPENSADOR DIGITAL

Apesar de a tensão de alimentação nominal em sistemas de iluminação pública possuir um valor eficaz típico de 220 V, as concessionárias de energia podem fornecer uma tensão eficaz que varia de 202 V a 231 V (ANEEL, 2016).

Essas variações, além de causarem mudanças no fluxo luminoso da luminária, podem levar os LEDs a trabalharem com correntes acima das recomendadas pelo fabricante, o que pode acarretar em uma redução de sua vida útil ou mesmo levá-los a uma falha prematura.

Assim, é necessário associar ao *driver* um sistema de controle para atuar em malha fechada, a fim de se manter a corrente nos LEDs nos limites previstos, mesmo que variações ocorram na tensão de entrada ou nas características da carga.

A modelagem do conversor *boost* de baixa frequência a partir do seu modelo médio e do seu modelo de pequenos sinais visa obter funções que representem o comportamento do conversor para perturbações de pequenos sinais na razão cíclica e na tensão de entrada.

A técnica utilizada para obtenção do modelo consiste em substituir os elementos não lineares do conversor por fontes de corrente que representam as perturbações de pequenos sinais na corrente média (ALONSO *et al*, 2013).

Portanto, este capítulo apresenta a modelagem e o projeto de controle em malha fechada para o *driver* de baixa frequência baseado no pré-regulador *boost*. A partir do modelo de pequenos sinais do conversor, foi obtida a função de transferência utilizada no projeto do compensador. Tal função de transferência foi validada a partir de sua resposta ao degrau e sua resposta em frequência. Posteriormente, são apresentados os resultados experimentais mostrando a dinâmica da corrente nos LEDs quando a corrente média de referência é alterada e quando perturbações são realizadas na tensão de entrada e na carga (emulando a falha em curto circuito de 4 dos 96 LEDs associados em série).

Por fim, serão brevemente apresentadas duas técnicas simplificadas de manutenção do nível médio da corrente nos LEDs que foram estudadas durante o período de pesquisa desse trabalho.

#### 4.1. MODELO MÉDIO DO *DRIVER* DE BAIXA FREQUÊNCIA BASEADO NO PRÉ-REGULADOR *BOOST*

A Figura 4.1 mostra o circuito médio equivalente do conversor de baixa frequência inspirado no pré-regulador *boost*. Tal circuito equivalente foi inspirado em uma técnica descrita em (ALONSO *et al.*, 2013). Pode ser observado que o interruptor  $M$  e o diodo ideal do modelo equivalente dos LEDs foram substituídos por fontes de corrente CC, cujo valor é dependente do tempo de condução de  $M$ ,  $T_{on}$ . Nota-se, ainda, que a excitação do circuito equivalente é a fonte independente de tensão correspondente ao valor da tensão CA retificada. Os valores médios de tensão e corrente se referem ao período de comutação do conversor que é metade de um ciclo da frequência da rede.

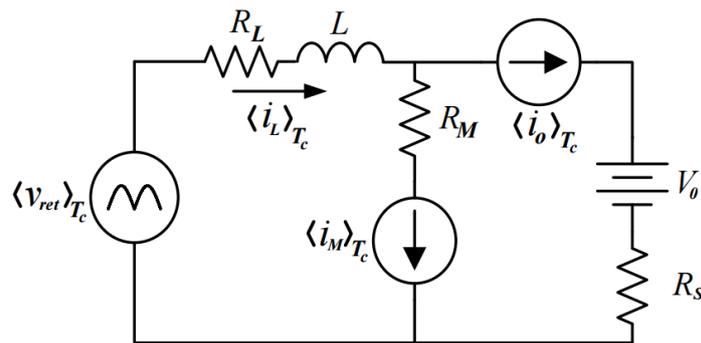


Figura 4.1: Circuito médio equivalente do *driver* de baixa frequência.

As fontes de corrente e a tensão retificada de entrada são representadas pelas expressões (4.1) a (4.3):

$$\langle i_M \rangle_{T_c} = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_{on}} i_{s_1}(t) \cdot dt \cdot \quad (4.1)$$

$$\langle i_o \rangle_{T_c} = \frac{1}{T_c} \int_{T_{on}}^{T_f} i_{s_2}(t) \cdot dt \cdot \quad (4.2)$$

$$\langle v_{ret} \rangle_{T_c} = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} v_s(t) \cdot dt \cdot \quad (4.3)$$

O símbolo  $\langle \rangle_{T_c}$  representa o valor médio das variáveis no período de comutação  $T_c$  e  $v_{ret}$  a tensão de entrada retificada. Fica claro que  $T_c = 1/(2 \cdot f_s) = 1/120 = 8,33$  ms. As expressões para  $i_{s1}$  e  $i_{s2}$  foram obtidas no capítulo anterior.

## 4.2. MODELO DE PEQUENOS SINAIS DO DRIVER DE BAIXA FREQUÊNCIA

O modelo de pequenos sinais pode ser obtido pela linearização das expressões das correntes médias (4.1) e (4.2) no ponto de operação do conversor e escrevendo as variações  $\Delta \langle i_M \rangle_{T_s}$  e  $\Delta \langle i_D \rangle_{T_s}$  como combinações lineares em função das variáveis de interesse ( $T_{on}$  e  $V_p$ ). Essas combinações lineares são mostradas nas expressões (4.4) e (4.5).

$$\Delta \langle i_M \rangle_{T_s} = J_{Mt} \cdot \Delta T_{on} + G_{Mv} \cdot \Delta V_p \quad (4.4)$$

$$\Delta \langle i_D \rangle_{T_s} = J_{Dt} \cdot \Delta T_{on} + G_{Dv} \cdot \Delta V_p \quad (4.5)$$

Sendo que  $J_{Mt}$ ,  $G_{Mv}$ ,  $J_{Dt}$  e  $G_{Dv}$  são as derivadas parciais das correntes médias dos interruptores no ponto de operação  $Q$  do conversor, definidas por (4.6) a (4.9):

$$J_{Mt} = \left. \frac{\partial \langle i_M \rangle_{T_s}}{\partial T_{on}} \right|_Q \quad (4.6)$$

$$G_{Mv} = \left. \frac{\partial \langle i_M \rangle_{T_s}}{\partial V_p} \right|_Q \quad (4.7)$$

$$J_{Dt} = \left. \frac{\partial \langle i_D \rangle_{T_s}}{\partial T_{on}} \right|_Q \quad (4.8)$$

$$G_{Dv} = \left. \frac{\partial \langle i_D \rangle_{T_s}}{\partial V_p} \right|_Q \quad (4.9)$$

São mostradas respectivamente em (4.10) e (4.11), as expressões que representam  $J_{Dt}$  e  $G_{Dv}$ , que serão utilizadas para se obter as principais funções de transferência desse conversor.

As demais expressões literais resultantes de (4.5) e (4.6) foram omitidas. Porém, podem ser obtidas manipulando-se as relações mostradas no capítulo 3, ou com auxílio de aplicativos capacitados para álgebra simbólica, como o MATLAB ou o MATHCAD.

$$J_{Dt} = -\frac{\omega \left\{ AL\omega V_p Z_2^2 [R_1 - B(R_1 - R_2)] - (B-1)C + B \cdot R_1 R_2 Z_2^2 V_p \text{sen}(\alpha) \right\}}{\pi R_2 Z_1^2 Z_2^2}. \quad (4.10)$$

$$G_{Dv} = -\left\{ \frac{R_2^2 [\cos(\beta) - \cos(\alpha)] + L\omega R_2 [\text{sen}(\beta) - \text{sen}(\alpha)] + (B-1)D}{\pi R_2 Z_2^2} + \frac{L\omega(B-1)[R_1 \text{sen}(\alpha) + AL\omega]}{\pi R_2 Z_1^2} \right\}. \quad (4.11)$$

Sendo que:

$$A = e^{\frac{-R_1 \cdot T_{on}}{L}} - \cos(\alpha) \quad \text{e} \quad B = e^{\frac{-R_2(T_f - T_{on})}{L}}. \quad (4.12)$$

$$C = V_p \text{sen}(\alpha) \left[ R_2^2 Z_1^2 + L^2 \omega^2 (Z_1^2 - Z_2^2) \right] - V_o Z_1^2 Z_2^2. \quad (4.13)$$

$$D = \left[ L^2 \omega^2 \cos(\alpha) - L\omega R_2 \text{sen}(\alpha) \right]. \quad (4.14)$$

$$\alpha = \omega \cdot T_{on} \quad \text{e} \quad \beta = \omega \cdot T_f. \quad (4.15)$$

Portanto, a representação em pequenos sinais no domínio da frequência complexa pode ser encontrada reescrevendo as expressões (4.4) e (4.5) conforme mostrado em (4.16) e (4.17).

$$i_M(s) = J_{Mt} \cdot T_{on}(s) + G_{Mv} \cdot V_p(s). \quad (4.16)$$

$$i_o(s) = J_{Dt} \cdot T_{on}(s) + G_{Dv} \cdot V_p(s). \quad (4.17)$$

A partir das expressões (4.16) e (4.17), chega-se ao modelo equivalente médio de pequenos sinais, mostrado na Figura 4.2.

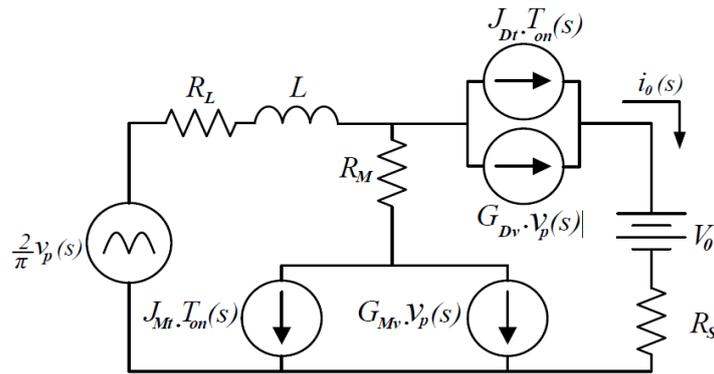


Figura 4.2: Modelo equivalente médio de pequenos sinais do conversor de baixa frequência derivado do pré-regulador *boost*.

Analisando a malha de saída do circuito da Figura 4.2, é possível encontrar a expressão (4.18), a qual dá origem à função de transferência da saída em relação ao sinal de controle (4.19) e da saída em relação à tensão de pico da entrada (4.20).

$$i_o(s) = J_{Dt} \cdot T_{on}(s) + G_{Dv} \cdot V_p(s). \quad (4.18)$$

$$T_t(s) = \frac{i_o(s)}{T_{on}(s)} = J_{Dt}. \quad (4.19)$$

$$T_v(s) = \frac{i_o(s)}{V_p(s)} = G_{Dv}. \quad (4.20)$$

Substituindo os valores encontrados na Tabela 3.4 (que possui os parâmetros de projeto do conversor) nas expressões (4.6) a (4.9), encontram-se os parâmetros do modelo de pequenos sinais mostrados na Tabela 4.1.

Observa-se que a função de transferência do conversor,  $i_o(s)/T_{on}(s)$ , é de ordem zero (não possui polos nem zeros) em função da ausência do capacitor em paralelo com a carga e pelo fato do conversor operar em modo de condução descontínua, fazendo com que a corrente no indutor deixe de ser uma variável de estado. Portanto,  $T_t(s) = J_{Dt} = 270,86 \text{ A/s}$ .

Tabela 4.1: Parâmetros do modelo de pequenos sinais do *driver* de baixa frequência.

Parâmetro	Valor	Unidade
$J_{Mt}$	116,48	A/s
$G_{Mv}$	$3,45 \cdot 10^{-4}$	A/V
$J_{Dt}$	270,86	A/s
$G_{Dv}$	$5,27 \cdot 10^{-3}$	A/V

### 4.3. VALIDAÇÃO DO MODELO DE PEQUENOS SINAIS

A validação do modelo de pequenos sinais foi realizada a partir da resposta ao degrau de  $T_{on}$  e da resposta em frequência do conversor. Estas comprovações foram realizadas tanto mediante a simulação computacional no software PSIM quanto por testes experimentais utilizando o protótipo do conversor.

#### 4.3.1. RESPOSTA AO DEGRAU

A Figura 4.3 mostra as respostas aos degraus na tensão de entrada (rede) e no tempo  $T_{on}$  obtidas para o conversor mostrado na Figura 3.1 (por meio de simulação computacional com o software PSIM) e para o modelo médio de pequenos sinais da Figura 4.2.

Os parâmetros utilizados na simulação são os mostrados na Tabela 3.4. As perturbações introduzidas na simulação foram um afundamento de 5% na tensão de entrada em 250 ms que retorna a seu valor nominal em 300 ms. Em seguida, houve a aplicação de um degrau de -10% no valor de  $T_{on}$ , em 350 ms.

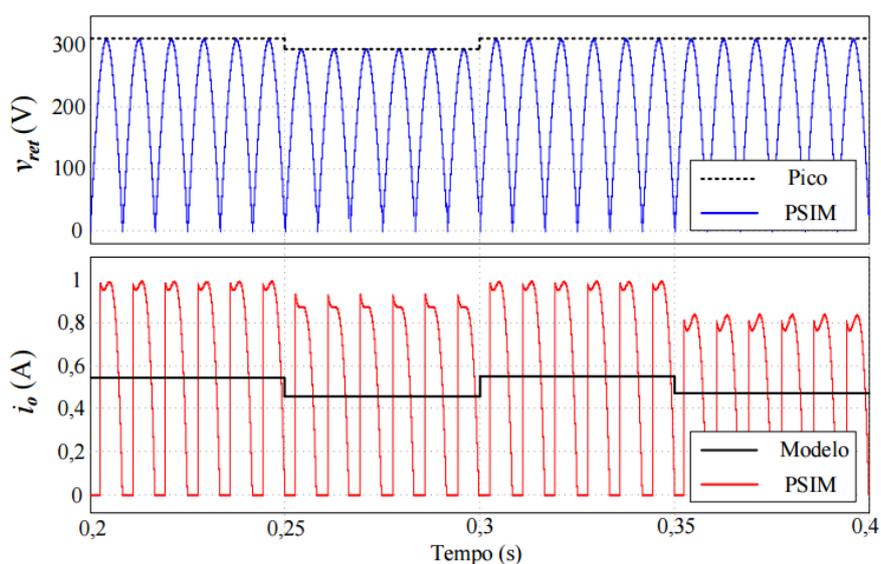


Figura 4.3: Respostas aos degraus na tensão na entrada e em  $T_{on}$  obtidas por meio de simulação no software PSIM e do modelo médio de pequenos sinais.

A fim de se mostrar uma análise quantitativa, os resultados das respostas aos degraus nas condições descritas anteriormente são mostrados na Tabela 4.2. O erro percentual considera os resultados de simulação via PSIM aplicada ao conversor da Figura 3.1 como referência.

Tabela 4.2: Resultados Quantitativos das Respostas aos Degráus de Tensão na Entrada e em  $T_{on}$ .

Tempo (s)	$V_p$ [V]	$T_{on}$ [ms]	Corrente Média		
			PSIM [mA]	Modelo [mA]	Erro [%]
<b>0,20 a 0,25</b>	311,0	2,65	539,45	539,29	0,03
<b>0,25 a 0,30</b>	295,5	2,65	459,78	457,36	0,53
<b>0,30 a 0,35</b>	311,0	2,65	539,45	539,29	0,03
<b>0,35 a 0,40</b>	311,0	2,385	464,98	467,82	0,60

As perturbações introduzidas no protótipo do *driver* de baixa frequência foram um afundamento de 5% na tensão da rede e um degrau de -10% em  $T_{on}$ . As formas de ondas obtidas para esses casos com auxílio do osciloscópio DPO3014 TEKTRONIX, estão mostradas nas Figura 4.4 e Figura 4.5. Nesses casos, ambos os resultados foram próximos aos encontrados via simulação, com 450,8 mA após o degrau de tensão (erro de 1,95% em relação ao resultado de simulação) e 456,1 mA após o degrau em  $T_{on}$  (erro de 1,90% em relação ao resultado de simulação).



Figura 4.4: Resposta do protótipo do *driver* de baixa frequência a um degrau de menos 5% na tensão de entrada. Escalas do Osciloscópio: 500 mA/div e 20ms/div.



Figura 4.5 : Resposta do protótipo do *driver* de baixa frequência a um degrau de menos 10% em  $T_{on}$ .  
Escala do Osciloscópio: 500 mA/div e 20ms/div.

#### 4.3.2. RESPOSTA EM FREQUÊNCIA

Em sistemas dinâmicos lineares estáveis, a resposta em frequência é o comportamento da saída em regime permanente para uma entrada senoidal (OGATA, 2010).

A resposta em frequência do modelo de pequenos sinais dado por  $T_t(s)$ , bem como os obtidos por simulação (PSIM) e experimentalmente, por meio de ensaios preliminares com o protótipo do conversor, são mostrados na Figura 4.6.

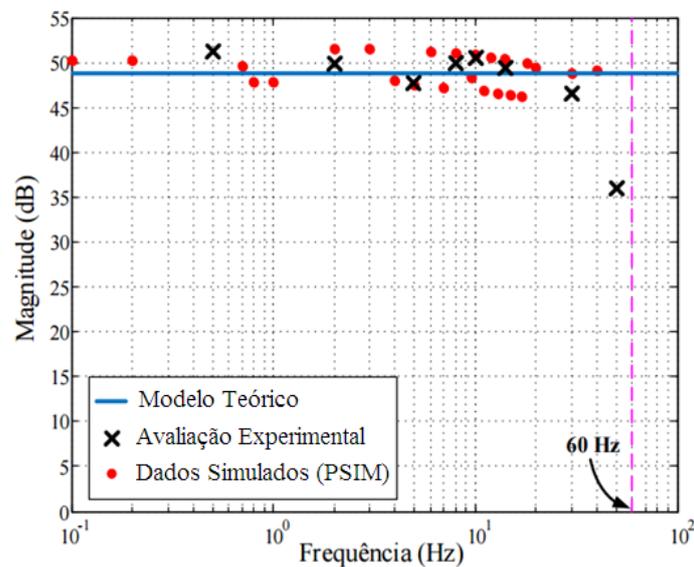


Figura 4.6: Resposta em frequência do compensador de baixa frequência.

No caso, o tempo de condução do interruptor sofreu uma perturbação senoidal em torno do valor de referência, sendo que tal perturbação ocorre a uma frequência que variou de 0,1 Hz até próximo de 60 Hz. A frequência limite de 60 Hz representa metade da frequência de comutação (que é de 120 Hz), respeitando-se o teorema de Nyquist e comprovando a validade do modelo.

#### 4.4. PROJETO DO COMPENSADOR DIGITAL

A técnica de controle proposta é utilizar a estrutura clássica de controle com realimentação negativa.

O diagrama de blocos do *driver* de baixa frequência em configuração de malha fechada (sistema controlado), incluindo um bloco compensador  $C(s)$ , pode ser visto na Figura 4.7.

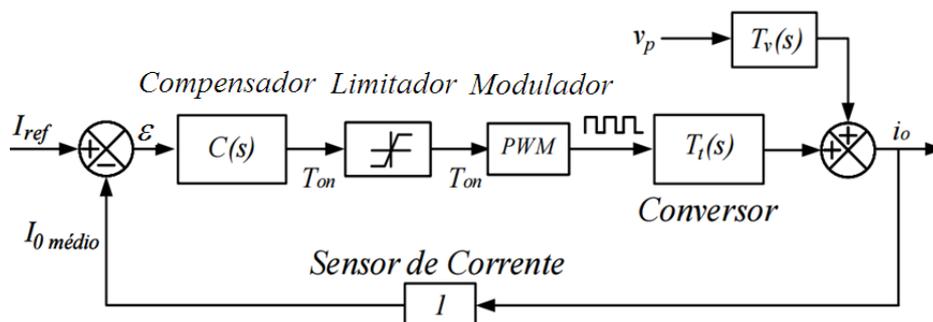


Figura 4.7: Malha de controle do *driver* de baixa frequência.

A variável controlada, corrente média de saída, é comparada com a referência gerando-se um erro. A partir deste erro, o compensador determina o valor de  $T_{on}$ . Este, por sua vez, é processado pelo limitador e entregue ao modulador que gera os pulsos que atuam no conversor. É importante ressaltar que o diagrama de blocos inclui  $T_v(s)$ , que descreve o comportamento da corrente de saída para perturbações na tensão de entrada. Vale mencionar ainda, que os ganhos do limitador e modulador PWM são unitários.

Pela análise da forma de onda de saída desse conversor, percebe-se uma grande ondulação da corrente de saída. Esta oscilação de grandes sinais, provocada pelo desequilíbrio de potência existente entre a entrada e a saída do conversor, faz com que o sinal de erro ( $\varepsilon$ ) module com uma frequência de  $2 \cdot f_s$  (i.e., a mesma frequência da ondulação da corrente de saída, ou seja, duas vezes a frequência da rede).

Caso esta modulação do sinal de erro não seja devidamente filtrada pelo compensador e esteja presente no sinal de controle  $T_{on}$ , uma degradação de parâmetros de entrada do conversor (fator de potência e distorção harmônica total da corrente de entrada) poderá ocorrer.

Em relação aos critérios de projeto do compensador de corrente,  $C(s)$ , a principal premissa é que este elemento promova um erro nulo em estado estacionário da corrente de saída. Além disso, é fundamental que o sistema em malha fechada também possua conformidade com a norma IEC 61000-3-2: 2014 Classe C e tenha elevado fator de potência.

O primeiro critério de projeto pode ser atendido por meio do uso de um compensador que possua ação integral. Logo, nesse trabalho foi escolhido um compensador integral, cuja função de transferência  $C(s)$  é mostrada em (4.21):

$$C(s) = \frac{K_i}{s}. \quad (4.21)$$

Em que  $K_i$  representa o ganho do compensador, parâmetro que tem influência direta na banda da função  $C(s)$ . O projeto da banda do compensador pode influenciar diretamente no comportamento da corrente de entrada do conversor.

A Figura 4.8, obtida por meio de simulação no software PSIM, mostra a relação entre a frequência de cruzamento de ganho unitário da função de transferência em malha aberta (FTMA) com as componentes harmônicas da corrente de entrada para o conversor de baixa frequência. Nesse gráfico, é possível constatar que para valores de frequência acima de 1,7 Hz, o limite estabelecido pela norma IEC 61000-3-2: 2014 Classe C para a componente de segunda harmônica não é respeitado (2% em relação à fundamental). No caso das componentes ímpares, todas estão em conformidade com a norma, inclusive as componentes harmônicas suprimidas no gráfico (13<sup>a</sup> a 39<sup>a</sup>). Desta forma, optou-se por escolher a frequência de cruzamento da função  $C(s)$  igual a 0,5 Hz, resultando em um  $K_i$  de 0,0114 s/A.

Como visto na Figura 4.9, que mostra os gráficos de lugar das raízes e de resposta em frequência da função de transferência em malha aberta, com o compensador  $C(s)$  incluso, este valor de frequência de cruzamento garante a estabilidade do sistema, uma vez que sua margem de ganho é infinita e sua margem de fase é positiva (90°). Além disso, é possível observar o polo do integrador (na origem) e o polo em malha fechada resultante para uma realimentação unitária.

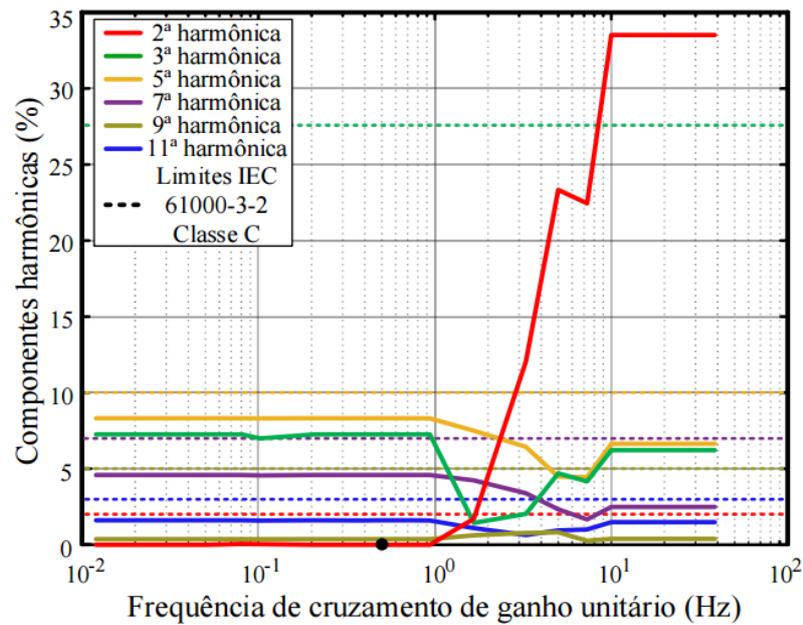


Figura 4.8: Frequência de cruzamento de ganho unitário da FTMA em função do valor percentual das componentes harmônicas da corrente de entrada em relação à fundamental.

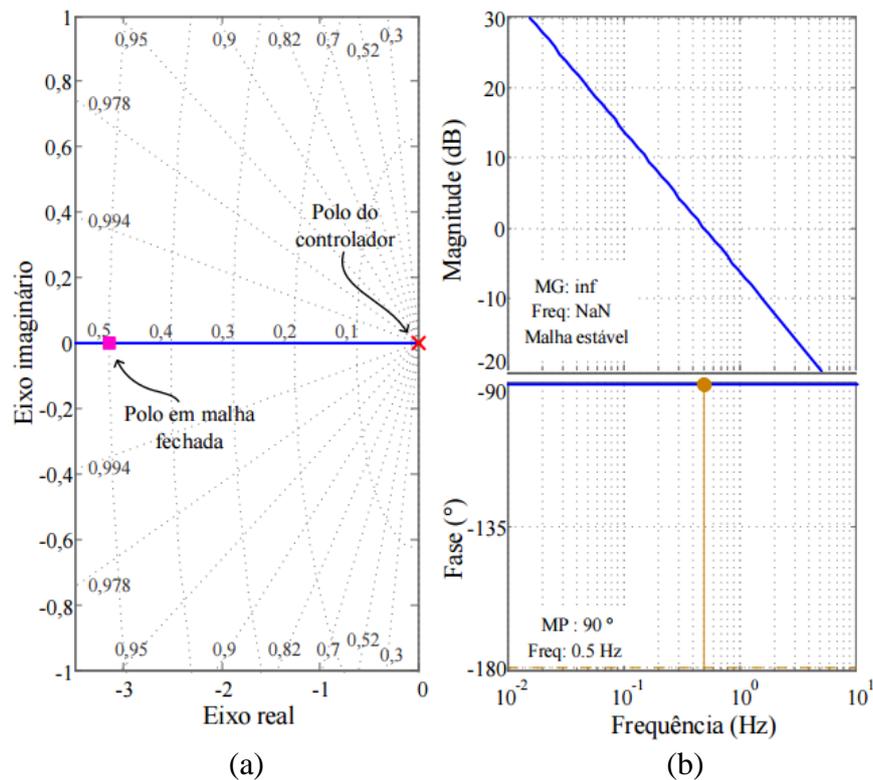


Figura 4.9: Gráficos de (a) lugar das raízes e (b) resposta em frequência da FTMA considerando a planta do modelo de pequenos sinais.

A Figura 4.10 mostra a resposta em frequência da função de transferência em malha fechada (FTMF). O sistema apresenta uma rejeição de aproximadamente 46 dB à ondulação com frequência de 120 Hz, conforme representado. Assim, as amplitudes das perturbações

serão suficientemente pequenas, assegurando um reduzido conteúdo harmônico (e consequentemente elevado fator de potência) e conformidade com a norma IEC 61000-3-2: 2014 Classe C.

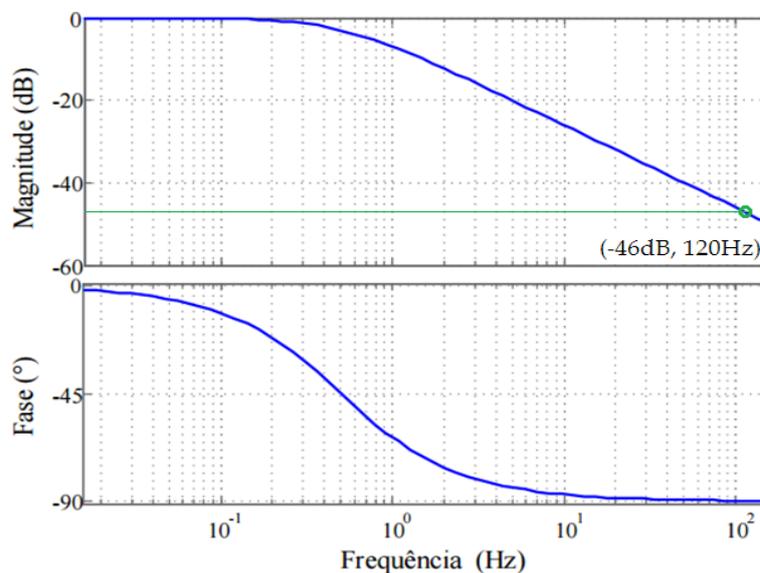


Figura 4.10: Resposta em frequência da função de transferência em malha fechada.

Uma vez sintonizado o compensador (por meio da ferramenta *SISO Design Tool* do MATLAB) segundo os critérios que foram estabelecidos, o seu desempenho controlando o conversor de baixa frequência baseado no pré-regulador *boost* é avaliado, inicialmente, mediante simulações computacionais com o software PSIM.

A Figura 4.11 mostra o compensador atuando para rejeitar um distúrbio transitório de elevação de 10% da tensão da rede elétrica. Nesse caso, a corrente média nos LEDs mantém um valor em torno de 540 mA e leva 350ms para entrar em regime. A resposta dinâmica do sistema é considerada lenta se comparada ao período da rede elétrica. Esta é uma característica de conversores comutados em baixa frequência.

A Figura 4.12 mostra o compensador atuando quando um degrau é aplicado na referência. Nesse caso, a referência de corrente (540 mA) sofre um degrau para 75% da carga nominal (405 mA) aos 0,6 s. Esta variação na referência de corrente pode ser empregada em horários noturnos de menor fluxo de veículos e pedestres nas ruas, visando reduzir o fluxo luminoso emitido pelos LEDs e consequentemente obter maior economia no consumo de energia elétrica.

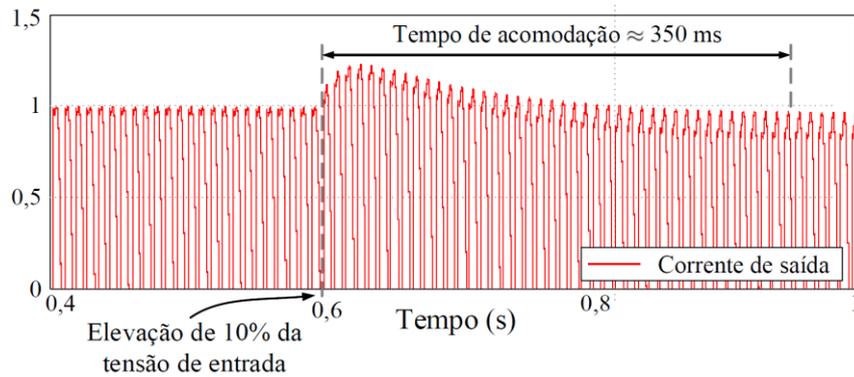


Figura 4.11: Simulação em malha fechada do conversor de baixa frequência baseado no pré-regulador *boost* rejeitando uma elevação de 10% na tensão da rede elétrica.

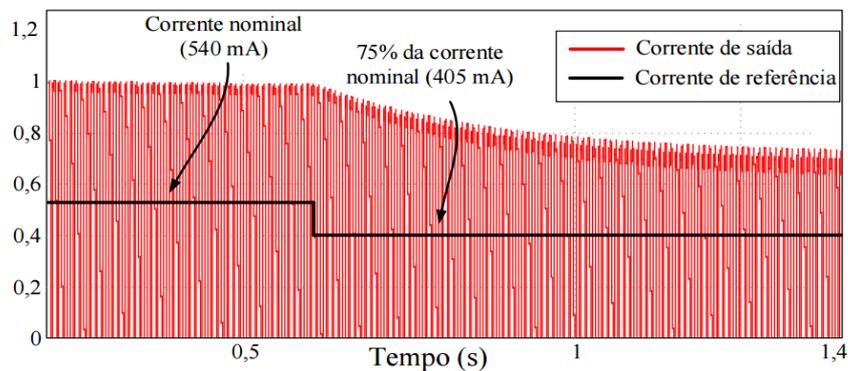


Figura 4.12: Simulação em malha fechada do conversor de baixa frequência baseado no pré-regulador *boost* mostrando o compensador atuando após mudança na corrente de referência.

Como o compensador será implementado em um processador digital, é necessário proceder à discretização de sua função de transferência. Para este fim, foi utilizado o método de Tustin (também conhecida como bilinear ou trapezoidal), devido à sua capacidade de representar precisamente o compensador em baixas frequências (BUSO *et al*, 2006).

A transformação da função de transferência do compensador no domínio  $s$  (contínuo) para o domínio  $z$  (discreto) é encontrada a partir da substituição mostrada em (4.22):

$$s \leftarrow 2f_a \frac{z-1}{z+1}. \quad (4.22)$$

Sendo que  $f_a$  é a frequência de amostragem utilizada na discretização da malha de controle.

Na frequência selecionada para amostragem, a forma discreta da função de transferência do compensador é dada pela expressão (4.23).

$$C(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = \frac{K_i(z+1)}{2 \cdot f_a(z-1)}. \quad (4.23)$$

A frequência de amostragem ( $f_a$ ) utilizada é 120 Hz. A partir de (4.23), encontra-se a equação de diferenças (4.24).

$$u(k) = u(k-1) + \frac{K_i}{2 \cdot f_a} [e(k-1) + e(k)]. \quad (4.24)$$

Por fim, substituindo os valores das variáveis  $f_a$  e  $K_i$  se encontra a equação que implementa o compensador em tempo discreto (4.25).

$$u(k) = u(k-1) + 4,785 \cdot 10^{-5} [e(k-1) + e(k)]. \quad (4.25)$$

A implementação digital do compensador foi realizada com auxílio do microcontrolador *Stellaris EK-LM4F120XL* da *Texas Instrument's*. Este é dotado de um processador *ARMCortexTM -M4F* que fornece alto desempenho com pequeno consumo de energia e baixo custo.

#### 4.5. PROTÓTIPO COMPLETO DO *DRIVER* EM MALHA FECHADA

A Figura 4.13 mostra o esquema completo do protótipo do conversor de baixa frequência aplicado como *driver* de uma luminária LED de iluminação pública. As setas de tonalidade roxa representam as conexões do sistema de controle. Este está isolado do conversor a fim de proteger o microcontrolador.

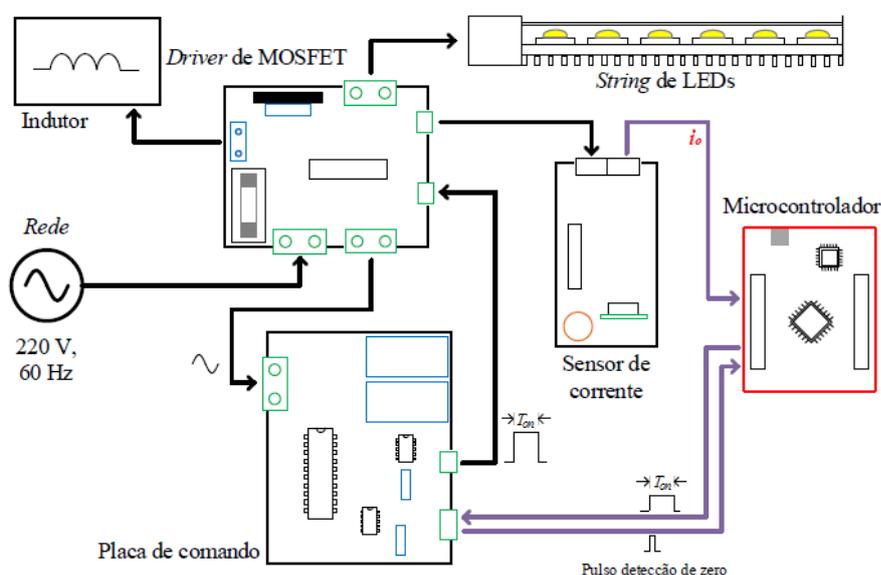


Figura 4.13: Protótipo completo do *driver* de baixa frequência baseado no pré-regulador *boost*.

Esse circuito se diferencia do apresentado no capítulo 3 pela inserção de um sensor de corrente na saída. Tal sensor é mostrado na Figura 4.14 e mede a corrente de forma indireta, ou seja, a partir da tensão instantânea gerada pela corrente que circula através de um resistor *shunt* (cujo valor é de  $0,2 \Omega$ ), obtém-se um nível de tensão de 0 a 3,3 V (dentro da faixa mensurável pelo microcontrolador).

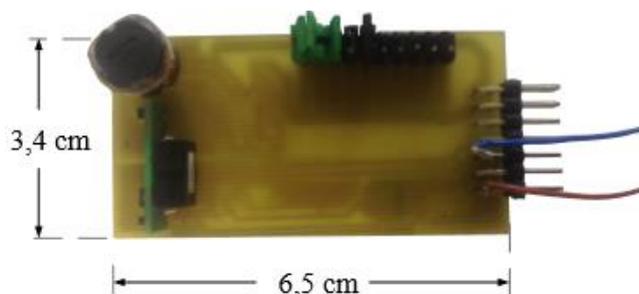


Figura 4.14: Sensor de corrente utilizado na montagem do protótipo.

O sensor é composto basicamente por duas partes: Um circuito trabalhando em potências elétricas mais elevadas, por onde flui a corrente elétrica que será medida; e um circuito trabalhando com potências mais baixas, por onde circula o sinal que é enviado para o microcontrolador. Ambos os circuitos são alimentados por um conversor CC-CC chaveado modelo DCH010505S com isolamento galvânica de 3kV, que garante a isolamento entre os circuitos de maior e menor potência. O componente que faz a interface da corrente a ser medida nos LEDs com o valor analógico que é enviado para o conversor analógico digital do microcontrolador é o CI AMC1200B, que é um amplificador de sinais que também propicia isolamento galvânico entre a entrada e saída. O detalhamento sobre o projeto desse sensor e suas demais especificações podem ser vistas em (COELHO, 2016).

A Figura 4.15 mostra o microcontrolador utilizado na montagem do protótipo desse circuito, o *Stellaris EK-LM4F120XL* da *Texas Instrument's*.



Figura 4.15: Microcontrolador utilizado na montagem do protótipo.

Em relação ao software (algoritmo) embarcado no microcontrolador para executar a malha de controle, a corrente média nos LEDs é calculada a partir dos valores instantâneos fornecidos pelo sensor, e representa a realimentação da malha de controle.

A corrente média de referência,  $I_{ref}$ , é definida pelo usuário. Dessa forma, o sinal de erro atuante no compensador é calculado pela expressão (4.26).

$$\varepsilon = I_{ref} - I_{omedio}. \quad (4.26)$$

O sinal de controle implementado no programa embarcado (saída do compensador), proveniente da equação (4.25), é mostrado em (4.27). Sendo que a variável  $\varepsilon_{k1}$  foi criada para armazenar o valor do erro da amostra anterior.

$$T_{on} = T_{on} + 0,00004785 \cdot (\varepsilon_{k1} + \varepsilon). \quad (4.27)$$

O algoritmo de controle supracitado é executado a cada meio ciclo da rede por intermédio do sinal enviado pela placa de comando (circuito detector de zero). Este sinal está conectado ao pino do microcontrolador que foi configurado como entrada, para gerar uma interrupção (externa) sensível à borda de subida (passagem do nível 0 para 3,3 V). Ou seja, quando o pulso proveniente da placa de comando é enviado ao microcontrolador, este gera uma interrupção que possui como instruções o algoritmo de controle e o modulador.

O valor do sinal de controle  $T_{on}$  é entregue ao modulador, que é responsável por gerar a onda quadrada de comando que atua no conversor. Neste trabalho, foi implementado outro timer para desempenhar este papel. Inicialmente o pino de saída do microcontrolador está em nível lógico baixo (0 V). Quando a interrupção externa for gerada, o pino de saída é alterado para nível lógico alto (3,3 V) e o timer é habilitado para a contagem em milissegundos do  $T_{on}$  calculado. A interrupção gerada por este timer, quando o tempo de contagem é atingido, altera o pino de saída para nível lógico baixo e desabilita o timer. Este processo se repete a cada pulso de detecção de zero fornecido pelo circuito de sincronismo com a tensão da rede, gerando assim a onda quadrada que será utilizada para acionar o MOSFET.

O fluxograma do algoritmo embarcado no microcontrolador para geração do  $T_{on}$  é mostrado na Figura 4.16.

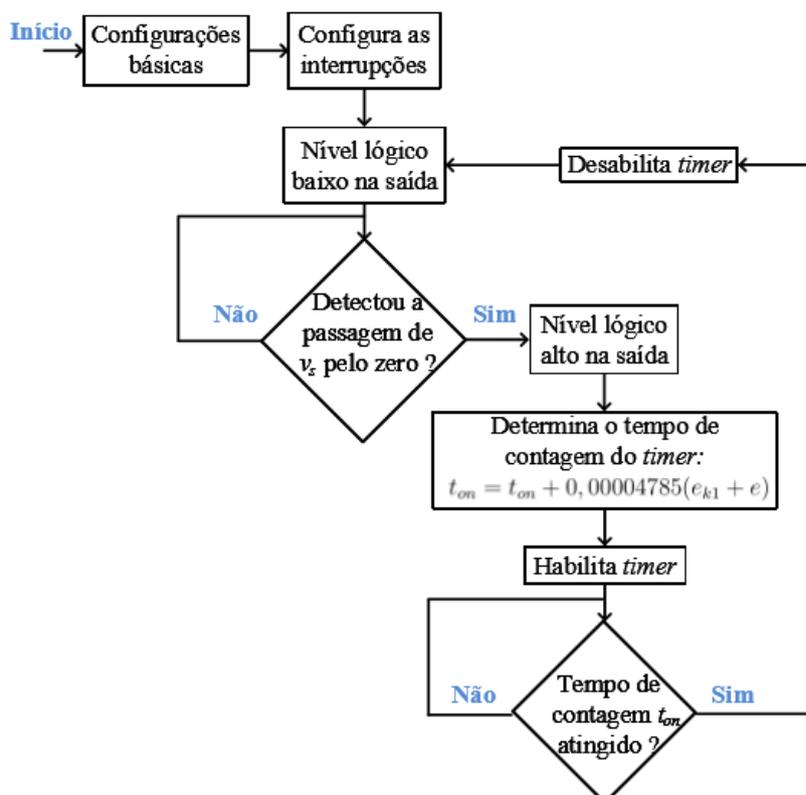


Figura 4.16: Fluxograma simplificado do programa embarcado no microcontrolador.

#### 4.6. RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO DRIVER DE BAIXA FREQUÊNCIA COM CONTROLE DE CORRENTE NA SAÍDA

O protótipo em malha fechada do *driver* de baixa frequência baseado no pré-regulador *boost* foi utilizado para acionar a mesma luminária de 96 LEDs descrita na seção anterior. Neste caso, será avaliada a capacidade do *driver* de controlar o valor da corrente de saída mediante distúrbios na tensão de entrada, na corrente de referência e na carga (emulação de falha em curto-circuito de determinado número de LEDs).

A Figura 4.17 mostra a dinâmica da corrente nos LEDs para um degrau na tensão de entrada de 220 V para 231 V eficazes. Pela análise da forma de onda é possível constatar que o compensador minimizou significativamente o erro da corrente de saída perante esta perturbação na tensão de entrada. Em regime permanente, a corrente média de saída obtida após a perturbação foi de 541,2 mA para um  $T_{on}$  de 2,26ms. Foi possível constatar, também, que a corrente retoma seu nível médio desejado em cerca de 300 ms, ou seja, em cerca de 18 ciclos da rede elétrica.

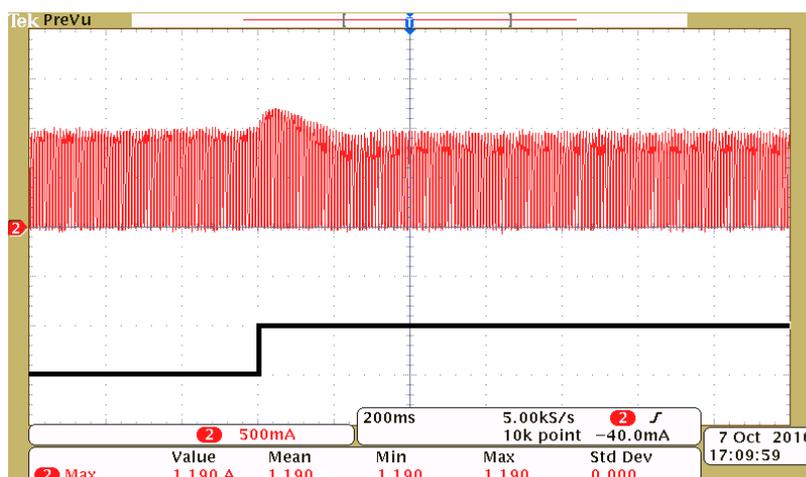


Figura 4.17: Dinâmica da corrente nos LEDs após variação da tensão de entrada  $V_S$  de 220V para 231V. Escalas do Osciloscópio: 500 mA/div e 200ms/div.

Pela Figura 4.17, ainda é possível notar que o controle permite uma pequena elevação da corrente (sobressinal) assim que o degrau de tensão ocorre. Este fato ocorre porque o integrador possui uma constante integrativa baixa, dessa forma a atuação do compensador é mais significativa quando o erro aumenta.

A Figura 4.18 mostra a dinâmica da corrente nos LEDs quando a tensão de entrada sofre um degrau de 220 V para 212 V. Em regime permanente, a corrente média de saída obtida foi 542,2 mA com um  $T_{on}$  de 2,88ms.

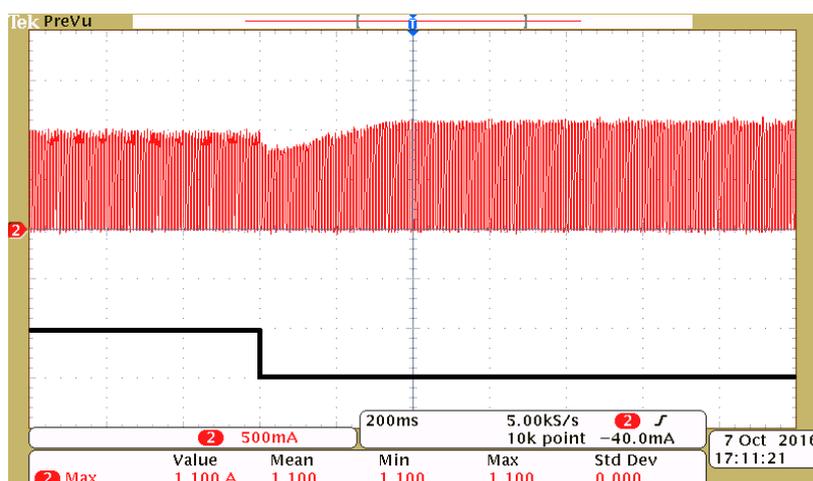


Figura 4.18: Dinâmica da corrente nos LEDs após variação da tensão de entrada  $V_S$  de 220V para 212V. Escalas do Osciloscópio: 500 mA/div e 200ms/div.

Nota-se que neste caso o tempo de acomodação é maior que o da Figura 4.17. Quando a corrente de saída diminui, o sinal de controle aumenta (largura do pulso), e dependendo do quanto elevado está, o mesmo é restrito a um valor máximo, o que contribui por atrasar um pouco a retomada do valor de corrente de referência. Esta função é realizada

pelo limitador, que tem por objetivo proteger os LEDs de uma eventual falha no processo de amostragem da corrente do sensor.

A Figura 4.19 mostra a dinâmica da corrente nos LEDs quando a corrente de referência sofre um degrau para 50% de seu valor nominal e posteriormente outro degrau para 75% de seu valor nominal. Nota-se que, em ambos os casos, a malha de controle realiza o rastreo da corrente de referência quando esta é alterada.

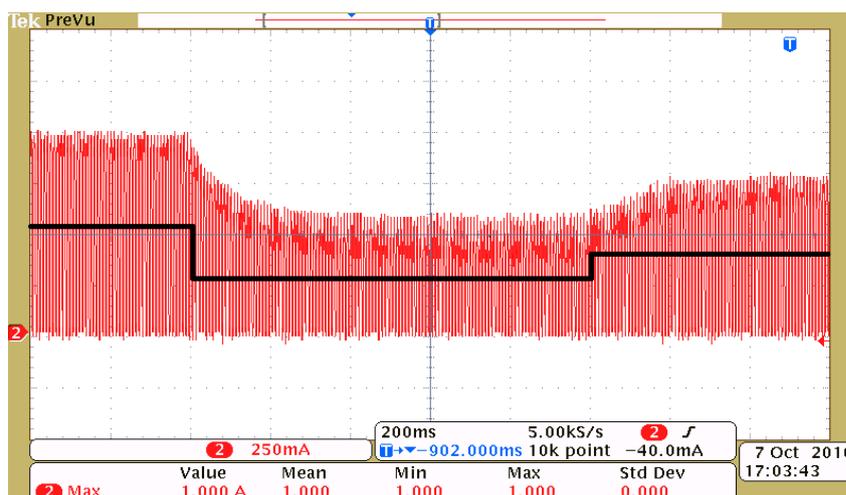


Figura 4.19: Dinâmica da corrente nos LEDs após variação da corrente de referência de 100% para 50% do valor nominal e após variação de 50% para 75% do valor nominal. Escalas do Osciloscópio: 250 mA/div e 200ms/div.

Em processos eletroeletrônicos típicos, a carga está susceptível a perturbações que podem contribuir para a alteração da variável de controle, a qual divergirá de seu valor de referência desejado. Do ponto de vista da iluminação pública, a carga pode variar em função de mudanças de temperatura e outras variáveis físicas, envelhecimento dos componentes ou eventual falha de alguns LEDs. Apesar de estarem ligados em série, os LEDs utilizados nesse trabalho possuem como característica de entrarem em curto-circuito quando queimam, permitindo que a corrente continue circulando pelos demais LEDs ainda em funcionamento.

A Figura 4.20 mostra a dinâmica da corrente nos LEDs após um degrau de carga que simula uma falha em curto-circuito de 4 LEDs em série. Após o número de LEDs mudar de 96 para 92, a corrente média de saída obtida em regime permanente foi de 541,5 mA com um valor de  $T_{on}$  igual a 2,46 ms. O tempo de acomodação é inferior a 300 ms.

A Figura 4.21 mostra a luminária LED com a chave que foi utilizada para curto-circuitar os 4 LEDs de forma a simular a queima desses dispositivos. A luminária foi ligada em sua condição nominal, e logo em seguida a chave que estava em paralelo com esses LEDs foi acionada, fazendo com que os 4 LEDs se apagassem.

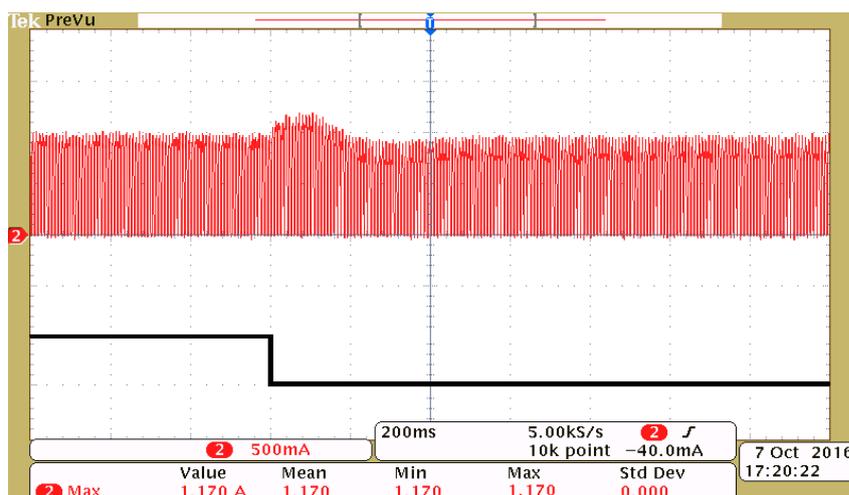


Figura 4.20: Dinâmica da corrente nos LEDs após mudança na carga de 96 LEDs para 92 LEDs associados em série. Escalas do Osciloscópio: 500 mA/div e 200ms/div.

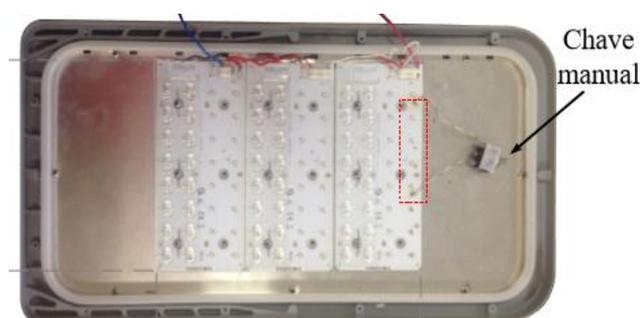


Figura 4.21: Luminária e chave utilizada no experimento de variação de carga.

Em todos os casos avaliados (degrau de tensão na entrada, degrau na corrente de referência e degrau na carga), o valor de pico da corrente que flui através dos LEDs durante a dinâmica do circuito devido às perturbações realizadas foi menor que o limite máximo estabelecido pelo fabricante dos LEDs.

As linhas em preto nas Figuras 4.17 a 4.20 indicam os instantes que os degraus de tensão, referência e carga ocorreram.

A partir da dinâmica apresentada pela corrente de saída, pode-se observar que o sistema de controle conseguiu compensar as variações impostas na tensão de entrada e transitório de carga, de modo que a corrente média de saída (corrente nos LEDs) foi mantida no valor desejado (em torno de 540 mA).

Como comentado anteriormente, o comportamento do sistema completo é considerado lento se comparado ao período da rede elétrica. Esta é uma característica de conversores comutados em baixa frequência em conjunto com um compensador que possui uma baixa constante integrativa. Uma resposta dinâmica rápida não foi desenvolvida pois causa um regime transitório elevado. De todo modo, o tempo de acomodação inferior a 0,5 s

não deve representar impacto significativo para o usuário típico da iluminação pública. Além disso, nenhuma condição prejudicial para o módulo de LEDs foi atingida durante a dinâmica de controle.

A Figura 4.22 mostra a fotografia do protótipo do *driver* de baixa frequência implementado em laboratório. Pode-se dizer que uma possível implementação comercial de tal conversor poderia ser acomodada em gabinetes típicos empregados por *drivers* convencionais, com a possibilidade de o indutor ser fixado no interior da luminária, externo ao gabinete do *driver*. Além disso, tal protótipo poderia ser projetado de forma a se ter placas de circuito impresso ainda mais reduzidas, de forma a diminuir o volume desse circuito.

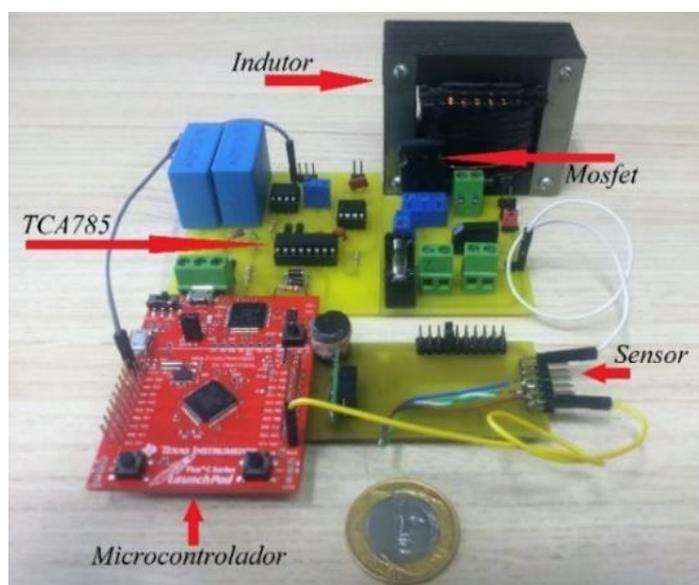


Figura 4.22: Fotografia do protótipo do *driver* de baixa frequência baseado no pré-regulador *boost* utilizado para o acionamento de uma luminária LED de iluminação pública de 163 W.

#### 4.7. ESTRATÉGIAS SIMPLIFICADAS DE MANUTENÇÃO DA CORRENTE MÉDIA DE SAÍDA.

Esta seção mostra duas estratégias simplificadas de manutenção da corrente média de saída (corrente nos LEDs). Essas estratégias foram estudadas durante o processo de pesquisa que culminou na modelagem e controle do conversor de baixa frequência apresentado nesse capítulo. Tais estratégias foram realizadas com auxílio de um microcontrolador *Stellaris* EK-LM4F120XL trabalhando em conjunto com sensores de tensão e corrente.

#### 4.7.1. PRIMEIRA ESTRATÉGIA: MONITORAMENTO BASEADO EM TABELA DE REGISTROS (*LOOK UP TABLE*)

A primeira proposta de controle simplificado para o pré-regulador *boost* de baixa frequência faz uso de uma estratégia conhecida como *look up table*.

Nesse caso, faz-se uso de um sensor de tensão conectado à entrada do *driver*, cujo valor escalado é usado pelo microcontrolador que, por sua vez, ajusta o valor de  $T_{on}$  de acordo com a leitura do valor da tensão de entrada. O sensor de tensão foi construído de modo que fosse capaz de codificar o valor instantâneo da tensão de entrada para um valor proporcional a uma escala de 0 a 3,3V (dentro da faixa mensurável do microcontrolador). Assim, o microcontrolador pode fazer a amostragem instantânea desses níveis de tensão por intermédio de seu conversor analógico digital, fazer o cálculo da tensão eficaz fornecida pela rede elétrica e verificar na tabela de valores programada qual o valor de  $T_{on}$  correspondente.

O modelo simplificado dessa proposta de controle é mostrado na Figura 4.23.

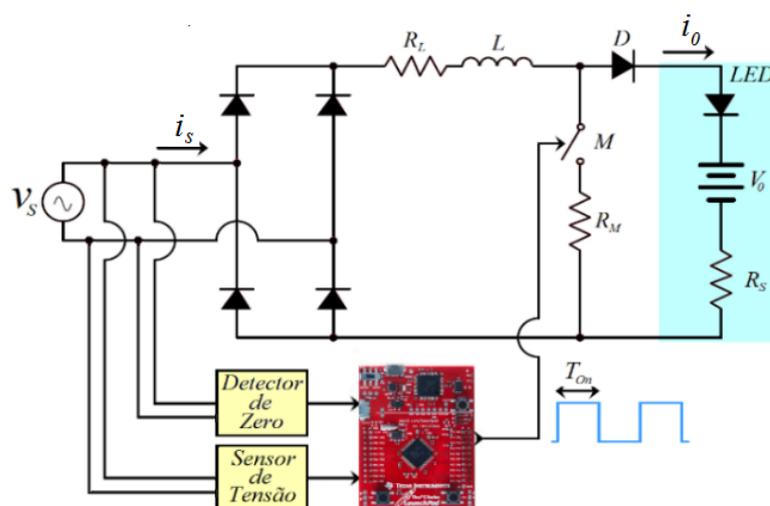


Figura 4.23: Modelo simplificado da primeira proposta de manutenção da corrente média nos LEDs.

A obtenção dos valores  $T_{on}$  para cada valor de tensão de entrada é obtido experimentalmente. Nesse caso, o *driver* proposto foi utilizado para acionar 96 LEDs associados em série. A tensão eficaz de alimentação  $V_s$  foi incrementada em 0,5 V de 202 V até 231 V. Para cada valor de tensão eficaz de entrada, um valor de  $T_{on}$  foi ajustado para que a corrente média de saída mantivesse o valor de 540 mA.

O microcontrolador é então programado com essa tabela de valores obtidos experimentalmente. Portanto, assim que o sensor de tensão detecta as variações que ocorrem

na tensão de entrada, o microcontrolador escolhe o valor correspondente de  $T_{on}$  para que a corrente nos LEDs volte a seu valor de 540 mA.

A vantagem desse método é sua simplicidade, podendo ser aplicada em qualquer tipo de *driver* de baixa frequência sem a necessidade de uma modelagem complexa. Com essa técnica é possível proteger os LEDs em caso de sobretensões e manter a corrente média de saída em 540 mA mesmo que ocorram quedas na tensão da rede elétrica.

A desvantagem é que essa técnica necessita que resultados experimentais sejam previamente gerados, e esses resultados são compatíveis apenas com a configuração previamente montada. Se mudanças forem efetuadas no valor da indutância ou no número de LEDs, ou se desejar alimentar os LEDs com um valor de corrente diferente, uma nova tabela de valores deve ser levantada experimentalmente.

#### 4.7.2. SEGUNDA ESTRATÉGIA: COMPENSADOR DIGITAL SIMPLIFICADO

A segunda proposta de controle simplificado faz uso de um compensador digital simplificado, que exige um sensor de corrente na saída do *driver*, em série com o arranjo de LEDs, trabalhando em conjunto com o microcontrolador de forma a se obter a malha fechada.

Nesse caso, o sensor monitora de forma indireta a corrente que flui através dos LEDs por meio de um resistor e envia o sinal obtido para o microcontrolador, que a partir dos valores instantâneos calcula o valor médio da corrente de saída. Esse valor é comparado com o valor de referência programado no microcontrolador (a corrente média nominal de 540mA) e gera um erro  $\varepsilon$ . O erro gerado é multiplicado por uma constante  $K$  e o valor calculado é incrementado ou decrementado de  $T_{on}$  a fim de se ajustar a corrente média de saída ao valor de referência.

O modelo simplificado dessa proposta de controle é mostrado na Figura 4.24.

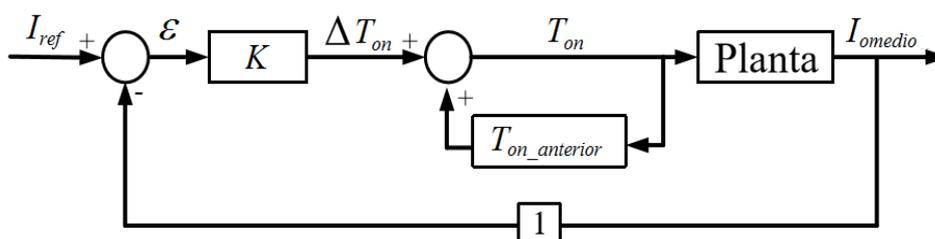


Figura 4.24: Malha simplificada da segunda proposta de manutenção de corrente de saída.

A vantagem dessa estratégia utilizando o sensor de corrente é o fato de que ao se controlar  $T_{on}$  a partir de uma corrente de referência, além das variações que podem ocorrer na tensão de entrada, pequenas mudanças nas características da luminária podem ser efetuadas sem a necessidade de se levantar novos valores experimentalmente. Ou seja, mesmo que haja perturbações na tensão de alimentação, uma pequena mudança na quantidade de LEDs ou se o indutor seja mudado para um valor próximo ao definido em projeto, o *driver* continuará funcionando de maneira adequada procurando manter o valor da corrente média de referência. Além disso, é uma estratégia que pode ser aplicada a qualquer outro conversor de baixa frequência sem a necessidade de uma modelagem complexa. Basta apenas definir o valor de  $K$  de forma adequada e limitar os valores mínimos e máximos de  $T_{on}$  para uma faixa que garanta o bom funcionamento da luminária.

Essa estratégia de comando será explorada no próximo capítulo, ao ser aplicada em um pré-regulador *Ćuk* de baixa frequência visando manter a corrente média nos LEDs no valor definido em projeto mesmo quando ocorrerem perturbações na tensão de entrada, na corrente de referência ou na carga.

#### 4.8. CONCLUSÕES PARCIAIS

Este capítulo descreveu a modelagem e controle de um conversor derivado do pré-regulador *boost* de baixa frequência (comutado no dobro da frequência da rede elétrica) como *driver* de uma luminária LED de iluminação pública.

Foi realizada a modelagem em pequenos sinais do conversor com o objetivo de se obter a função de transferência para a realização do projeto de um compensador digital, implementado com auxílio de um microcontrolador e validado tanto experimentalmente, como através de simulações computacionais com o *software* PSIM.

Foi mostrada a metodologia de projeto do compensador, levando-se em consideração as premissas de manter erro nulo em estado estacionário da corrente nos LEDs e conformidade com a norma IEC 61000-3-2: 2014 Classe C.

Foi possível constatar através de resultados experimentais que o compensador proposto é capaz de controlar a corrente nos LEDs quando ocorrem perturbações na tensão de entrada ou na carga (falha severa, como curto-circuito em um conjunto de LEDs), além de ser capaz de seguir a corrente de referência quando esta sofre alguma alteração.

Por fim, foram mostradas duas estratégias simplificadas de manutenção de corrente nos LEDs, que foram estudadas no processo que resultou na estratégia de controle em malha fechada apresentada nesse capítulo.

O próximo capítulo trata de outras topologias de baixa frequência que podem ser aplicadas em *drivers* para luminárias LED de iluminação pública. Além disso, serão mostrados os resultados obtidos a partir de uma das estratégias simplificadas de manutenção de corrente de saída utilizada no *driver* de baixa frequência baseado no conversor Ćuk.

## 5. TOPOLOGIAS ALTERNATIVAS DE *DRIVERS* DE BAIXA FREQUÊNCIA PARA LUMINÁRIAS LED DE ILUMINAÇÃO PÚBLICA

Esse capítulo tem como objetivo apresentar os resultados obtidos na avaliação de outras topologias de *drivers* para luminárias LED que também trabalham em baixa frequência.

As topologias comutadas em baixa frequência (120 Hz) apresentadas nesse capítulo são: um pré-regulador *Ćuk*, um pré-regulador *boost* quadrático, um pré-regulador *boost* com filtro indutivo na saída, um pré-regulador SEPIC e um *driver* baseado no conversor de baixa frequência mostrado em (POMILIO & SPIAZZI, 1999). Desses *drivers*, os três primeiros apresentam resultados de simulação e resultados experimentais, enquanto os dois últimos têm sua aplicabilidade como *drivers* de luminárias LED de iluminação pública avaliada por meio de simulações no software PSIM.

As topologias tratadas nesse capítulo não fazem uso de transformadores abaixadores no estágio de potência e compartilham entre si características de elevado fator de potência, reduzida distorção harmônica da corrente de entrada e conformidade com a norma IEC 61000-3-2: 2014 Classe C. Além disso, todas as topologias dispensam o uso de capacitores eletrolíticos, visando obter um tempo de vida útil compatível com a dos módulos de LEDs.

A topologia baseada no pré-regulador *Ćuk* será modelada matematicamente de forma simplificada e projetada com objetivo de fazer uso da segunda técnica simplificada de manutenção da corrente de saída apresentada no capítulo 4.

Os pré-reguladores *boost* quadrático e *boost* com filtro indutivo na saída serão implementados em malha aberta tendo por base os resultados obtidos por meio de simulação com o software PSIM. As simulações buscaram obter níveis de potência aplicados em iluminação pública e atender à maior parte dos requisitos estabelecidos nas normas atualmente vigentes.

Os protótipos dos *drivers* montados em laboratório (pré-reguladores baseados nos conversores *boost*, *Ćuk*, *boost* quadrático e *boost* com filtro indutivo na saída) são avaliados segundo a norma NBR 16026:2012 mediante ensaios de características elétricas de funcionamento, ensaios operacionais para condições anormais e ensaios de durabilidade.

Por fim, os resultados experimentais (de características elétricas e fotométricas) obtidos para esses conversores de baixa frequência serão comparados de forma a se descrever as principais características encontradas nas topologias apresentadas.

## 5.1. PRÉ-REGULADOR ĆUK DE BAIXA FREQUÊNCIA COMO DRIVER DE UMA LUMINÁRIA LED DE ILUMINAÇÃO PÚBLICA

A Figura 5.1 ilustra o circuito de um pré-regulador Ćuk de baixa frequência sendo aplicado como *driver* para LEDs. Nessa figura, a tensão da fonte de alimentação é representada por  $v_s$ , os indutores de entrada e saída são representados respectivamente por  $L_1$  e  $L_2$ , o capacitor por  $C$ , o transistor de comutação por  $M$ , o arranjo de LEDs é representado por um diodo ideal com uma resistência  $R_s$  em série com uma queda de tensão  $V_o$ . As perdas nos indutores são consideradas por  $R_{L1}$  e  $R_{L2}$ . Os demais componentes, por possuírem perdas reduzidas, são considerados ideais.

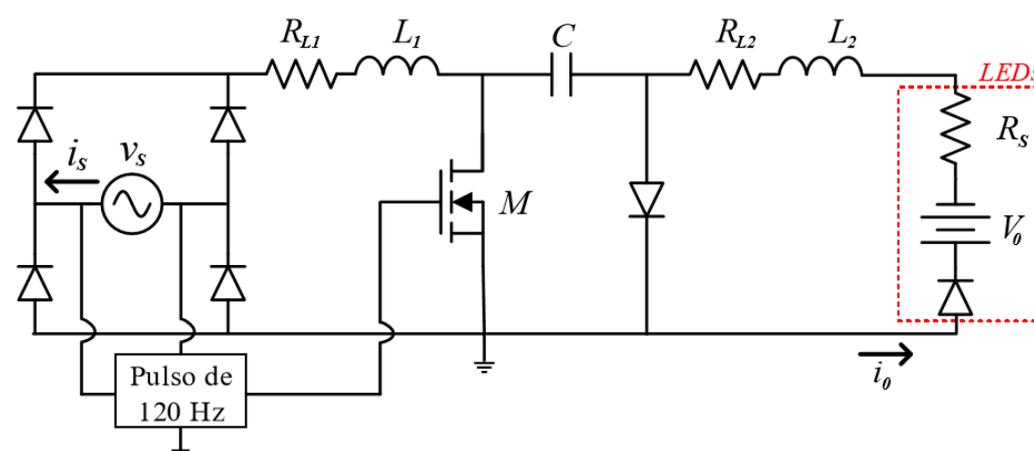


Figura 5.1: *Driver* de baixa frequência para LEDs baseado no conversor Ćuk (NOGUEIRA, 2015b)

Essa topologia tem como principal diferencial em relação ao *driver* baseado no pré-regulador *boost* de baixa frequência a sua capacidade de fornecer uma corrente contínua ao arranjo de LEDs.

### 5.1.1. MODELAGEM MATEMÁTICA SIMPLIFICADA

É possível encontrar analiticamente a expressão da corrente de entrada  $i_s$  e da corrente de saída  $i_o$  considerando duas etapas de operação do conversor em cada semiciclo da tensão de entrada. A primeira etapa corresponde ao intervalo de tempo em que o interruptor  $M$  está fechado e a segunda etapa ao intervalo de tempo em que o interruptor  $M$  está aberto. A fim de simplificar a modelagem matemática efetuada, a tensão no capacitor  $C$  ( $V_C$ ) será considerada constante durante o semiciclo analisado.

A. Intervalo em que o interruptor  $M$  está fechado  $0 \leq t \leq T_{on}$

A Figura 5.2 ('a' e 'b') mostra os circuitos equivalentes do *driver* baseado no pré-regulador Ćuk no intervalo de tempo em que o interruptor  $M$  está fechado. A partir desses circuitos, são obtidas as equações diferenciais lineares de primeira ordem mostradas nas expressões (5.1 e 5.2).

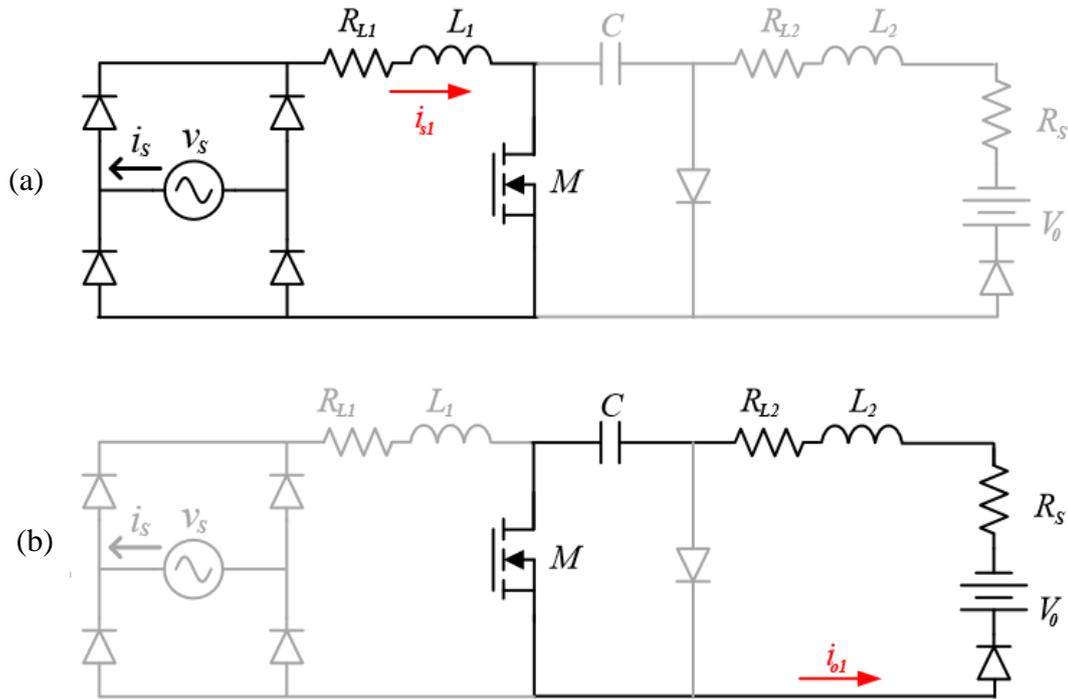


Figura 5.2: *Driver* baseado no conversor Ćuk com interruptor  $M$  fechado durante primeira etapa de operação (a) malha da corrente de entrada e (b) malha da corrente de saída.

$$\frac{di_{s1}}{dt} + \frac{R_{L1}}{L_1} \cdot i_{s1}(t) = \frac{V_p}{L_1} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (5.1)$$

$$\frac{di_{o1}}{dt} + \frac{(R_{L2} + R_s)}{L_2} \cdot i_{o1}(t) = \frac{V_C - V_o}{L_2} \quad (5.2)$$

A corrente  $i_{s1}$  tem resultado semelhante ao mostrado na expressão que modelou o pré-regulador *boost*, como visto em (5.3):

$$i_{s1}(t) = a_{s1} \cdot e^{-\frac{R_{L1}}{L_1} t} - b_{s1}(t) \quad (5.3)$$

Em que ' $a_{s1}$ ' e ' $b_{s1}$ ' são dados respectivamente por (5.4) e (5.5):

$$a_{s1} = \frac{L_1 \cdot V_p \cdot \omega}{Z_1^2} . \quad (5.4)$$

$$b_{s1}(t) = \frac{R_{L1} \cdot V_p}{Z_1^2} \left[ \frac{L_1}{R_{L1}} \cdot \omega \cdot \cos(\omega \cdot t) - \text{sen}(\omega \cdot t) \right] . \quad (5.5)$$

$$Z_1^2 = (L_1 \cdot \omega)^2 + R_{L1}^2 . \quad (5.6)$$

A solução parcial da equação (5.2) é mostrada em (5.7). Nesse caso em particular, que a corrente de saída  $i_o$  é contínua, para obter o valor da constante  $C_1$  é necessário obter a equação de corrente de saída referente ao segundo intervalo de operação, uma vez que a condição inicial da expressão de  $i_{o1}$  é dependente da condição final da corrente de saída no segundo intervalo de operação.

$$i_{o1}(t) = C_1 \cdot e^{-\frac{(R_{L2} + R_s)}{L_2} \cdot t} + \frac{V_C - V_o}{R_{L2} + R_s} . \quad (5.7)$$

*B. Intervalo em que o interruptor M está aberto  $T_{on} \leq t \leq T_f$*

A Figura 5.3 ('a' e 'b') mostram os circuitos equivalentes no intervalo de tempo em que o interruptor  $M$  está aberto. A partir desses circuitos, são obtidas as equações diferenciais lineares de primeira ordem mostradas nas expressões (5.8 e 5.9).

$$\frac{di_{s2}}{dt} + \frac{R_{L1}}{L_1} \cdot i_{s2}(t) = \frac{V_p}{L_1} \cdot \text{sen}(\omega \cdot (t + T_{on})) - \frac{V_C}{L_1} . \quad (5.8)$$

$$\frac{di_{o2}}{dt} + \frac{(R_{L2} + R_s)}{L_2} \cdot i_{o2}(t) = \frac{V_o}{L_2} . \quad (5.9)$$

A solução da expressão (5.8) foi obtida de maneira análoga à do circuito baseado no pré-regulador *boost* do capítulo 3. Portanto, a expressão que define a corrente de entrada  $i_{s2}$  no segundo intervalo de operação é (5.10):

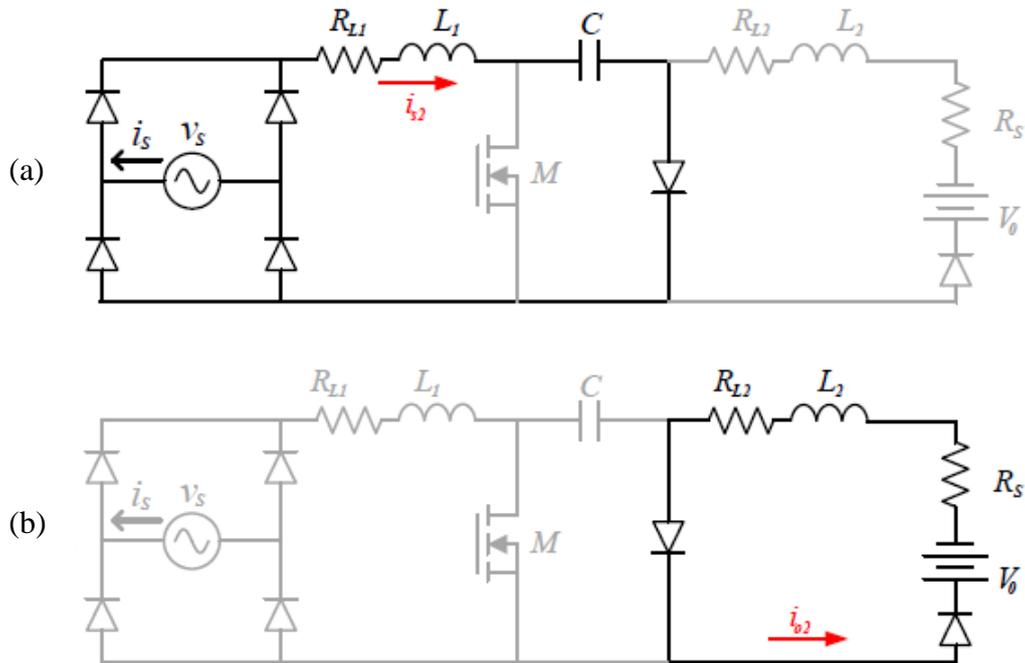


Figura 5.3: *Driver* baseado no conversor Ćuk com o interruptor  $M$  aberto durante segunda etapa de operação (a) malha da corrente de entrada e (b) malha da corrente de saída.

$$i_{s2}(t-T_{on}) = a_{s2} \cdot e^{-\frac{R_{L1}}{L_1}(t-T_{on})} - b_{s2}(t) . \quad (5.10)$$

Em que ' $a_{s2}$ ' e ' $b_{s2}$ ' são dados respectivamente por (5.11) e (5.12):

$$a_{s2} = i_{s1}(T_{on}) + \frac{V_C}{R_{L1}} + \frac{V_p \cdot R_{L1}}{Z_1^2} \left[ \frac{L_1 \cdot \omega}{R_{L1}} \cos(\omega \cdot T_{on}) - \text{sen}(\omega \cdot T_{on}) \right] . \quad (5.11)$$

$$b_{s2} = \frac{V_C}{R_{L1}} + \frac{V_p \cdot R_{L1}}{Z_1^2} \left[ \frac{L_1}{R_{L1}} \cdot \omega \cdot \cos(\omega \cdot t) - \text{sen}(\omega \cdot t) \right] . \quad (5.12)$$

A solução parcial da expressão (5.9) é mostrada em (5.13):

$$i_{o2}(t-T_{on}) = C_2 \cdot e^{-\frac{(R_{L2}+R_s)}{L_2} \cdot t} + \frac{V_o}{R_{L2} + R_s} . \quad (5.13)$$

Definindo as condições iniciais mostradas em (5.14) e (5.15), foi possível obter as expressões que definem as correntes  $i_{o1}$  e  $i_{o2}$  mostradas em (5.16) e (5.17):

$$i_{o1}(0) = i_{o2}(T_c - T_{on}). \quad (5.14)$$

$$i_{o2}(0) = i_{o1}(T_{on}). \quad (5.15)$$

$$i_{o1}(t) = \frac{V_c - V_o}{Z_2} + \frac{V_c \cdot e^{-\frac{Z_2}{L_2}t} \left( e^{-\frac{Z_2}{L_2}(T_c - T_{on})} - 1 \right)}{Z_2 \left( 1 - e^{-\frac{Z_2}{L_2}T_c} \right)}. \quad (5.16)$$

$$i_{o2}(t - T_{on}) = + \frac{V_c \cdot e^{-\frac{Z_2}{L_2}t} \left( 1 - e^{-\frac{Z_2}{L_2}T_{on}} \right)}{Z_2 \left( 1 - e^{-\frac{Z_2}{L_2}T_c} \right)} - \frac{V_o}{Z_2}. \quad (5.17)$$

$$Z_2 = R_{L2} + R_s. \quad (5.18)$$

Sendo que  $T_c$  é o período de comutação. Por fim, deve-se considerar uma equação para encontrar o valor de  $V_c$ . Considerando a variação da tensão no capacitor no primeiro intervalo de operação do conversor igual a variação da tensão no capacitor no segundo intervalo de operação, é possível escrever a relação mostrada em (5.19):

$$\frac{1}{C} \int_0^{T_{on}} i_{o1}(t) dt = \frac{1}{C} \int_{T_{on}}^{T_f} i_{s2}(t + T_{on}) dt. \quad (5.19)$$

Por meio do desenvolvimento da expressão (5.19), é possível isolar  $V_c$  como mostrado em (5.20):

$$V_c = - \frac{\left[ \frac{V_p}{Z_1^2} \cdot \frac{\text{sen}(\gamma) e^{-\frac{R_{L1}T_{on}}{L_1}} - \text{sen}(\omega T_f + \gamma)}{e^{-\frac{R_{L1}(T_f - T_{on})}{L_1}} - 1} \right] \frac{L_1}{R_{L1}} \left( e^{-\frac{R_{L1}(T_f - T_{on})}{L_1}} - 1 \right) + \frac{V_o}{Z_2} T_{on} - \frac{V_p}{\omega Z_1^2} (\cos(\omega T_f - \gamma) - \cos(\gamma + \varphi))}{\left[ \frac{1}{Z_2} \left( \frac{1 - e^{-\frac{Z_2(T_c - T_{on})}{L_2}}}{1 - e^{-\frac{Z_2 T_c}{L_2}}} \right) \right] \frac{L_2}{Z_2} \left( e^{-\frac{Z_2 T_{on}}{L_2}} - 1 \right) + \frac{1}{R_{L1}} (T_f - T_{on}) + \frac{T_{on}}{Z_2}} \quad (5.20)$$

Em que:

$$\varphi = \omega T_{on} . \quad (5.21)$$

$$\gamma = -\arctg\left(\frac{\omega L_1}{R_{L1}}\right). \quad (5.22)$$

A partir das expressões obtidas, é possível determinar os principais parâmetros elétricos desse conversor. A corrente média através dos LEDs é dada pela expressão (5.23):

$$I_{o\text{ médio}} = \frac{\omega}{\pi} \left( \int_0^{T_{on}} i_{o1}(t) dt + \int_{T_{on}}^{T_c} i_{o2}(t) dt \right). \quad (5.23)$$

A corrente eficaz de entrada é dada pela expressão (5.24):

$$I_{S\text{ eficaz}} = \sqrt{\frac{\omega}{\pi} \left( \int_0^{T_{on}} [i_{s1}(t)]^2 dt + \int_{T_{on}}^{T_f} [i_{s2}(t)]^2 dt \right)}. \quad (5.24)$$

As potências de entrada e saída são definidas respectivamente pelas expressões (5.25) e (5.26).

$$P_{in} = \frac{\omega}{\pi} \left[ \int_0^{T_{on}} (i_{s1}(t)) \cdot V_p \cdot \text{sen}(\omega t) dt + \int_{T_{on}}^{T_f} (i_{s2}(t)) \cdot V_p \cdot \text{sen}(\omega t) dt \right]. \quad (5.25)$$

$$P_{out} = \frac{\omega}{\pi} \left[ \int_0^{T_{on}} (i_{o1}(t)) \cdot V_0 dt + \int_0^{T_{on}} (i_{o1}(t))^2 \cdot R_s dt + \int_{T_{on}}^{T_c} (i_{o2}(t)) \cdot V_0 dt + \int_{T_{on}}^{T_c} (i_{o2}(t))^2 \cdot R_s dt \right]. \quad (5.26)$$

Os parâmetros de distorção harmônica total da corrente de entrada e fator de potência podem ser obtidos de maneira análoga à do capítulo 3, ao se realizar a decomposição da corrente de entrada por meio da série de Fourier.

Por fim, têm-se as expressões que definem o valor máximo de corrente que fluem através do interruptor  $M$  e do diodo  $D$ , mostradas respectivamente em (5.27) e (5.28).

$$I_{M\_max} = i_{s1}(T_{on}) + i_{o1}(T_{on}) . \quad (5.27)$$

$$I_{D\_max} = i_{s2}(T_{on} +) + i_{o2}(T_{on} +) = i_{s1}(T_{on}) + i_{o1}(T_{on}) . \quad (5.28)$$

Portanto, definindo os principais parâmetros desse *driver* ( $v_s$ ,  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $C$ ,  $V_o$ ,  $R_s$  e  $T_{on}$ ), é desejável que se obtenham formas de onda de corrente de entrada e corrente de saída típicas, como as mostradas na Figura 5.4 ('a' e 'b'). Nota-se que esse conversor foi modelado de forma a trabalhar numa condição particular, em que a corrente de saída é contínua (MCC), enquanto a corrente de entrada chega a tocar o zero no final de seu semiciclo. Deve ser ressaltado que o valor de  $T_f$  deve ser obtido por meio de métodos numéricos ou com auxílio de ferramentas matemáticas (como por exemplo, MATLAB) ao se igualar a expressão (5.10) a zero. De um modo geral,  $T_f$  é muito próximo de  $2\pi/\omega$ .

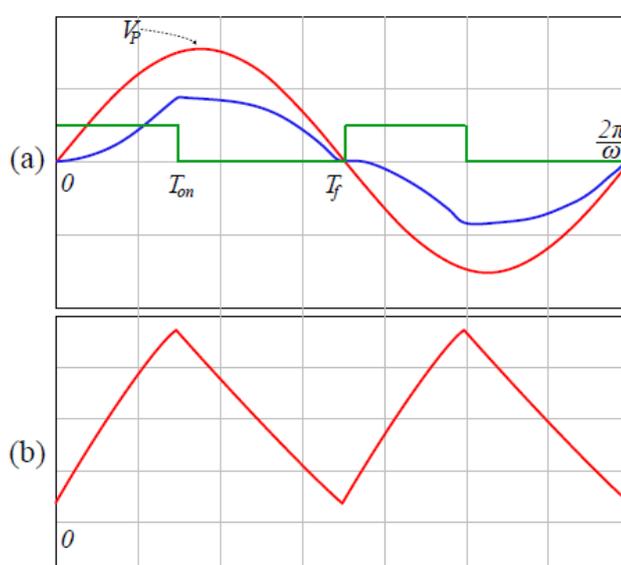


Figura 5.4: Esboço das principais formas de onda do conversor Ćuk de baixa frequência: (a) Tensão de entrada (vermelho), 150 x corrente de entrada (azul) e 5 x sinal de disparo do interruptor (verde) e (b) corrente na saída.

### 5.1.2. DEFINIÇÃO DOS PRINCIPAIS PARÂMETROS DO *DRIVER* DE UMA LUMINÁRIA LED BASEADO NO CONVERSOR ĆUK DE BAIXA FREQUÊNCIA

O *driver* baseado no pré-regulador Ćuk será utilizado para acionar uma luminária LED de iluminação pública contendo 48 LEDs Philips Luxeon R LXA7PW40 associados em série. Esse conjunto de LEDs tem seu modelo elétrico representado por uma resistência  $R_s$  igual a  $12,10 \Omega$  e tensão de joelho  $V_o$  igual a  $129,8 \text{ V}$ . Pretende-se alimentar esse arranjo de LEDs com uma corrente média de aproximadamente  $540 \text{ mA}$ , enquanto a tensão de alimentação do *driver* é de  $220 \text{ V}$  eficazes, o que resulta numa potência aproximada de

73,6W, desprezando-se a ondulação de corrente nos LEDs. Um cálculo mais preciso é apresentado mais à frente nesta seção.

Os principais parâmetros a serem definidos para o conversor Ćuk são o período de tempo  $T_{on}$  em que o interruptor  $M$  fica ligado e as indutâncias  $L_1$  e  $L_2$ .

A partir das expressões (5.3), (5.10), (5.16), (5.17) e (5.20) mostradas na seção 5.1.1, foi possível gerar com auxílio do software MATLAB as tabelas presentes do APÊNDICE II. Cada tabela foi gerada para um valor diferente de  $T_{on}$ , e possui na sua primeira coluna valores da indutância  $L_1$  e na sua primeira linha valores da indutância  $L_2$ . O cruzamento desses valores de indutância mostra qual a corrente média obtida para o par de indutores na tabela escolhida. Além do valor da corrente média, também é possível observar o valor do fator de potência obtido nessa configuração, de forma a já orientar uma escolha que leve o conversor a obter um elevado fator de potência.

Para exemplo de projeto, foi escolhida a Tabela A3 de  $T_{on}$  igual a 3,40 ms, cuja associação de indutores  $L_1$  igual a 850mH e  $L_2$  igual a 850mH levam a uma corrente de aproximadamente 539 mA (valor próximo ao de projeto) e um fator de potência de aproximadamente 0,98. Esse conjunto de parâmetros foi escolhido devido a já se dispor em laboratório de indutores que apresentam tais valores de indutância.

Definidos os valores da tensão de entrada  $v_s$ , das indutâncias  $L_1$  e  $L_2$ , do tempo  $T_{on}$  que o interruptor  $M$  fica fechado e do modelo elétrico dos LEDs, é possível estimar a potência de entrada e saída alcançada por essa luminária por meio das expressões (5.25) e (5.26). Nesse caso, foi obtido 85,1 W para a potência de entrada e 74,5 W para a potência de saída, o que resulta em um rendimento estimado de 87,5%. Além disso, é possível encontrar um fator de potência de 0,98 e a distorção harmônica total da corrente de entrada de 20,1%.

Das expressões (5.27 e 5.28), é possível calcular a máxima corrente que circula no interruptor  $M$  e no diodo  $D$ . Para os parâmetros escolhidos, a máxima corrente que esses componentes devem suportar é 1,64 A. Portanto o MOSFET IRFP460 utilizado no *driver* do capítulo 3 também se aplica a esse conversor. O diodo escolhido para compor o conversor Ćuk é o MUR 160, que suporta uma corrente de até 15 A e uma tensão reversa de 600V. Tais elementos, apesar de sobredimensionados, apresentam reduzidas perdas de condução, baixo custo, e são relativamente fáceis de serem encontrados.

O capacitor utilizado foi de 100  $\mu$ F, valor que pode ser encontrado em versões não eletrolíticas (no caso foi utilizado um com película de polipropileno). Portanto, os principais parâmetros do *driver* baseado no pré-regulador Ćuk são mostrados na Tabela 5.1.

Tabela 5.1: Parâmetros da Luminária LED acionada pelo *driver* baseado no pré-regulador Ćuk.

Parâmetros	Valor
Potência de Entrada, $P_{in}$	85,1 W
Potência de Saída, $P_{out}$	74,5 W
Tensão Eficaz de Entrada, $V_s$ (rms)	220 V
Tensão de Pico de Entrada, $V_p$	311 V
Corrente rms de Entrada, $I_{srms}$	395 mA
Corrente Média no LED, $I_{omédio}$	~540 mA
Fator de Potência	0,98
$THDi$	20,1%
Frequência de Comutação, $f_c$	120 Hz
Tempo do Interruptor Fechado, $T_{on}$	3,40 ms
Indutância, $L_1$	850 mH
Indutância, $L_2$	850 mH
Capacitância, C	100 $\mu$ F
Resistência Série do Arranjo de LEDs, $R_s$	12,1 $\Omega$
Tensão de Joelho do Arranjo de LEDs, $V_o$	129,8 V
Fluxo Luminoso Estimado	~ 7.406 lm

### 5.1.3. TÉCNICA SIMPLIFICADA DE MANUTENÇÃO DA CORRENTE DE SAÍDA APLICADA AO *DRIVER* BASEADO NO CONVERSOR ĆUK

A fim de se evitar cálculos matemáticos complexos e extensos para se obter uma função de transferência para ser aplicada no projeto de um compensador de um circuito de controle em malha fechada para o *driver* baseado no pré-regulador Ćuk, nesta seção optou-se por fazer uso da segunda técnica simplificada de manutenção de corrente de saída mostrada no final do capítulo 4 (Compensador digital simplificado).

Com auxílio de um microcontrolador e de um sensor de corrente na saída do *driver*, é possível gerar uma lógica que compara o valor da corrente nos LEDs medida pelo sensor com um valor de referência escolhido pelo usuário. O erro gerado entre o valor medido e o valor de referência é multiplicado por uma constante  $K$ , dando origem a um  $\Delta T_{on}$  que irá

incrementar ou decrementar o tempo que o interruptor  $M$  fica fechado de forma a levar a corrente nos LEDs a voltar para o valor de referência definido pelo usuário.

O valor da constante  $K$  deve ser escolhido de forma adequada. Não pode ser muito pequeno, senão levariam muitos ciclos até a corrente média de saída retornar a seu valor de referência, e nem pode ser muito elevado, do contrário ocasionaria excessivas oscilações na corrente de saída.

A escolha do valor de  $K$  se dá a partir da análise do gráfico mostrado na Figura 5.5. Esse gráfico, obtido a partir da expressão (5.23), mostra a variação de  $T_{on}$  em função da corrente média de saída próximo ao ponto de operação definido para esse conversor. Essa variação pode ser aproximada por uma reta, cujo coeficiente angular pode ser calculado a partir dos pontos (538,7mA e 3,398ms) e (543,9mA e 3,402ms). O valor de  $K$  foi definido, então, como sendo 50% do valor do coeficiente angular calculado, ou seja, 0,000385ms/mA. Esse valor evita que a dinâmica da corrente de saída experimente variações bruscas nas sucessivas definições de  $T_{on}$ .

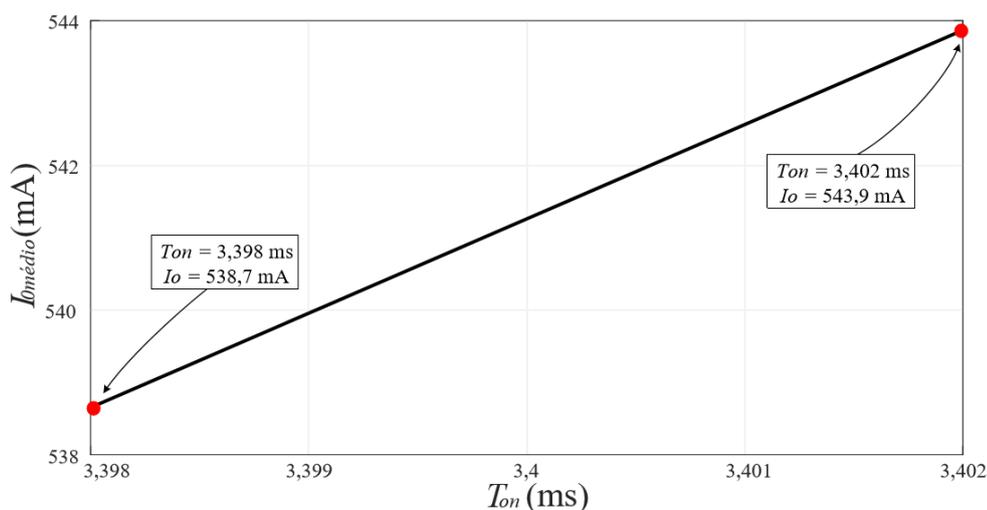


Figura 5.5: Variação da corrente média de saída (corrente nos LEDs) em função do tempo  $T_{on}$  que o interruptor  $M$  fica fechado próximo ao ponto de operação.

Com essa técnica é possível manter o valor da corrente nos LEDs mesmo que perturbações ocorram na tensão de entrada ou na carga, e levar a corrente de saída a seguir a referência mesmo quando outros valores são adotados. Além disso, é possível aplicá-la a outros conversores, bastando definir o valor adequado de  $K$ , um procedimento mais rápido e menos complexo do que o projeto clássico de uma malha de controle fechada.

### 5.1.4. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

As simulações serão realizadas em malha aberta (a fim de validar os parâmetros escolhidos na seção 5.1.2) e aplicando a técnica simplificada de manutenção da corrente de saída, a fim de se avaliar a atuação dessa técnica quando perturbações ocorrem na tensão de entrada.

#### A. Resultados de simulação em malha aberta

A Figura 5.6 mostra o conversor Ćuk simulado no PSIM como *driver* de uma luminária de 48 LEDs.

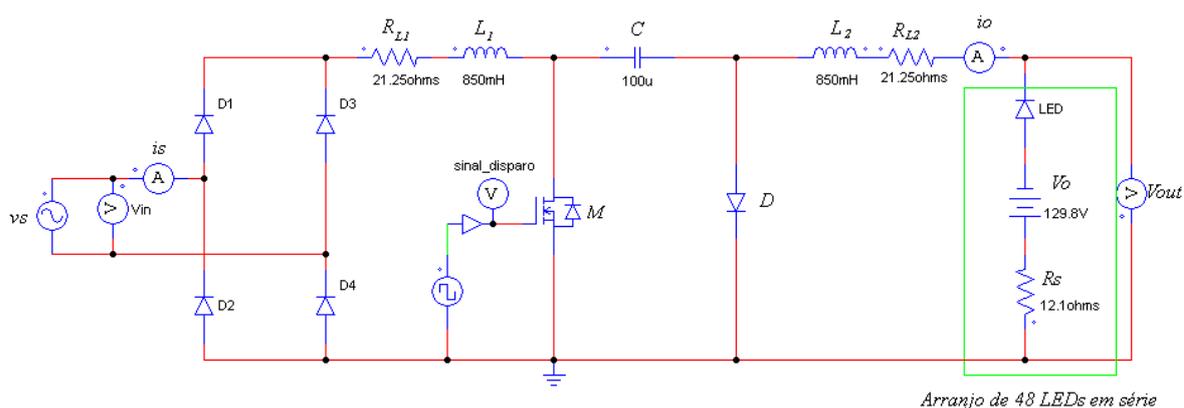


Figura 5.6: Pré-regulador Ćuk de baixa frequência como circuito de acionamento de LEDs.

A simulação em malha aberta do *driver* de baixa frequência baseado no pré-regulador Ćuk faz uso dos parâmetros mostrados na Tabela 5.1.

Os resultados de simulação são mostrados nas Figura 5.7 (a) e (b). Nesse caso, foi alcançado um fator de potência de 0,98 com uma distorção harmônica total da corrente de entrada de 20,1%. A corrente eficaz de entrada obtida foi de 399 mA. A corrente média de saída foi de 544 mA. Nota-se que a corrente de saída tem uma natureza contínua, porém com um elevado *ripple* ondulação).

A potência de entrada alcançada foi de 86,1 W, enquanto a potência de saída encontrada foi de 75,1W.

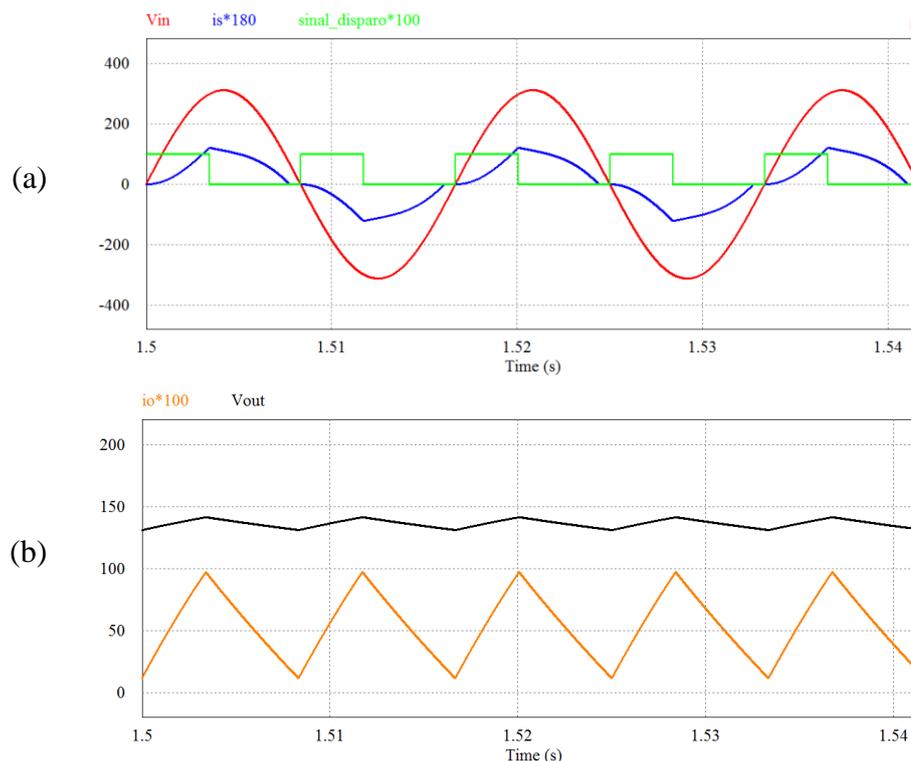


Figura 5.7: Resultados de simulação do pré-regulador Ćuk como *driver* de uma luminária com 48 LEDs  
 (a) Tensão de entrada (vermelho), corrente de entrada x180 (azul) e pulsos de comutação (verde);  
 (b) corrente de saída x 100 (laranja) e tensão de saída (preto).

### B. Resultados de simulação com a estratégia simplificada de manutenção da corrente média de saída

Nessas simulações foram mantidos os parâmetros  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $C$ ,  $V_o$  e  $R_s$  da simulação anterior, porém foi inserido um bloco C (cujo principais informações constam no APÊNDICE III), que emula o microcontrolador programado com a estratégia simplificada de manutenção da corrente de saída. Nesse caso, a corrente de referência definida foi de 540 mA.

A Figura 5.8 mostra o resultado de simulação no software PSIM, em que a estratégia descrita rejeita uma perturbação na tensão de entrada e retorna o valor da corrente média de saída para o valor de referência. Nesse caso, após o regime transitório que durou aproximadamente 150 ms, o valor de  $T_{on}$  foi ajustado em 3,30 ms e a corrente média de saída obtida foi de 541 mA.

A Figura 5.9 mostra o resultado de simulação para um degrau duplo de referência de corrente. Nesse caso, após 1 segundo, o valor de referência foi ajustado de 100% para 50% do valor nominal da corrente média de saída e posteriormente de 50% para 75% do valor nominal da corrente média de saída.

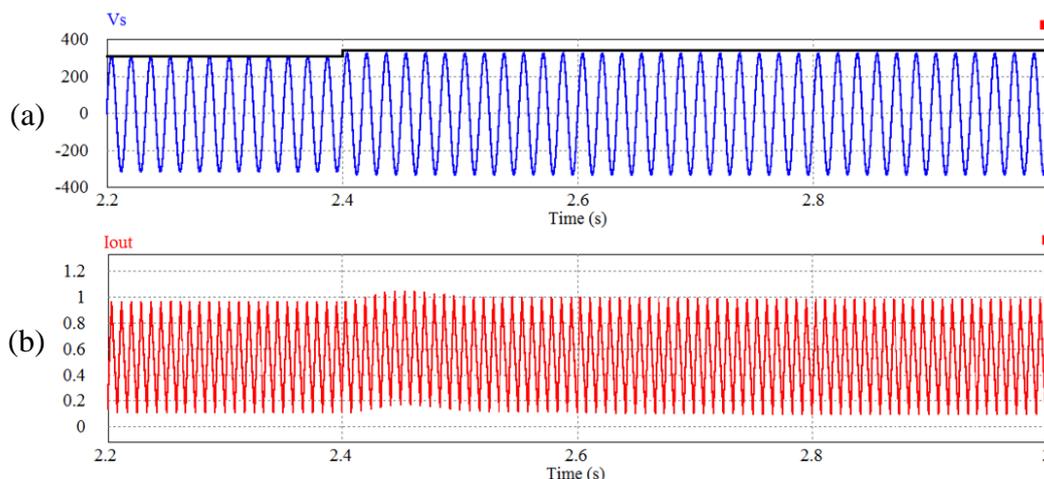


Figura 5.8: Desempenho do compensador digital simplificado aplicado ao pré-regulador Ćuk submetido a um degrau de tensão na entrada: (a) Tensão da rede elétrica (b) Corrente nos LEDs.

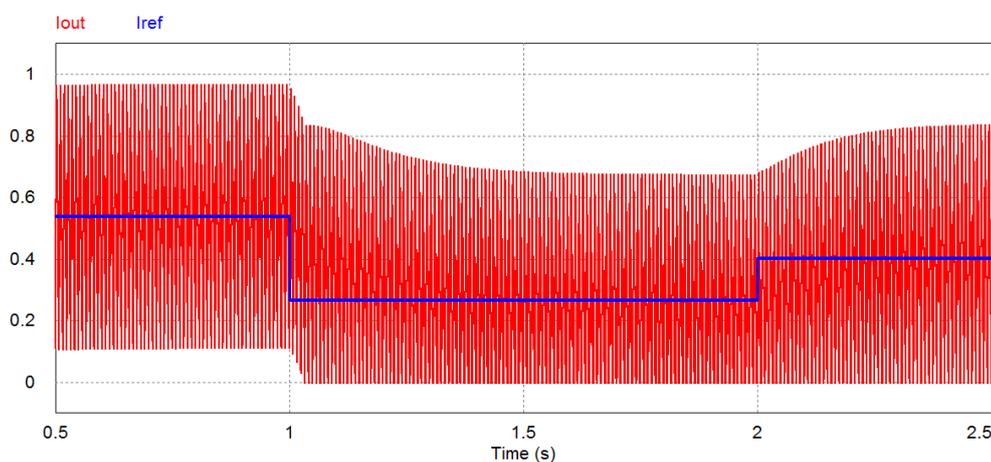


Figura 5.9: Desempenho do compensador digital simplificado aplicado ao pré-regulador Ćuk quando submetido a degraus de referência de 100% do valor nominal para 50% do valor nominal e posteriormente para 75% do valor nominal. Corrente nos LEDs em vermelho e corrente de referência em azul.

### 5.1.5. RESULTADOS EXPERIMENTAIS DE CARACTERÍSTICAS ELÉTRICAS

O protótipo do pré-regulador Ćuk de baixa frequência utilizado para acionar uma luminária de 48 LEDs é mostrado na Figura 5.10 (Nota-se que foi realizada uma associação série de indutores para se obter a indutância desejada, o que também contribui para uma condição de driver volumoso e pesado). Os principais componentes utilizados na montagem do protótipo são mostrados na Tabela 5.2. Os parâmetros elétricos foram obtidos com o osciloscópio TEKTRONIX DPO-3014 e o wattímetro YOKOGAWA WT-230.

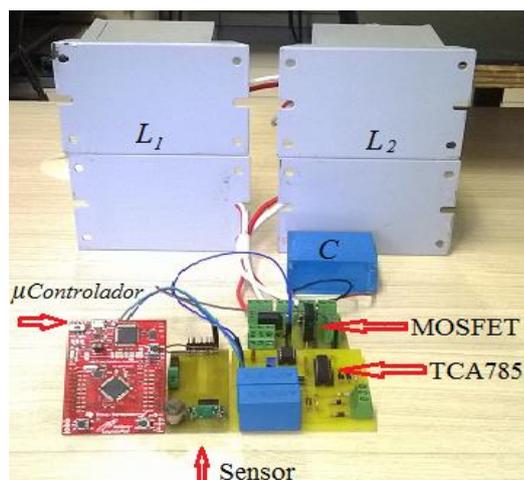


Figura 5.10: Fotografia do protótipo do pré-regulador Ćuk de baixa frequência utilizado como *driver* de uma luminária LED de iluminação pública.

Tabela 5.2: Principais componentes do protótipo do pré-regulador Ćuk.

Componentes	Modelos
Interruptor (Transistor)	IRFP 460
Ponte Retificadora	2KBP06M
Diodo	MUR160
Capacitor	Epcos B32778G4107K000 100 $\mu$ F /450V
Indutores	Indutâncias $L_1$ e $L_2$ iguais a 850 mH
Detector de Zero	TCA 785
Microcontrolador	Stellaris EK-LM4F120XL
Optoacopladores	HCPL3120 e 6N135

A Figura 5.11 mostra as formas de onda da tensão e corrente de entrada obtidas para o pré-regulador Ćuk, que já englobam em sua configuração o microcontrolador e o sensor de corrente para aplicar a estratégia simplificada de manutenção de corrente de saída. O fator de potência medido foi de 0,98 com uma distorção harmônica total da corrente de entrada de 21,08%. A potência total de entrada medida foi de 89,0 W.

A Figura 5.12 mostra a corrente de saída e os pulsos de comutação no *gate* do MOSFET, sendo possível observar que o tempo  $T_{on}$  foi ajustado em 3,41 ms para que o *driver* pudesse fornecer uma corrente média de 541 mA na saída. Como pode ser visto, a corrente de saída desse conversor tem uma natureza contínua, com um *ripple* (ondulação) de aproximadamente 168%. A potência média de saída obtida para esse conversor foi de 76,1W, o que resulta em um rendimento de 85,5%. O menor rendimento se justifica pelas perdas que ocorreram no circuito de disparo, nas não idealidades desconsideradas e pelas perdas adicionais que ocorreram devido à associação dos indutores.

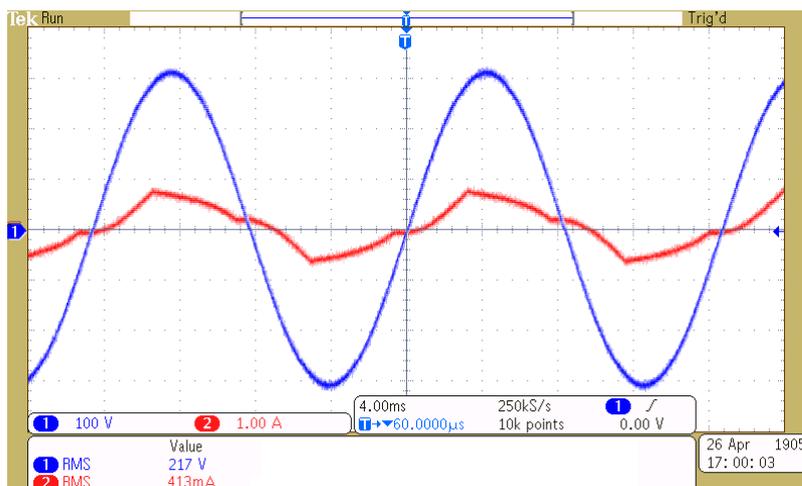


Figura 5.11: Tensão (azul) e corrente (vermelho) de entrada do pré-regulador Ćuk. Escalas do Osciloscópio: 100V/div, 1A/div e 4ms/div.

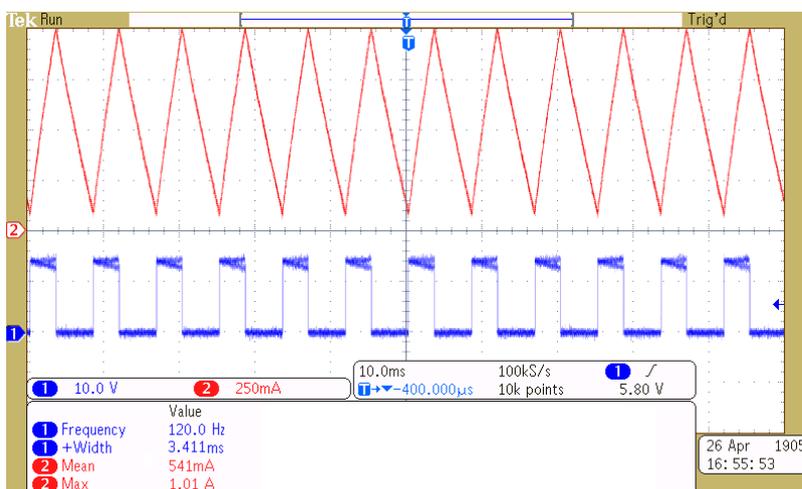


Figura 5.12: Corrente de saída do pré-regulador Ćuk (vermelho) e pulsos de comutação do MOSFET (azul). Escalas do Osciloscópio: 10V/div, 250 mA/div e 10ms/div.

A fim de se avaliar a técnica simplificada de manutenção da corrente de saída atuando, também foram inseridas no circuito perturbações na tensão de entrada, na corrente de referência utilizada e na carga. As linhas em preto nas Figuras 5.13 a 5.16 indicam os instantes que os degraus de tensão, referência e carga ocorreram.

A Figura 5.13 mostra a dinâmica da corrente nos LEDs para um degrau na tensão de entrada de 220 V para 231 V. Nota-se que a técnica proposta minimizou o erro da corrente de saída perante esta perturbação na tensão de entrada em aproximadamente 200 ms. Em regime permanente, a corrente média de saída obtida após a perturbação foi de 541 mA.

A Figura 5.14 mostra a dinâmica da corrente nos LEDs quando a tensão de entrada sofre um degrau de 220 V para 202 V. Em regime permanente, a corrente média de saída obtida também foi de 541 mA.

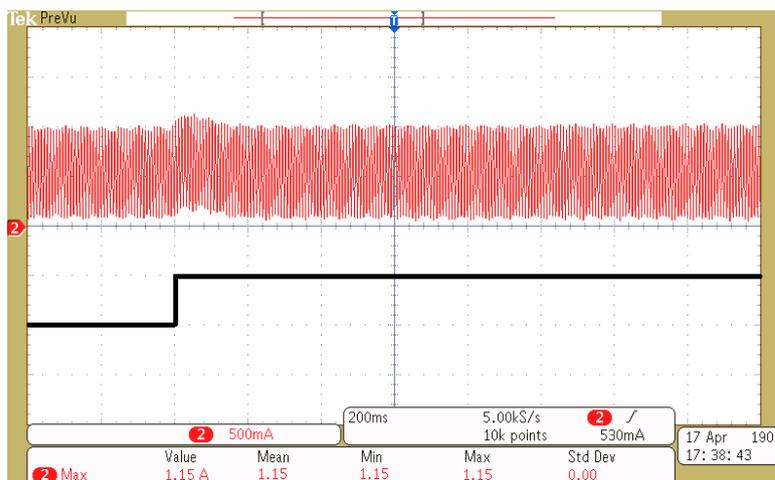


Figura 5.13: Dinâmica da corrente nos LEDs acionados por um pré-regulador Ćuk (utilizando o compensador digital simplificado) após variação da tensão de entrada  $V_S$  de 220V para 231V.

Escalas do Osciloscópio: 500 mA/div e 200ms/div.

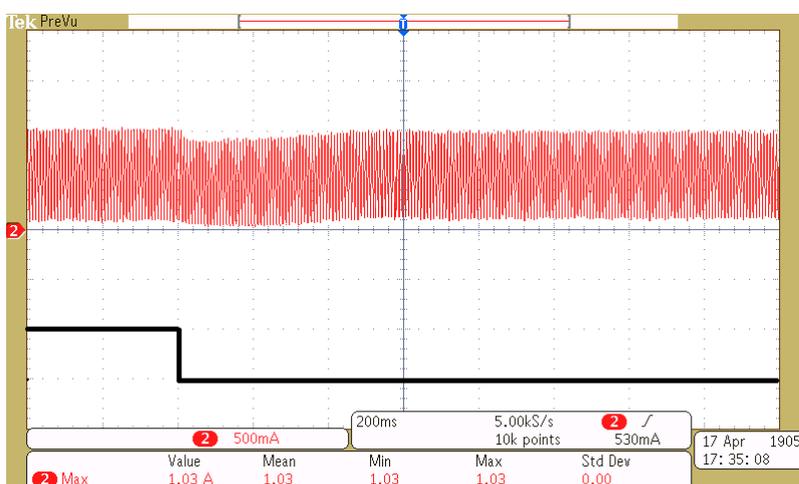


Figura 5.14: Dinâmica da corrente nos LEDs acionados por um pré-regulador Ćuk (utilizando o compensador digital simplificado) após variação da tensão de entrada  $V_S$  de 220V para 212V.

Escalas do Osciloscópio: 500 mA/div e 200ms/div.

A Figura 5.15 mostra o resultado do ensaio para um degrau duplo na referência de corrente, onde é possível observar a dinâmica da corrente nos LEDs quando a corrente de referência sofre um degrau para 50% de seu valor nominal e posteriormente outro degrau para 75% de seu valor nominal.

A Figura 5.16 mostra a dinâmica da corrente nos LEDs após um degrau de carga que simula uma falha em curto-circuito em um grupo de 4 LEDs em série. Após o número de LEDs mudar de 48 para 44, a corrente média de saída obtida em regime permanente foi de 539,5 mA.

Por fim, a Figura 5.17 compara o conteúdo harmônico da corrente de entrada do pré-regulador Ćuk com os limites impostos pela norma IEC 61000-3-2: 2014 Classe C. Neste caso, é possível observar que o protótipo avaliado está em conformidade com a norma.

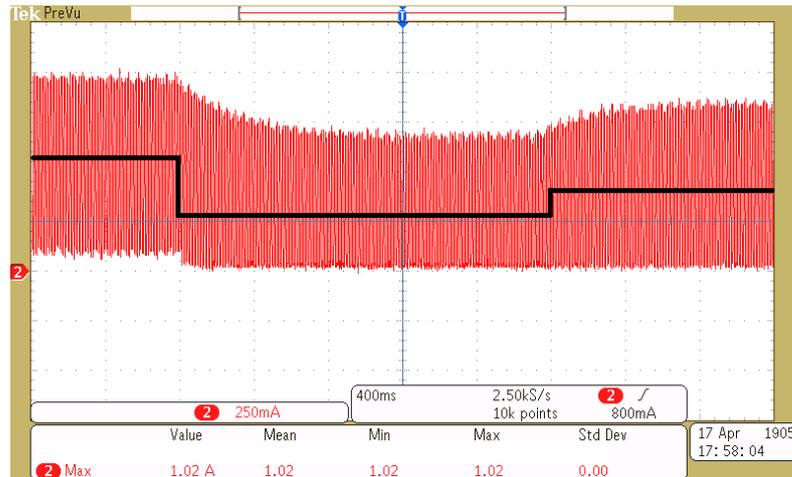


Figura 5.15 : Dinâmica da corrente nos LEDs acionados por um pré-regulador Ćuk (utilizando o compensador digital simplificado) após variação da corrente de referência de 100% para 50% do valor nominal e após variação de 50% para 75% do valor nominal. Escalas do Osciloscópio: 250 mA/div e 400ms/div.

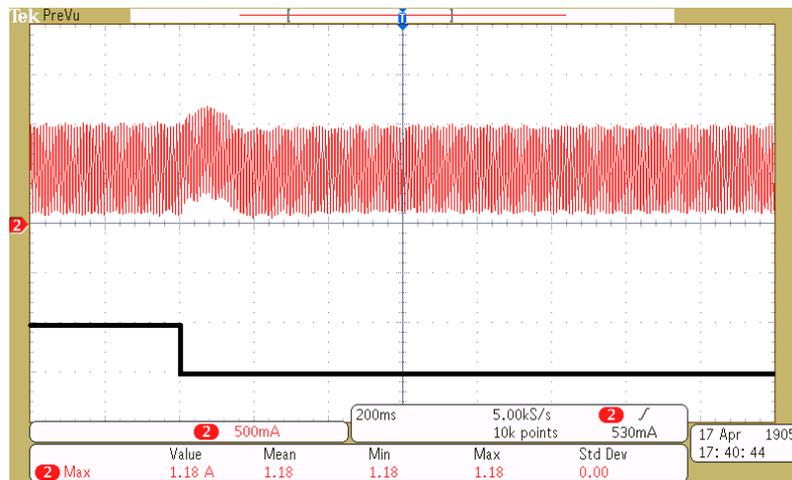


Figura 5.16: : Dinâmica da corrente nos LEDs acionados por um pré-regulador Ćuk (utilizando o compensador digital simplificado) após mudança na carga de 48 LEDs para 44 LEDs. Escalas do Osciloscópio: 500 mA/div e 200ms/div.

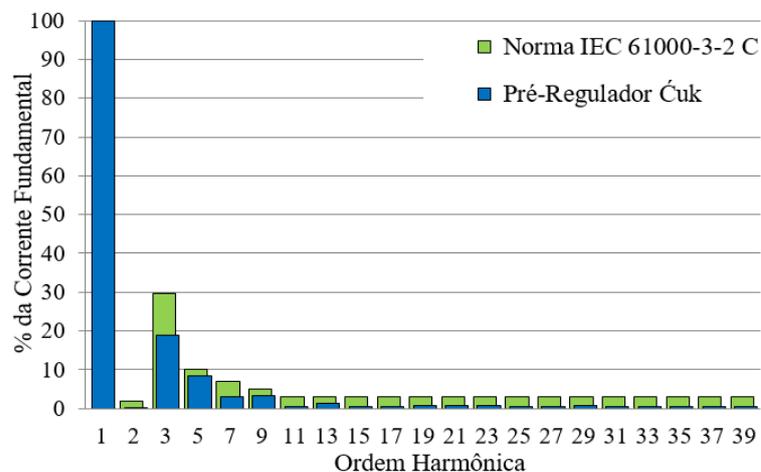


Figura 5.17: Conteúdo harmônico da corrente de entrada do pré-regulador Ćuk comparado aos limites estabelecidos pela norma IEC 61000-3-2:2014 Classe C.

### 5.1.6. RESULTADOS EXPERIMENTAIS DE CARACTERÍSTICAS FOTOMÉTRICAS

Os impactos fotométricos causados pela forma de onda de corrente contínua de saída com elevada ondulação fornecida pelo pré-regulador  $\acute{C}uk$  de baixa frequência são mostrados na Tabela 5.3. O teste foi realizado como descrito no capítulo 3, comparando os resultados fotométricos obtidos nos LEDs quando alimentados pela forma de onda do conversor proposto e quando alimentados por uma corrente CC ideal de valor médio igual à fornecida pelo conversor. O ensaio foi realizado em um módulo de 12 LEDs, que estava associado em série com os outros 36 LEDs localizados no exterior da esfera integradora LABSPHERE LMS 400.

Tabela 5.3: Comparação dos parâmetros fotométricos.

Parâmetros	Fonte CC Ideal	Pré-Regulador $\acute{C}uk$
Fluxo Luminoso (lumens)	1.970	1.870
TCC (Kelvin)	3.806	3.873
IRC	72,4	72,6
Cromaticidade x	0,387	0,385
Cromaticidade y	0,381	0,382

Os resultados fotométricos obtidos com auxílio da esfera integradora mostram uma redução de 5,08% no fluxo luminoso emitido pelos LEDs quando esses são alimentados pelo pré-regulador  $\acute{C}uk$ . Na temperatura correlata de cor foi observada uma variação de 1,73%. Os desvios observados na cromaticidade e no índice de reprodução de cores foram mínimos. O fluxo luminoso estimado para a luminária a partir dos resultados obtidos na esfera integradora é de 7.480 lumens, o que resulta em uma eficácia luminosa aproximada de 84,0 lm/W. O percentual de *flicker* medido foi de 82%.

A eficiência fotoelétrica da luminária acionada por esse *driver* é o produto do rendimento elétrico do *driver* (85,5%) pela eficiência fotométrica do LED alimentado pela forma de onda de corrente desse conversor (94,92%). Portanto, a luminária LED acionada pelo *driver* de baixa frequência baseado no conversor  $\acute{C}uk$  tem uma eficiência fotoelétrica de 81,16%.

Nota-se pelos resultados supracitados, que em comparação ao *driver* baseado no pré-regulador *boost*, a aplicação do pré-regulador  $\acute{C}uk$  de baixa frequência alcança um percentual

de *flicker* menor devido a característica de sua forma de onda de corrente de saída, que é contínua, mas de elevado *ripple* (168%). Contudo, os parâmetros fotoelétricos apresentaram indicadores piores em comparação com *driver* baseado no *boost*. Isso ocorre porque esse conversor é menos eficiente devido a necessidade de indutores volumosos e pesados, além de precisar operar com potência mais baixa.

## 5.2. PRÉ-REGULADOR *BOOST* QUADRÁTICO DE BAIXA FREQUÊNCIA COMO *DRIVER* DE UMA LUMINÁRIA LED DE ILUMINAÇÃO PÚBLICA

A Figura 5.18 ilustra o circuito de um pré-regulador *boost* quadrático sendo aplicado como *driver* para LEDs.

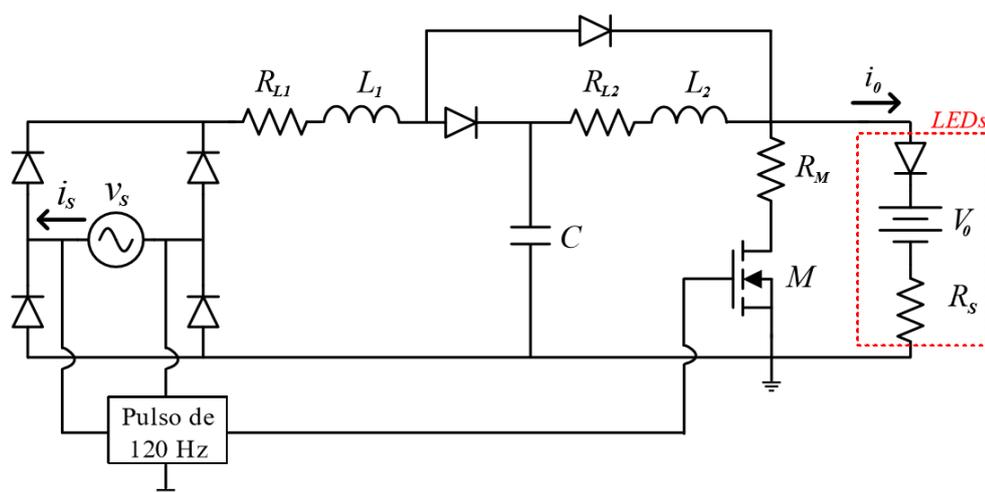


Figura 5.18: *Driver* de baixa frequência baseado no conversor *boost* quadrático.

Essa topologia derivada do conversor *boost* se diferencia pelo acréscimo de um indutor ( $L_2$ ), um capacitor de reduzida capacitância ( $C$ ) e dois diodos.

Optou-se por estudar o circuito, com o intuito de definir elementos e parâmetros de operação, por meio de simulações computacionais empregando-se o software PSIM. Ou seja, neste trabalho não se dedicou à modelagem matemática de tal conversor. Assim, conhecendo alguns parâmetros típicos aplicados em luminárias LED de iluminação pública, foi possível realizar simulações visando resultados que fossem compatíveis com os níveis de potência aplicados em iluminação pública e que atendessem o máximo de quesitos possíveis das normas vigentes. O *driver* baseado nesse conversor propõe acionar um arranjo de 100 LEDs Philips Luxeon R LXA7PW40 com uma corrente média de 540mA.

### 5.2.1. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

O arranjo de 100 LEDs utilizado nessa simulação teve seu modelo elétrico definido por  $R_s$  igual a  $25,40 \Omega$  e  $V_0$  igual a  $270,6 \text{ V}$ . As indutâncias  $L_1$  e  $L_2$  valem respectivamente  $377\text{mH}$  e  $100\text{mH}$ , enquanto o capacitor  $C$  vale  $2 \mu\text{F}$ . A fim de se obter resultados mais próximos da realidade, também foram consideradas as perdas nos indutores  $L_1$  e  $L_2$ , representadas respectivamente pelas resistências de  $14,0 \Omega$  e  $3,6 \Omega$ . Além disso,  $T_{on}$  foi ajustado em  $2 \text{ ms}$  e a tensão de entrada adotada foi de  $220 \text{ V}$  eficazes ( $311 \text{ V}$  de pico). A Figura 5.19 ('a' e 'b') mostra os resultados de simulação obtidos.

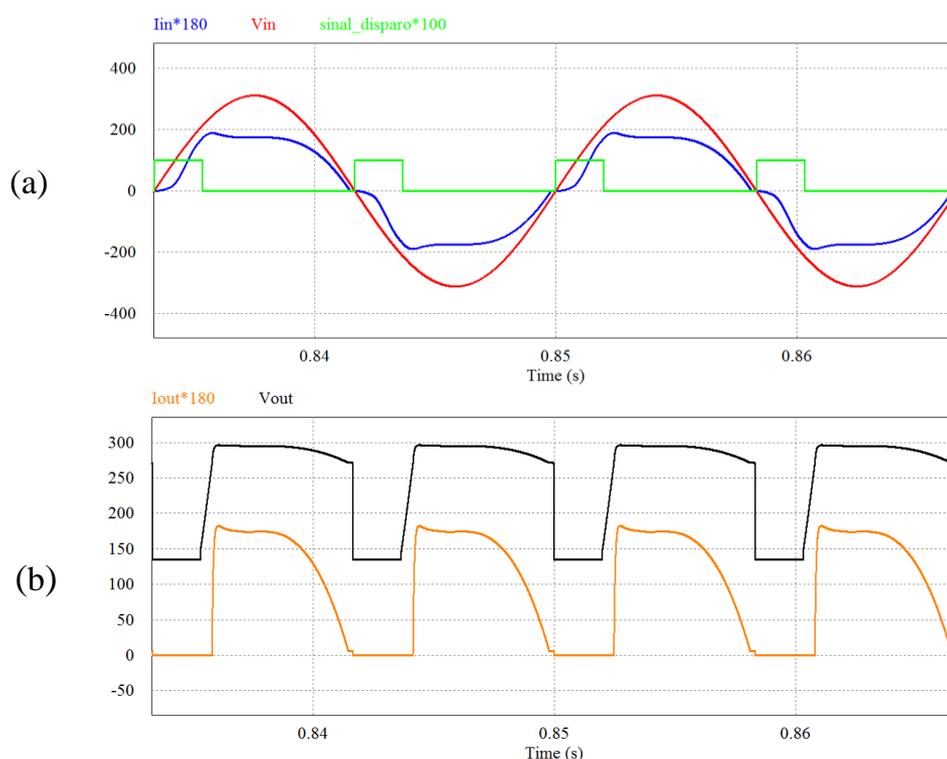


Figura 5.19: Resultados de simulação para o pré-regulador *boost* quadrático como *driver* de uma luminária com 100 LEDs: (a) Tensão de entrada (vermelho), 180 x corrente de entrada (azul) e pulsos de comutação (verde); (b) 180 x corrente de saída (laranja) e tensão de saída (preto).

Nesta simulação, foi alcançado um fator de potência de 0,99 enquanto a distorção harmônica total da corrente de entrada foi de 13,8%. A corrente eficaz de entrada foi de  $770\text{mA}$  e a corrente média de saída foi de  $540 \text{ mA}$ . A potência total de entrada obtida foi de  $167,6 \text{ W}$  e a potência total de saída de  $158,4 \text{ W}$ .

## 5.2.2. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Buscando validar os resultados obtidos durante as simulações na prática, o protótipo desse *driver* foi implementado em laboratório, tendo sido utilizado para acionar uma luminária de 100 LEDs Philips Luxeon R LXA7PW40 que foi avaliada tanto do ponto de vista elétrico como fotométrico. Vale ressaltar que, nesse caso, o circuito foi montado em malha aberta, i. e. nenhuma técnica de controle da corrente de saída foi implementada para esse *driver*.

Os principais componentes utilizados nesse protótipo são mostrados na Tabela 5.4.

Tabela 5.4: Principais componentes do protótipo do pré-regulador *boost* quadrático.

Componentes	Modelos
Interruptor (Transistor)	IRFP 460
Ponte Retificadora	2kBP06M
Diodo	MUR160
Capacitor	2 $\mu$ F /600V
Indutores	Indutâncias $L_1$ igual a 377 mH e $L_2$ igual a 100 mH
Detector de Zero	TCA 785
Microcontrolador	Stellaris EK-LM4F120XL
Optoacopladores	HCPL3120 e 6N135

### A. Resultados da Avaliação Elétrica

A Figura 5.20 mostra as formas de onda da tensão de entrada e corrente de entrada obtidas neste *driver*. O fator de potência alcançado foi de 0,99 para uma distorção harmônica total da corrente de entrada de 14,20%. A potência total de entrada medida foi de 170,6 W.

A Figura 5.21 mostra as formas de onda da corrente de saída do pré-regulador *boost* quadrático (corrente no arranjo de LEDs) e os pulsos de comutação de duração  $T_{on}$  igual a 2,02 ms no *gate* do MOSFET. A corrente média obtida foi de 542 mA, com um valor de pico de 1,02 A. A potência total de saída foi de 159,4 W. O rendimento obtido para esse *driver* foi de 93,43%.

A Figura 5.22 mostra que o pré-regulador *boost* quadrático está em conformidade com a norma IEC 61000-3-2: 2014 Classe C.

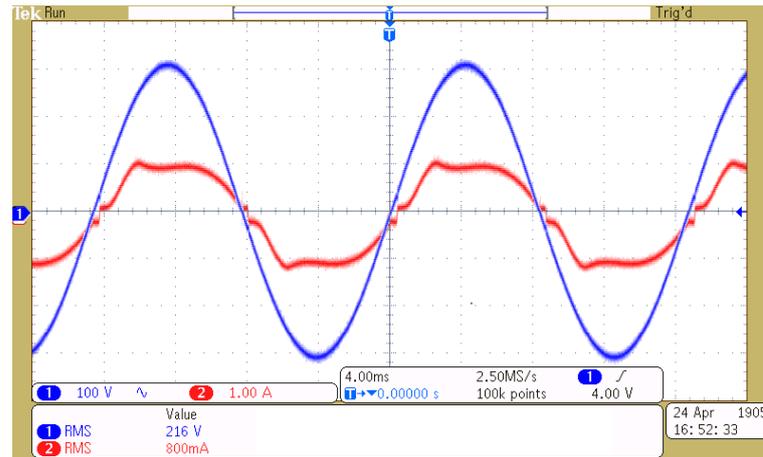


Figura 5.20: Formas de onda CA para o pré-regulador *boost* quadrático: Tensão de entrada (azul) e corrente de entrada (vermelho). Escalas do Osciloscópio: 100V/div, 1A/div e 4ms/div.

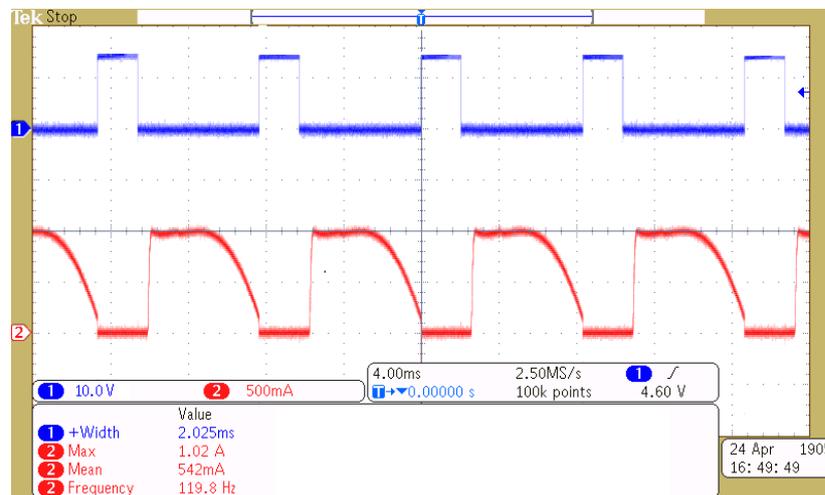


Figura 5.21: Formas de onda selecionadas para o pré-regulador *boost* quadrático: Corrente de saída (vermelho) e pulsos de comutação no *gate* do MOSFET (azul). Escalas do Osciloscópio: 10V/div, 500 mA/div e 4ms/div.

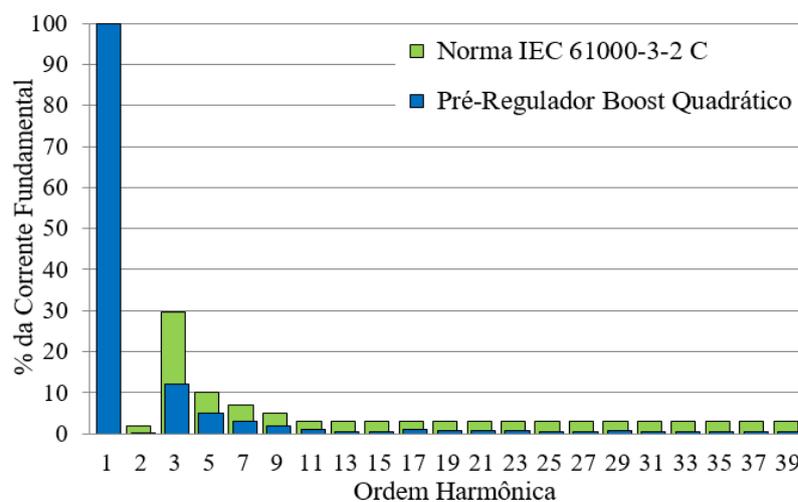


Figura 5.22: Conteúdo harmônico da corrente de entrada do pré-regulador *boost* quadrático comparado aos limites estabelecidos pela norma IEC 61000-3-2:2014 Classe C.

## B. Resultados da Avaliação Fotométrica

O teste foi realizado comparando os resultados fotométricos obtidos nos LEDs quando alimentados pela forma de onda do conversor *boost* quadrático e quando alimentados por uma corrente CC ideal de valor médio igual a fornecida pelo conversor. O ensaio foi realizado em um módulo de 12 LEDs, que estava associado em série com os outros 88 LEDs localizados no exterior da esfera integradora.

Os principais resultados de características fotométricas obtidos são mostrados na Tabela 5.5.

Tabela 5.5: Comparação dos parâmetros fotométricos.

Parâmetros	Fonte CC Ideal	Pré-Regulador <i>Boost</i> Quadrático
Fluxo Luminoso (lumens)	1.976	1.811
TCC (Kelvin)	3.843	3.887
IRC	72,7	72,5
Cromaticidade x	0,387	0,385
Cromaticidade y	0,381	0,379

Os resultados do teste fotométrico mostram uma redução de 8,35% no fluxo luminoso emitido pelos LEDs quando esses são alimentados pela corrente descontínua do pré-regulador *boost* quadrático. Desvios de 1,13% na temperatura correlata de cor e 0,28% no índice de reprodução de cores também foram observados. O fluxo luminoso estimado para essa luminária é cerca de 15.100 lumens, o que resulta em uma eficácia luminosa de aproximadamente de 88,5 lm/W. No ensaio realizado na câmara escura, um percentual de *flicker* de 100% foi observado nos LEDs alimentados por esse *driver*. Além disso, a eficiência fotoelétrica da luminária acionada por esse *driver* foi de 85,62%.

O *driver* baseado no pré-regulador *boost* quadrático têm como principal vantagem em relação aos anteriores o fato de alcançar uma potência mais elevada. Por outro lado, devido a necessidade de um segundo indutor, ele possui um rendimento menor do que o do pré-regulador *boost*, mas ainda assim, melhor do que a do pré-regulador *Ćuk*, que necessita de dois indutores maiores e mais volumosos.

### 5.3. PRÉ-REGULADOR *BOOST* DE BAIXA FREQUÊNCIA COM FILTRO INDUTIVO NA SAÍDA COMO *DRIVER* DE UMA LUMINÁRIA LED DE ILUMINAÇÃO PÚBLICA

A Figura 5.23 ilustra o circuito de um pré-regulador *boost* com filtro indutivo na saída sendo aplicado como *driver* para LEDs. Essa topologia, derivada do conversor *boost*, se diferencia pelo acréscimo de um indutor ( $L_2$ ) em série com os LEDs. Assim, é possível reduzir a ondulação da corrente nos LEDs e consequentemente reduzir a capacitância de saída ( $C$ ) para valores em que seja possível encontrar capacitores não eletrolíticos de elevada vida útil. Além disso, nessa configuração é possível alcançar a modulação de *flicker* necessária para o atendimento às recomendações mostradas na seção 3.6, uma vez que esse *driver* alimenta os LEDs com uma corrente contínua e com *ripple* reduzido.

Como para a topologia anterior, os principais componentes e parâmetros presentes nesse *driver* foram escolhidos com auxílio da ferramenta de simulação PSIM. O *driver* baseado nesse conversor propõe acionar um arranjo de 96 LEDs Philips Luxeon R LXA7PW40 com uma corrente média de 540 mA.

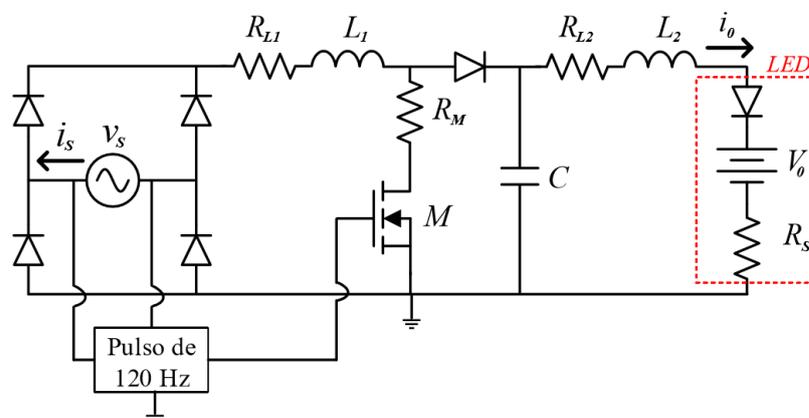


Figura 5.23: *Driver* de baixa frequência baseado no conversor *boost* com filtro indutivo na saída.

#### 5.3.1. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

O arranjo de 96 LEDs utilizado nessa simulação teve seu modelo elétrico definido por  $R_s$  igual a  $24,38 \Omega$  e  $V_0$  igual a  $259,8 \text{ V}$ . As indutâncias  $L_1$  e  $L_2$  valem  $377 \text{ mH}$ , enquanto o capacitor  $C$  vale  $80 \mu\text{F}$ . A fim de se obterem resultados mais próximos da realidade, também foram consideradas as perdas nos indutores  $L_1$  e  $L_2$ , representadas pelas resistências de  $14,0 \Omega$ .

A tensão de entrada é de 220 V eficazes. O valor de  $T_{on}$  foi ajustado em 2,6 ms. A Figura 5.24 ('a' e 'b') mostra os resultados de simulação obtidos.

Nesta simulação, foi alcançado um fator de potência de 0,99 enquanto a distorção harmônica total da corrente de entrada foi de 9,75%. A corrente eficaz de entrada obtida foi de 735 mA e a corrente média de saída foi de 541 mA. Nota-se que, nesse caso, a corrente de entrada tem a forma de onda característica dos *drivers* de baixa frequência avaliados até então, enquanto a forma de onda da corrente de saída é contínua e com reduzida ondulação (13%). A potência total de entrada alcançada foi de 159,6 W e a potência total de saída de 147,9 W, resultando em um rendimento de aproximada de 92,7%.

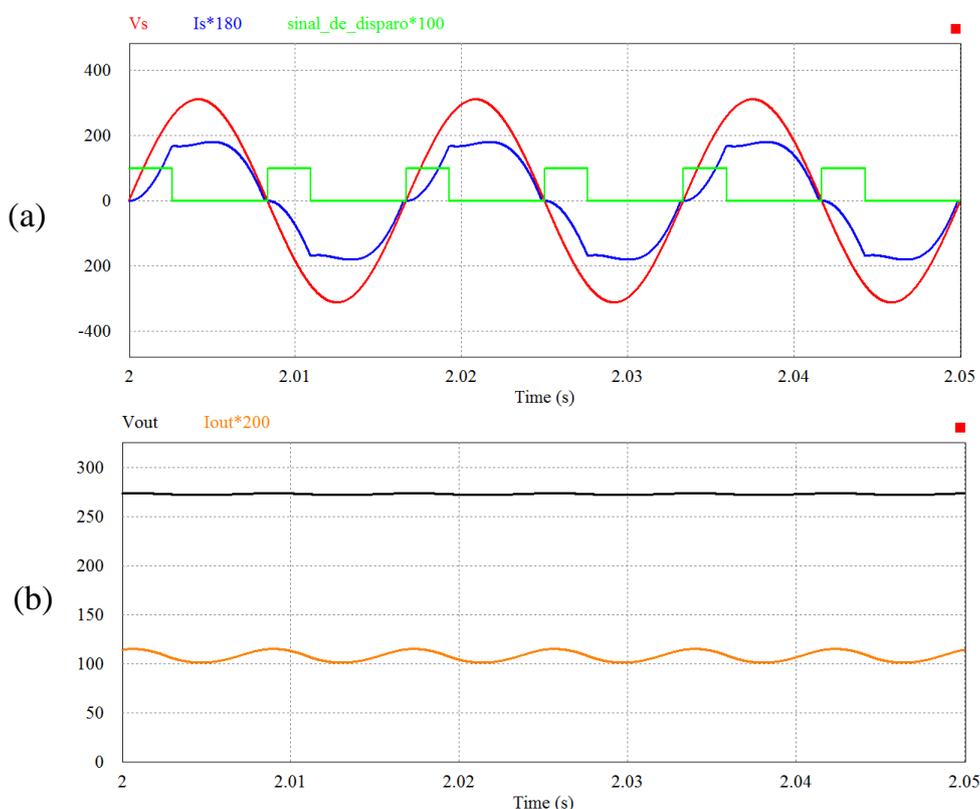


Figura 5.24: Resultados de simulação para o pré-regulador *boost* com filtro indutivo na saída como *driver* de uma luminária com 96 LEDs: (a) Tensão de entrada (vermelho), 180 x corrente de entrada (azul) e pulsos de comutação (verde); (b) 200 x corrente de saída (laranja) e tensão de saída (preto).

### 5.3.2. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Buscando validar os resultados obtidos durante as simulações na prática, o protótipo do *driver* empregando o pré-regulador *boost* com filtro indutivo na saída foi implementado

em laboratório e utilizado para acionar uma luminária de 96 LEDs Philips Luxeon R LXA7PW40.

Essa luminária foi avaliada tanto do ponto de vista elétrico como fotométrico. Assim como o *driver* baseado no pré-regulador *boost* quadrático, o *driver* apresentado nessa seção também foi avaliado somente em malha aberta, sem nenhuma estratégia de controle da corrente nos LEDs.

Os principais componentes utilizados nesse protótipo são mostrados na Tabela 5.6.

Tabela 5.6: Principais componentes do protótipo do pré-regulador *boost* com filtro indutivo na saída.

Componentes	Modelos
Interruptor (Transistor)	IRFP 460
Ponte Retificadora	2KBP06M
Diodo	MUR160
Capacitor	Epcos M90519428377G 80 $\mu$ F /450V
Indutores	Indutâncias $L_1$ e $L_2$ iguais a 377 mH
Detector de Zero	TCA 785
Microcontrolador	Stellaris EK-LM4F120XL
Optoacopladores	HCPL3120 e 6N135

#### A. Resultados da Avaliação Elétrica

A Figura 5.25 mostra as formas de onda da tensão de entrada e corrente de entrada obtidas neste *driver*. O fator de potência medido foi de 0,99 com uma distorção harmônica da corrente de entrada de 9,32%. A potência total de entrada medida foi de 164,4 W.

A Figura 5.26 mostra as formas de onda da corrente de saída e os pulsos de comutação de duração  $T_{on}$  igual a 2,62 ms no *gate* do MOSFET desse *driver*. A corrente média de saída obtida foi de 542 mA. A potência total de saída medida foi de 153,2 W. O rendimento obtido para esse conversor foi de 93,24%. A ondulação de corrente nos LEDs foi de 20%, valor bem menor do que as alternativas investigadas anteriormente.

A Figura 5.27 mostra que o pré-regulador *boost* com filtro indutivo na saída também está em conformidade com a norma IEC 61000-3-2:2014 Classe C.

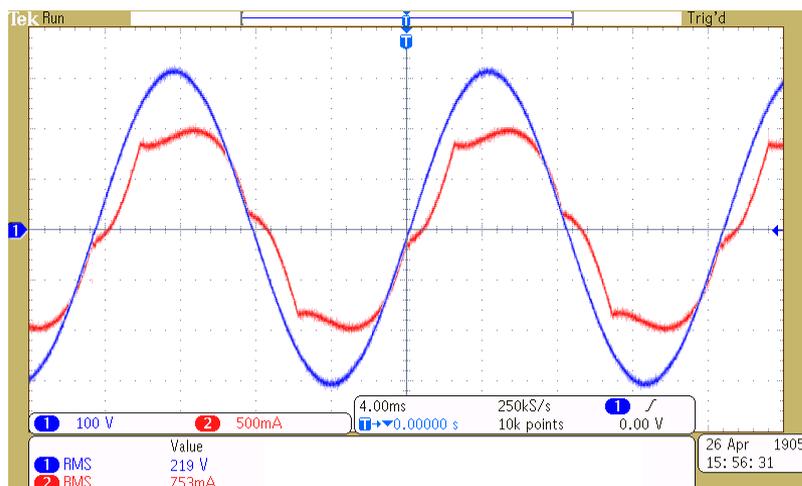


Figura 5.25: Formas de onda do pré-regulador *boost* com filtro indutivo na saída: Tensão de entrada (azul) e corrente de entrada (vermelho). Escalas do Osciloscópio: 100V/div, 500mA/div e 4ms/div.

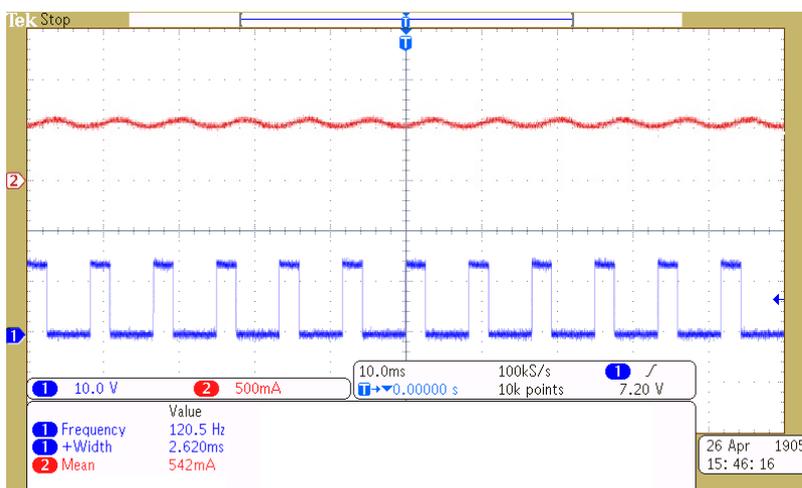


Figura 5.26: Formas de onda do pré-regulador *boost* quadrático: Corrente de saída (vermelho) e pulsos de comutação no *gate* do MOSFET (azul). Escalas do Osciloscópio: 10V/div, 500 mA/div e 10ms/div.

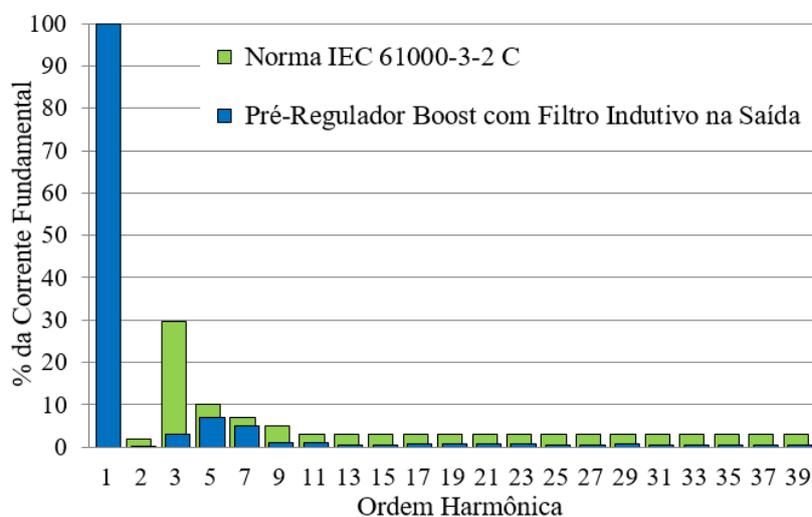


Figura 5.27: Conteúdo harmônico da corrente de entrada do pré-regulador *boost* com filtro indutivo na saída comparado aos limites estabelecidos pela norma IEC 61000-3-2:2014 Classe C.

## B. Resultados da Avaliação Fotométrica

O teste foi realizado comparando os resultados fotométricos obtidos nos LEDs quando alimentados pela forma de onda do conversor *boost* com filtro indutivo na saída e quando alimentados por uma corrente CC ideal e de valor médio igual à fornecida pelo conversor. O ensaio foi realizado em um módulo de 12 LEDs, que estava associado em série com os outros 84 LEDs no exterior da esfera integradora.

Os principais resultados de características fotométricas obtidos são mostrados na Tabela 5.7.

Tabela 5.7: Comparação dos parâmetros fotométricos.

Parâmetros	Fonte CC Ideal	Pré-Regulador <i>Boost</i> com Filtro Indutivo na Saída
Fluxo Luminoso (lumens)	1.981	1.969
TCC (Kelvin)	3.844	3.849
IRC	72,7	72,6
Cromaticidade x	0,387	0,387
Cromaticidade y	0,381	0,381

Os resultados do teste fotométrico mostram uma redução de somente 0,60% no fluxo luminoso emitido pelos LEDs, quando estes são alimentados pela corrente contínua de ondulação de 20% fornecida pelo pré-regulador *boost* com filtro indutivo na saída. Observa-se também que os desvios ocorridos na temperatura de cor correlata, índice de reprodução de cores e cromaticidade foram mínimos. O fluxo luminoso estimado para essa luminária é cerca de 15.750 lumens, o que resulta em uma eficácia luminosa estimada de aproximadamente 95,8 lm/W. Além disso, no ensaio realizado na câmara escura, um percentual de *flicker* de 10,2% foi observado nos LEDs alimentados por esse *driver*, valor próximo ao recomendado. A eficiência luminosa foi de cerca de 99,4%, resultando numa eficiência fotoelétrica da luminária acionada por esse *driver* de 92,67%.

Apesar de fazer uso de dois indutores e possuir peso e volume maiores do que os circuitos baseados no pré-regulador *boost* e pré-regulador *boost* quadrático, o *driver* baseado no pré-regulador *boost* com filtro indutivo na saída fornece uma corrente contínua para o LED com reduzida ondulação (aproximadamente 20%, ondulação bem menor do que a corrente contínua fornecida pelo pré-regulador *Ćuk*). Isso possibilita a esse *driver* obter a maior

eficácia luminosa e eficiência fotoelétrica entre os *drivers* avaliados, pois ele alcançou um elevado rendimento elétrico, associado a uma elevada eficiência luminosa dos LEDs acionados pela forma de onda de corrente desse *driver*. Além disso, esse *driver* pode alcançar uma modulação de *flicker* compatível com o recomendado pela norma IEEE 1789:2015 (IEEE, 2015).

#### 5.4. AVALIAÇÃO DO EMPREGO DO PRÉ-REGULADOR SEPIC COMO *DRIVER* DE UMA LUMINÁRIA LED

Seguindo a mesma sistemática dos *drivers* de baixa frequência baseados no pré-regulador *boost* quadrático e no pré-regulador *boost* com filtro indutivo na saída, foi realizada uma avaliação por meio de simulação do software PSIM de uma estrutura CA-CC baseada no conversor SEPIC (do inglês *single ended primary inductor converter*), conforme ilustrado na Figura 5.28. Neste caso, propõe-se acionar um arranjo de 38 LEDs em série com uma corrente média de 540 mA.

Para esse estudo, foram adotadas uma tensão de entrada 220 V eficazes, indutâncias na entrada ( $L_1$ ) e na saída ( $L_2$ ) de 1.500 mH cada. O capacitor empregado foi de 10  $\mu$ F, sendo relativamente simples de encontrá-lo em uma versão não-eletrolítica. Além disso, foi utilizado o modelo elétrico do arranjo de LEDs com  $R_s$  igual a 9,65 $\Omega$  e tensão de joelho ( $V_o$ ) de aproximadamente 102,6 V.

A Figura 5.29 (a e b) mostra o resultado da simulação para esse caso.

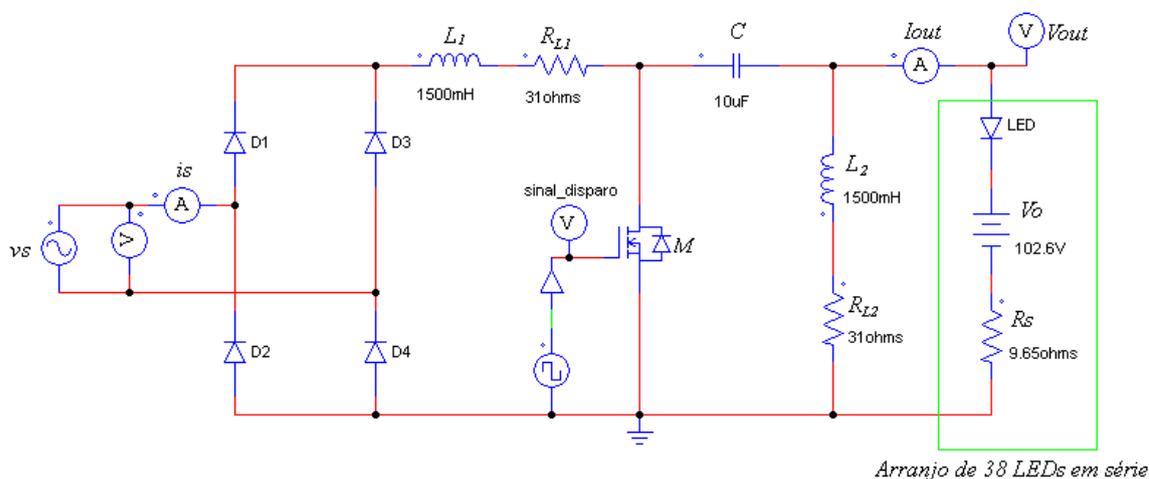


Figura 5.28: Pré-regulador SEPIC de baixa frequência como circuito de acionamento de LEDs.

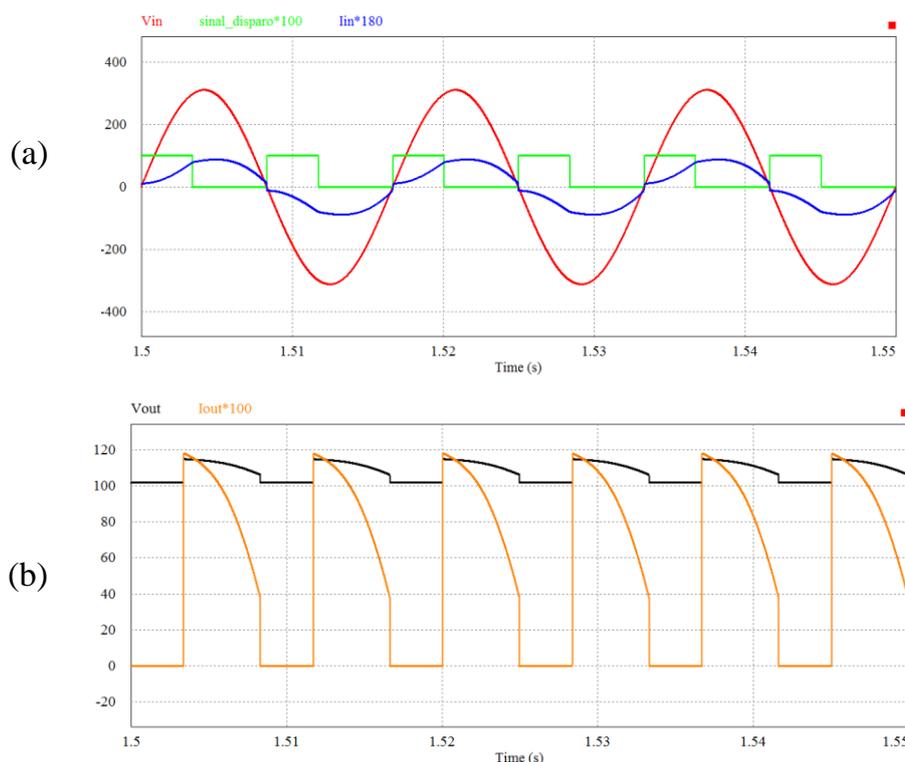


Figura 5.29: Resultados de simulação do pré-regulador Sepic como *driver* de uma luminária com 100 LEDs: (a) Tensão de entrada (vermelho), 180 x corrente de entrada (azul) e pulsos de comutação (verde); (b) 100 x corrente de saída (laranja) e tensão de saída (preto).

Para esse conversor foi alcançado um fator de potência de 0,99 com uma distorção harmônica total da corrente de entrada de 11,4%. A corrente média obtida nos LEDs foi de 540,6 mA para um  $T_{on}$  igual de 3,39 ms. A potência de entrada alcançada foi de 73,8 W, enquanto a de saída foi de 60,5 W.

Um ponto que deve ser observado é que nesse caso o pico da corrente nos LEDs foi de 1,18 A, ou seja, quase o valor limite estabelecido pelo fabricante. Essa condição foi necessária para se alcançar a corrente média de 540mA no arranjo de LEDs.

A partir dos resultados de simulação, também foi possível obter o gráfico das componentes harmônicas da corrente de entrada (Figura 5.30), onde é possível observar que esse conversor também pode atender a norma IEC 61000-3-2:2014 Classe C.

Implementações experimentais, um melhor domínio do comportamento teórico e orientações de projeto para este circuito visando o acionamento de luminárias LEDs de iluminação pública serão temas de trabalhos futuros.

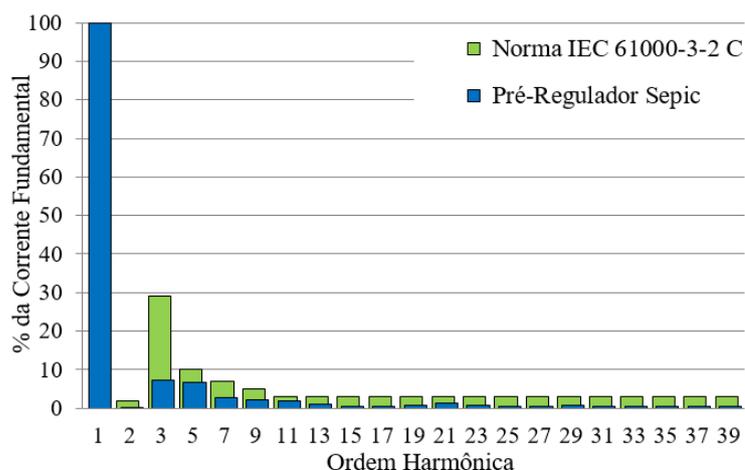


Figura 5.30: Conteúdo harmônico da corrente de entrada do pré-regulador sepic comparado aos limites estabelecidos pela norma IEC 61000-3-2: 2014 Classe C.

## 5.5. AVALIAÇÃO DO EMPREGO DE UMA TOPOLOGIA DERIVADA DO CONVERSOR SUGA COMO *DRIVER* DE UMA LUMINÁRIA LED

O conversor mostrado na Figura 5.31 foi apresentado em (POMILIO & SPIAZZI,1999) como uma alternativa de conversor de baixa frequência.

Essa topologia também foi investigada por meio de simulação, a fim de se verificar sua aplicabilidade como *driver* de uma luminária LED de iluminação pública.

Para esse estudo, foram adotadas uma tensão de entrada 220 V eficazes, indutâncias  $L_1$  e  $L_2$ , respectivamente iguais a 377mH e 100 mH e o capacitor  $C$  igual a 2,2  $\mu$ F. Para a simulação foi utilizada uma associação de 96 LEDs conectados em série, cujo modelo elétrico é representado por uma resistência  $R_s$  igual a 24,38  $\Omega$  e uma tensão de Joelho  $V_0$  igual a 259,8 V. A resistências que representam as perdas dos indutores foram as mesmas aplicadas na seção 5.2.1. Neste caso, o objetivo também é acionar os LEDs com uma corrente média de 540 mA.

A Figura 5.32 ('a' e 'b') mostra os resultados de simulação obtidos. Neste caso, foi alcançado um fator de potência de 0,99 com uma  $THDi$  de 10,5 %. A corrente média obtida nos LEDs foi de 540 mA para um  $T_{on}$  igual de 2,6 ms. A potência de entrada alcançada foi de 160,5 W, enquanto a de saída foi de 151,5 W. É interessante notar que a forma de onda da corrente de entrada para esse conversor se diferencia um pouco das demais, sendo aquela que mais se aproxima do formato de uma senoide.

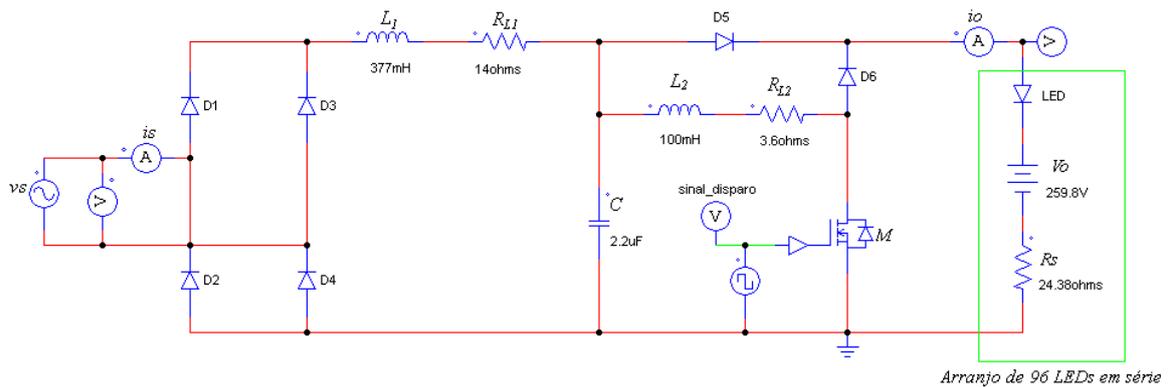


Figura 5.31: Aplicação do conversor de baixa frequência proposto em (POMILIO & SPIAZZI, 1999) como circuito de acionamento de LEDs.

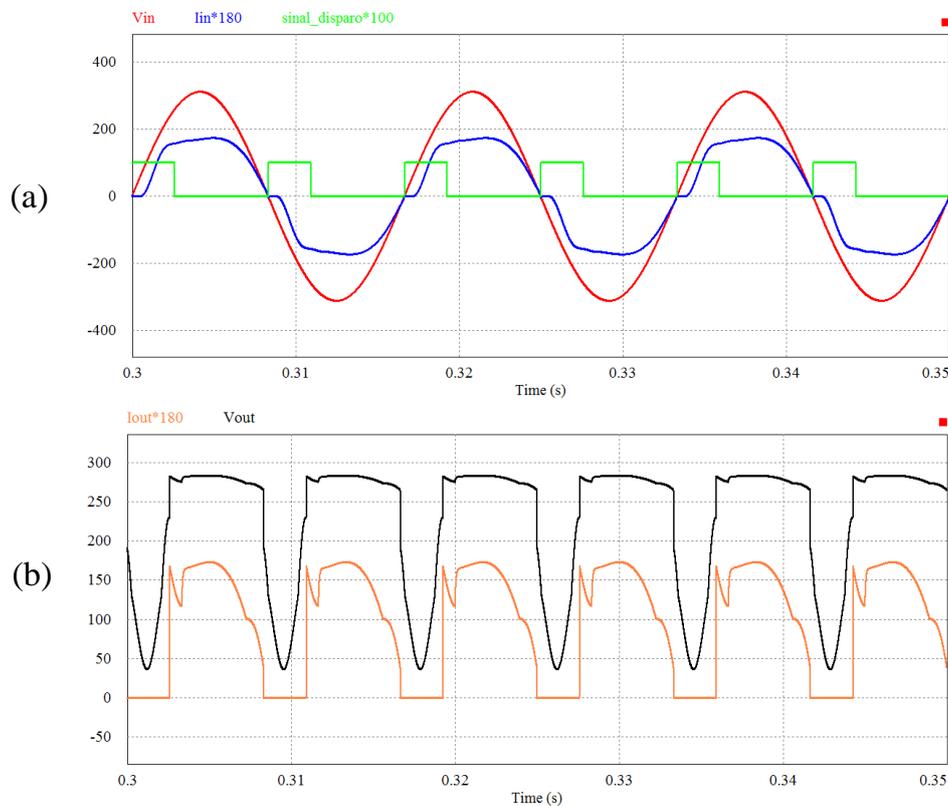


Figura 5.32: Resultados de simulação do conversor de baixa frequência baseado em (POMILIO & SPIAZZI, 1999) como *driver* de uma luminária com 96 LEDs: (a) Tensão de entrada (vermelho), 180 x corrente de entrada (azul) e pulsos de comutação (verde); (b) 100 x corrente de saída (laranja) e tensão de saída (preto).

Nota-se pela Figura 5.33 que o *driver* baseado no conversor de baixa frequência apresentado em (POMILIO & SPIAZZI, 1999) também consegue obter conformidade com a norma IEC 61000-3-2: 2014 Classe C.

Assim como no exemplo anterior, um melhor domínio teórico e implementação experimental para este circuito serão objetivos de trabalhos futuros.

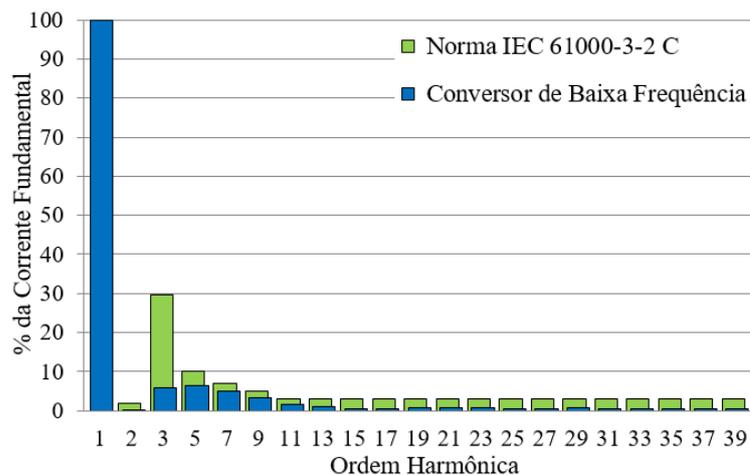


Figura 5.33: Conteúdo harmônico da corrente de entrada do *driver* baseado no conversor (POMILIO & SPIZZI, 1999) comparado aos limites estabelecidos pela norma IEC 61000-3-2:2014 Classe C.

## 5.6. AVALIAÇÃO DOS PROTÓTIPOS DOS *DRIVERS* DE BAIXA FREQUÊNCIA SEGUNDO A NORMA NBR 16026:2012

Esta seção tem como objetivo aplicar aos circuitos de baixa frequência baseados nos pré-reguladores *boost*, *Ćuk*, *boost* quadrático e *boost* com filtro indutivo na saída uma avaliação semelhante à realizada nos *drivers* das luminárias LED comerciais estudados em (NOGUEIRA, 2013; NOGUEIRA *et al.*, 2014e). Para isso, os principais ensaios de tipo realizados seguem a norma NBR 16026: 2012 – Requisitos de desempenho de dispositivo de controle eletrônico CC ou CA para módulos de LED.

Apesar dos protótipos implementados tratarem da avaliação de um conceito para fins de validação de topologias (e não de produtos finais), é interessante verificar quais requisitos esses circuitos atendem com referência à norma NBR 16026:2012, que é a principal norma brasileira quanto à avaliação de *drivers* de luminárias LED.

### A. Ensaios Realizados

- 1) Ensaios de características elétricas de funcionamento: Máxima variação da potência de entrada; Fator de potência; Máxima variação da corrente de entrada; Máxima variação da tensão de saída durante o regime de operação; Máxima variação da tensão de saída durante a partida; Máxima variação da corrente de saída durante o regime de operação e máxima variação da corrente de saída mediante perturbação na tensão de entrada.

- 2) Ensaios operacionais para condições anormais de funcionamento: Curto-circuito e circuito aberto.
- 3) Ensaios de Durabilidade: Choque térmico; Comutação e máxima temperatura nominal.

#### B. Resultados dos Ensaios Realizados

##### 1) Resultados dos ensaios das características elétricas de funcionamento

- Máxima variação da potência de entrada

O resultado de máxima variação da potência de entrada é mostrado na Tabela 5.8. As potências nominais de entrada dos *drivers* baseados nos pré-reguladores *boost* e *Ćuk* foram definidas por meio de suas expressões matemáticas aplicadas às características de projeto de cada conversor. As potências nominais dos *drivers* baseados nos pré-reguladores *boost* quadrático e *boost* com filtro indutivo na saída foram definidas por meio dos resultados de simulação nas condições propostas nas seções 5.2 e 5.3. Nesse ensaio, é possível verificar que os quatro *drivers* avaliados estão em conformidade com esse quesito da norma, por não ultrapassarem a margem de 10% estabelecida.

Tabela 5.8: Resultados de máxima variação de potência de entrada nos *drivers* de baixa frequência avaliados.

<i>Driver</i>	Potência Nominal (W)	Potência Máxima Permitida (W)	Potência Medida (W)	Resultado
<i>Boost</i>	159,6	175,6	163,0	CPEN
<i>Ćuk</i>	85,1	132,0	89,0	CPEN
<i>Boost Quadrático</i>	167,6	184,4	170,6	CPEN
<i>Boost com Filtro Indutivo</i>	159,6	175,6	164,4	CPEN

\*CPEN: Conforme padrão estabelecido em norma.

- Fator de potência

Os quatro *drivers* avaliados estão em conformidade com a norma nesse quesito, por alcançarem fator de potência maior que 0,92.

O fator de potência obtido para o *driver* baseado no pré-regulador *Ćuk* foi de 0,98. Já os *drivers* baseados nos pré-reguladores *boost*, *boost* quadrático e *boost* com filtro indutivo na saída o fator de potência medido foi de 0,99.

- Máxima variação da corrente de entrada

O resultado de máxima variação da corrente de entrada é mostrado na Tabela 5.9. As correntes de entrada definidas como nominais para os *drivers* baseados nos pré-reguladores *boost* e *Ćuk* foram obtidas por meio de suas expressões matemáticas, enquanto para os *drivers* baseados nos pré-reguladores *boost* quadrático e *boost* com filtro indutivo na saída por meio de simulações no software PSIM. Nesse ensaio, os quatro *drivers* avaliados estão em conformidade com a norma, por não ultrapassarem a margem de 10% estabelecida.

Tabela 5.9: Resultados de máxima variação da corrente de entrada nos *drivers* de baixa frequência avaliados.

<i>Driver</i>	Corrente Nominal (mA)	Corrente Máxima Permitida (mA)	Corrente Medida (mA)	Resultado
<i>Boost</i>	735	808	758	CPEN
<i>Ćuk</i>	395	434	413	CPEN
<i>Boost Quadrático</i>	770	847	800	CPEN
<i>Boost com Filtro Indutivo</i>	735	808	753	CPEN

- Máxima variação da tensão de saída em regime de operação

O resultado de máxima variação da tensão de saída em regime de operação é mostrado na Tabela 5.10. Mais uma vez, os resultados foram obtidos a partir das expressões matemáticas dos *drivers* baseados nos pré-reguladores *boost* e *Ćuk* (expressões 5.29 e 5.30) e das simulações efetuadas para o *boost* quadrático e *boost* com filtro indutivo na saída.

$$V_{saída_{EficazBOOST}} = \sqrt{\frac{\omega}{\pi} \left( \int_{T_{on}}^{T_f} [V_o + R_s \cdot i_{s2}(t)]^2 dt \right)}. \quad (5.29)$$

$$V_{saídaEficazCUK} = \sqrt{\frac{\omega}{\pi} \left( \int_0^{T_{on}} [V_o + R_s \cdot i_{o1}(t)]^2 dt + \int_{T_{on}}^{T_c} [V_o + R_s \cdot i_{o2}(t)]^2 dt \right)}. \quad (5.30)$$

Tabela 5.10: Resultados de máxima variação da tensão de saída nos *drivers* de baixa frequência avaliados.

<i>Driver</i>	Tensão Nominal ( $V_{eficaz}$ )	Varição Máxima Permitida ( $V_{eficaz}$ )	Tensão Medida ( $V_{eficaz}$ )	Resultado
<i>Boost</i>	229,8	206,6 a 252,8	231,0	CPEN
<i>Ćuk</i>	136,4	122,8 a 150,0	136,0	CPEN
<i>Boost Quadrático</i>	257,0	231,3 a 282,7	248,0	CPEN
<i>Boost com Filtro Indutivo</i>	275,0	247,5 a 302,5	271,0	CPEN

É possível observar que todos os *drivers* estão de acordo com o estabelecido na norma, uma vez que nesse ensaio deve-se levar em consideração uma variação máxima de 10% da tensão nominal de saída.

- Máxima variação da tensão de saída durante a partida

A Figura 5.34 ('a' até 'd') mostra os resultados de máxima variação da tensão de saída durante a partida nos quatro *drivers* avaliados. Nesse ensaio, todos os *drivers* atendem o requisito estabelecido em norma ao não ultrapassarem o limite máximo de 10% da tensão de saída durante os dois primeiros segundos após a partida. Nota-se que o *driver* baseado no pré-regulador *Ćuk* (Figura 5.34b) sofreu uma pequena elevação na tensão de saída no instante inicial após a partida, porém dentro do limite máximo permitido.

- Máxima variação da corrente de saída mediante variação da tensão de entrada

Os *drivers* baseados nos pré-reguladores *boost* e *Ćuk*, por fazerem uso de técnicas de controle na corrente dos LEDs, mantiveram a corrente de saída com valor próximo ao nominal mesmo quando variações ocorreram na tensão de entrada (como visto na Figura 4.17 e na Figura 5.13). Por outro lado, os *drivers* baseados nos pré-reguladores *boost* quadrático e *boost* com filtro indutivo na saída, por não funcionarem em malha fechada, sofrem na corrente de saída os impactos causados pela variação da tensão de entrada.

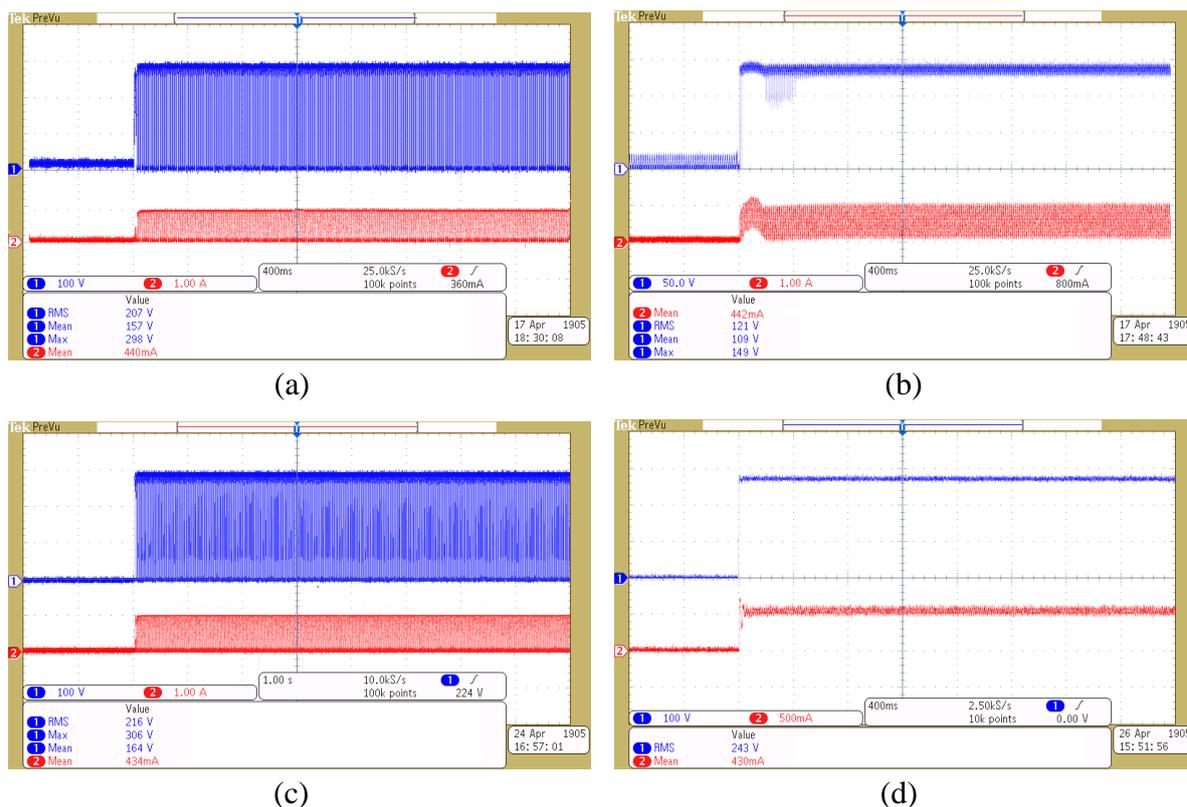


Figura 5.34: Formas de onda de tensão (azul) e corrente (vermelho) na saída dos *drivers* no momento da partida (a) *driver* baseado no pré-regulador *boost*, (b) *driver* baseado no pré-regulador  $\hat{C}uk$ , (c) *driver* baseado no pré-regulador *boost* quadrático e (d) *driver* baseado no pré-regulador *boost* com filtro indutivo na saída.

A Figura 5.35 (a) mostra a forma de onda da corrente nos LEDs alimentados pelo pré-regulador *boost* quadrático para uma tensão de entrada de 231 V eficazes. Nessa figura, pode ser visto que, além de não manter a corrente média de saída na faixa de variação recomendada (594mA), a corrente nos LEDs ultrapassou o limite máximo de 1,2A estabelecido pelo fabricante. Isso pode causar aceleração na depreciação do fluxo luminoso emitido pelos LEDs ou até mesmo falha prematura dos LEDs, devido à corrente estar acima do valor máximo recomendado.

O *driver boost* com filtro indutivo na saída consegue manter a corrente de pico dentro do especificado pelo fabricante do LED quando a tensão de entrada aumenta para 231 V eficazes, como visto na Figura 5.35(b), porém, o valor da corrente média de saída aumenta para 705 mA, estando acima da máxima variação recomendada.

Portanto, nesse ensaio, os *drivers* baseados nos pré-reguladores *boost* e  $\hat{C}uk$  estão em conformidade com a norma NBR 16026:2012, enquanto os outros dois *drivers* (*boost* quadrático e *boost* com filtro indutivo) não atendem esse requisito por não disporem de um circuito de controle para a corrente de saída.

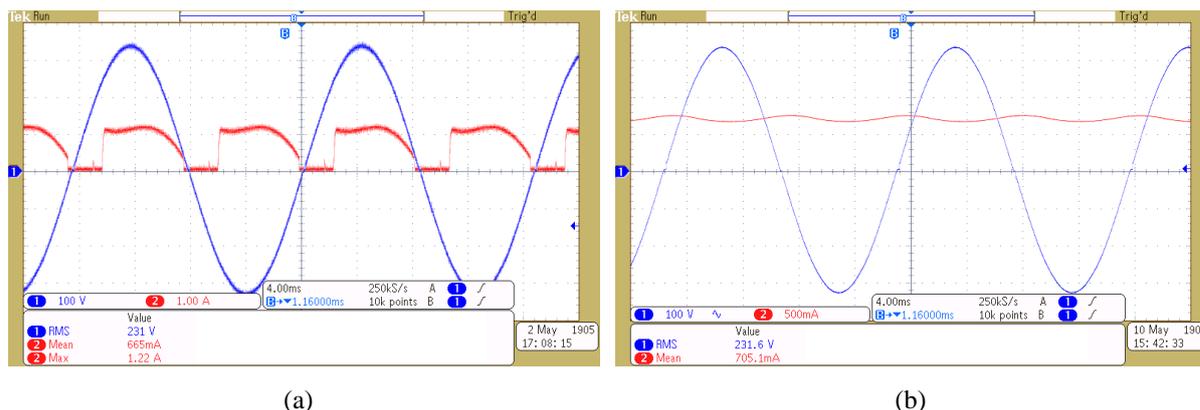


Figura 5.35: Tensão de entrada (azul) e corrente nos LEDs (vermelho) no (a) pré-regulador *boost* quadrático após tensão de entrada mudar de 220V para 231 V (Escala do Osciloscópio 1 A/div, 100V/div e 4ms/div) e (b) no conversor *boost* com filtro indutivo na saída (Escala do Osciloscópio 500 mA/div, 100V/div e 4ms/div).

- Máxima variação da corrente de saída em regime de operação

Deve ser salientado que esse ensaio, que limita a corrente de saída a uma variação máxima de 10%, não diz respeito ao *ripple* dessa corrente, e sim, ao seu valor nominal declarado. Assim, considerando que o valor declarado da corrente média nos LEDs é de 540 mA (valor adotado em todos os casos avaliadas a fim de facilitar comparações) e a tensão de entrada é de 220 V eficazes para todos os *drivers* avaliados, não foi observado durante os testes variações maiores que 10% na corrente média nos LEDs. Portanto, os *drivers* avaliados estão em conformidade com esse quesito da norma.

## 2) Resultados dos ensaios operacionais para condições anormais

- Ensaio de curto-circuito

Todos os quatro *drivers* implementados experimentalmente avaliados estão em conformidade com a norma nesse quesito, pois, após serem submetidos ao ensaio de curto-circuito, bastou efetuar a substituição do dispositivo de proteção (fusível) que voltaram a funcionar normalmente, ligando seus respectivos módulos de LEDs.

- Ensaio de circuito aberto

Os *drivers* que não possuíam um sensor de corrente na saída (no caso, os baseados nos pré-reguladores *boost* quadrático e *boost* com filtro indutivo na saída) não estão em

conformidade com a norma nesse quesito, pois foram incapazes de ligar seus respectivos módulos de LEDs após esse ensaio. Apesar do dispositivo de proteção ter atuado assim que esses *drivers* foram ligados sem os módulos de LEDs, o tempo de resposta do fusível não foi rápido o suficiente para prevenir que os MOSFET IRFP460 de cada *driver* fosse danificado. Esses *drivers* voltaram a funcionar após o interruptor e o fusível de proteção serem trocados.

No caso dos *drivers* que tinham um sensor de corrente na saída (os baseados nos pré-reguladores *boost* e *Ćuk*), esses foram aprovados, pois conseguiram ligar seus respectivos módulos de LEDs após 1 hora de ensaio em circuito aberto. Nesses *drivers* microcontrolados, a solução encontrada foi programar seus respectivos microcontroladores para enviar os pulsos de comando para o MOSFET IRFP460 somente se uma corrente de saída fosse detectada pelo sensor de corrente.

### 3) Resultados dos ensaios de durabilidade

- Ensaio de choque térmico

Todos os *drivers* implementados experimentalmente voltaram a acionar seus respectivos módulos de LEDs após serem submetidos ao ensaio de choque térmico. Os valores de temperatura ajustados na câmara climática WEISS WKL-100 foram de - 10°C e 50 °C, valores para os quais a norma NBR 16026:2012 recomenda que os *drivers* devam operar em condição satisfatória. Cada *driver* foi submetido a cinco ciclos de uma hora nas temperaturas indicadas.

- Ensaio de comutação

Todos os *drivers* implementados experimentalmente continuaram funcionando normalmente após acionarem 800 vezes seus respectivos módulos de LEDs. Porém, como visto no ensaio de circuito-aberto, os *drivers* baseados nos pré-reguladores *boost* quadrático e *boost* com filtro indutivo na saída não estão em conformidade com o ensaio de comutação por danificarem seus interruptores quando acionados sem seus respectivos módulos de LEDs. Logo, somente os *drivers* baseados nos pré-reguladores *boost* e *Ćuk* estão em conformidade com a norma nesse quesito, pois não sofreram nenhum dano ao serem ligados por 200 vezes sem os módulos de LEDs conectados.

- Ensaio de máxima temperatura nominal

Todos os *drivers* funcionaram normalmente após serem submetidos a uma temperatura de 50 °C no interior de uma câmara climática por 200 horas.

#### 4) Discussão dos resultados

A partir dos resultados mostrados, é possível concluir que o *driver* baseado no pré-regulador *boost* com controle em malha fechada e o *driver* baseado no pré-regulador *Ćuk* utilizando a técnica simplificada de manutenção da corrente de saída por meio do compensador digital simplificado, são capazes de atender os ensaios de características elétricas, condições anormais e durabilidade previstos na norma NBR 16026:2012.

Por outro lado, os protótipos dos *drivers* baseados nos pré-reguladores *boost* quadrático e *boost* com filtro indutivo na saída não estão em conformidade com os ensaios de máxima variação da corrente de saída mediante perturbações na tensão de entrada, circuito aberto e comutação. Isso ocorreu porque esses *drivers* tiveram seus circuitos implementados em malha aberta, ou seja, não fazem uso de nenhuma estratégia de controle em sua corrente de saída, o que acarretou em variações na corrente de saída maiores do que as recomendadas pela norma NBR 16026:2012, quando variações ocorriam na tensão de entrada. Adicionalmente, por não fazerem uso de um sensor de corrente de saída em conjunto com o microcontrolador, o protótipo desses dois *drivers* também não estão em conformidade com os ensaios realizados sem os módulos de LEDs conectados, uma vez que seus interruptores eram danificados quando ligados em circuito aberto.

Ainda assim, deve ser ressaltado que os protótipos dos *drivers* baseados nos pré-reguladores *boost* quadrático e *boost* com filtro indutivo na saída foram capazes de atender a diversos ensaios previstos na norma NBR 16026:2012. A adequação dos protótipos desses *drivers* aos ensaios não conformes (circuito aberto, comutação e máxima variação de corrente na saída mediante perturbações na tensão de entrada), pode ser realizada de maneira semelhante à dos *drivers* baseados no pré-regulador *boost* e *Ćuk*, e serão temas de trabalhos futuros. Além disso, serão estudadas, para todos os *driver*, melhores soluções para o atendimento dos requisitos previstos na norma NBR 16026:2012, principalmente em relação aos ensaios de curto circuito e circuito aberto, a fim de se evitar a queima dos dispositivos de proteção e comutação.

## 5.7. COMPARATIVO ENTRE OS *DRIVERS* DE BAIXA FREQUÊNCIA AVALIADOS EXPERIMENTALMENTE

A Tabela 5.11 resume os principais resultados obtidos em todas as topologias de baixa frequência avaliadas experimentalmente nesse trabalho (*drivers* baseados nos pré-reguladores *boost*, *Ćuk*, *boost* quadrático e *boost* com filtro indutivo de saída).

Tabela 5.11: Comparação dos principais parâmetros dos *Drivers* de baixa frequência avaliados.

Parâmetros	Pré-Regulador <i>Boost</i>	Pré-Regulador <i>Ćuk</i>	Pré Regulador <i>Boost</i> Quadrático	Pré-Regulador <i>Boost</i> com Filtro Indutivo na Saída
Potência de Entrada (W)	163,0	89,0	170,6	164,4
Potência de Saída (W)	154,9	76,1	159,4	153,3
Número de LEDs	96	48	100	96
Corrente Média nos LEDs (mA)	541	541	542	542
$T_{on}$ (ms)	2,66	3,41	2,02	2,62
Fator de Potência	0,99	0,98	0,99	0,99
<i>THDi</i> (%)	9,40	21,08	14,20	9,32
Descontinuidade de Corrente nos LEDs	Sim	Não	Sim	Não
Conformidade com a IEC61000-3-2 C	Sim	Sim	Sim	Sim
Conformidade com a NBR 16026	Sim	Sim	Não**	Não**
Rendimento do <i>Driver</i> (%)	95,03	85,50	93,43	93,24
Fluxo Luminoso da Luminária (lm)*	14.440	7.480	15.100	15.750
Eficiência luminosa dos LEDs (%)	91,30	94,92	91,65	99,40
Percentual de <i>Flicker</i> (%)	100,0	82,0	100,0	10,2
Eficácia Luminosa (lm/W)*	88,6	84,0	88,5	95,8
Eficiência Fotoelétrica (%)	87,14	81,16	85,62	92,67
Número de Indutores	1	2	2	2
Número de Capacitores no Circuito de Potência	0	1	1	1
Peso e Volume	Moderado	Muito Elevado	Elevado	Elevado

\*Valor estimado a partir do fluxo luminoso medido em 12 LEDs no interior da Esfera Integradora Labsphere LMS 4000.

\*\* Os protótipos não estão em conformidade com a norma IEC por estarem incompletos (ausência de circuitos de controle da corrente de saída e sensores para averiguar ausência da corrente de saída). A adequação desses *drivers* a norma NBR 16026:2012 serão temas de trabalhos futuros.

Nenhum dos *drivers* avaliados faz uso de capacitores eletrolíticos, o que pode levá-los a alcançar uma elevada vida útil. Além disso, todos os *drivers* têm um reduzido número de componentes, o que também aumenta a confiabilidade desses circuitos.

Todos os *drivers* avaliados experimentalmente compartilham elevado fator de potência, reduzida distorção harmônica da corrente de entrada, rendimento elétrico acima de 85%, potências típicas do sistema de iluminação pública e conformidade com a norma IEC 61000-3-2:2014 Classe C.

Dessas topologias, duas (*drivers* baseados nos pré-reguladores *boost* e *Ćuk*) possuem alguma técnica de controle da corrente de saída, o que garantiu a manutenção da corrente nos LEDs mesmo mediante perturbações inseridas no circuito e conformidade com os ensaios previstos na norma NBR 16026: 2012. As topologias que não foram testadas com sistemas de compensação de corrente em malha fechada e sensores de corrente de saída trabalhando em conjunto com o microcontrolador serão objeto de estudos futuros.

Todos os *drivers* conseguiram acionar uma luminária LED com nível de potência maior do que 80 W, o que viabiliza sua aplicação em iluminação pública. O *driver* que obteve o maior nível de potência de entrada foi o pré-regulador *boost* quadrático, que alcançou uma potência de 170,6 W.

O *driver* que alcançou o maior rendimento elétrico foi o baseado no pré-regulador *boost*. O *driver* baseado no pré-regulador *Ćuk* foi o que obteve a menor eficiência elétrica, pois além de usar as indutâncias mais elevadas, fez uso de uma associação de indutâncias para alcançar o valor definido em projeto, o que acarretou em maiores perdas no núcleo desses indutores.

Todos os *drivers* avaliados fornecem uma corrente média de saída que causa degradação do fluxo luminoso emitido pelos LEDs se comparada a uma corrente CC ideal de valor médio igual à dos *drivers*. Os LEDs acionados pelo *driver* baseado no pré-regulador *boost* com filtro indutivo na saída experimentaram a menor degradação do fluxo luminoso emitido (menos de 1%), enquanto o *driver* baseado no pré-regulador *boost* causou a maior degradação de fluxo luminoso emitido pelos LEDs (8,7%).

O *driver* que obteve a maior eficiência fotoelétrica foi o baseado no pré-regulador *boost* com filtro indutivo na saída, uma vez que conseguiu aliar um elevado rendimento elétrico (93,24%) com uma elevada eficiência luminosa dos LEDs (99,4%).

Os *drivers* baseados nos pré-reguladores *Ćuk* e *boost* com filtro indutivo na saída fornecem uma corrente contínua aos LEDs. Porém, o *driver* baseado no conversor *Ćuk* possui

uma elevada ondulação de corrente na saída, que resultou em um percentual de *flicker* de 82%. Por outro lado, o *driver* baseado no conversor *boost* com filtro indutivo na saída conseguiu alcançar um percentual de *flicker* de pouco mais de 10%, estando muito próximo do valor recomendado pela IEEE 1789:2015 *Recommended Practices for Modulating Current in High-Brightness LEDs for Mitigating Health Risks to Viewers*. Os demais *drivers* avaliados, cujo percentual de *flicker* excede os 10%, têm suas aplicações limitadas a ambientes externos em que a condição mesópica seja observada.

## 5.8. CONCLUSÕES PARCIAIS

Este capítulo apresentou topologias alternativas como *drivers* de baixa frequência para luminárias LED de iluminação pública. Algumas topologias foram implementadas experimentalmente e uma estratégia simplificada de compensação da corrente de saída foi adotada, ao passo que outras topologias foram avaliadas apenas por meio de simulação computacional em malha aberta.

Verificou-se que circuitos baseados nos conversores *Ćuk*, *boost* quadrático e *boost* com filtro indutivo na saída, são capazes de acionar luminárias LED com potências compatíveis ao sistema de iluminação pública, obtendo elevado fator de potência, reduzida  $THD_i$  e conformidade com a norma IEC 61000-3-2:2014 Classe C. Além disso, *drivers* baseados no pré-regulador SEPIC e na topologia proposta em (POMILIO & SPIAZZI, 1999) foram avaliadas por meio de simulações empregando-se o software PSIM.

Os protótipos dos *drivers* baseados nos pré-reguladores *Ćuk*, *boost* quadrático e *boost* com filtro indutivo na saída foram implementados em laboratório e resultados experimentais de características elétricas e fotométricas foram obtidos. Esses protótipos foram avaliados em conjunto com o *driver* baseado no pré-regulador *boost* segundo a NBR 16026, de forma a se verificar se apresentavam conformidade com os ensaios previstos nessa norma. Todos os *drivers* implementados experimentalmente e que contavam com malha de controle da corrente de saída foram conformes à norma, o que parece induzir que os demais, caso contassem com uma estratégia de controle de corrente nos LEDs, também apresentariam desempenho satisfatório.

Por fim, uma comparação entre os resultados obtidos foi apresentada na Tabela 5.11, levando em consideração os principais parâmetros avaliados, com destaque para o *driver* baseado no pré-regulador *boost* com filtro indutivo na saída, que logrou obter a maior eficiência fotoelétrica e uma corrente contínua nos LEDs, o que levou esse *driver* a alcançar um percentual de *flicker* de 10,2%, muito próximo do valor recomendado para frequências de 120 Hz.

O próximo e último capítulo apresenta as conclusões obtidas nesse trabalho, bem como as propostas de trabalhos futuros.

## 6. CONCLUSÕES E PROPOSTAS DE TRABALHOS FUTUROS

Esta tese se dedicou, de uma maneira geral, a conceber alternativas de *drivers* comutados em baixa frequência (no dobro da frequência da rede elétrica) com o intuito de serem aplicados em luminárias LED de iluminação pública.

O primeiro capítulo reuniu as informações mais recentes sobre o sistema de iluminação pública do Brasil. Também foi realizada uma discussão sobre o uso de diodos emissores de luz em luminárias de iluminação pública, mostrando as principais vantagens e desvantagens dessa tecnologia quando empregada em IP.

O capítulo 2 apresentou uma revisão bibliográfica sobre *drivers* para luminárias LED de iluminação pública. Foram mostradas as características desejáveis para esses circuitos eletrônicos e as principais normas vigentes em relação a esses dispositivos. Os tipos básicos de *drivers* também foram apresentados (*drivers* ativos e passivos), com ênfase para os *drivers* em baixa frequência, que reúnem um conjunto de características interessantes que possibilitam a aplicação desses *drivers* em luminárias LED de iluminação pública, como por exemplo elevado fator de potência, reduzido THDi e longa vida útil.

O capítulo 3 teve como proposta a modelagem matemática, metodologia de projeto detalhada e avaliação experimental de um pré-regulador *boost* comutado no dobro da frequência da rede elétrica (nesse caso, 120 Hz). Foi visto que esse *driver* pode acionar uma luminária LED de 160 W obtendo elevado fator de potência, elevado rendimento elétrico, reduzida distorção harmônica total da corrente de entrada, conformidade com norma IEC 61.000-3-2:2014 Classe C e possibilidade de elevada vida útil devido à ausência de capacitores eletrolíticos. Tal *driver* também teve sua capacidade de dimerização avaliada, de forma a sempre obter um elevado fator de potência. Ensaio fotométricos foram realizados para avaliar o impacto da forma de onda descontínua da corrente de saída desse conversor nos LEDs. Foi observado que, quando comparados a uma forma de onda de corrente CC ideal, a forma de onda descontínua causa uma degradação no fluxo luminoso emitido pelos LEDs. Por fim, foi possível concluir que uma luminária LED de iluminação pública acionada pelo *driver* proposto, apesar de apresentar uma modulação de *flicker* de 100% em 120Hz, não representa perigos para a saúde dos transeuntes ou condutores de veículos, sendo que em tais condições mesópicas a modulação luminosa decorrente é imperceptível ao olho humano.

O capítulo 4 descreveu a modelagem e controle do conversor derivado do pré-regulador *boost* de baixa frequência. Foi realizada a modelagem em pequenos sinais desse conversor e o projeto de um compensador digital, levando-se em consideração as premissas de se buscar alcançar erro nulo em estado estacionário da corrente nos LEDs e conformidade com a norma IEC 61000-3-2:2014 Classe C. Foi possível constatar através de resultados experimentais que o compensador proposto controla a corrente nos LEDs mesmo quando perturbações ocorrem na tensão de entrada, na carga (curto-circuito em um conjunto de LEDs) ou na corrente de referência. Por fim, também foram mostradas duas estratégias simplificadas de manutenção de corrente de saída, que fazem uso de sensores de tensão e corrente trabalhando em conjunto com um microcontrolador.

O capítulo 5 descreve a avaliação de topologias alternativas que também podem ser aplicadas como *drivers* de baixa frequência para LEDs. Foram investigadas as topologias pré-reguladoras baseadas nos conversores Ćuk, *boost* quadrático, *boost* com filtro indutivo na saída, SEPIC e na topologia proposta por (POMILIO & SPIAZZI, 1999). Dessas topologias, os *drivers* baseados nos pré-reguladores SEPIC e na topologia proposta por (POMILIO & SPIAZZI, 1999) foram avaliados somente por meio de simulação, porém alcançaram níveis de potência compatíveis com os utilizados em iluminação pública, além de também alcançarem elevado fator de potência (maior que 0,92). Os protótipos dos *drivers* baseados nos pré-reguladores Ćuk, *boost* quadrático e *boost* com filtro indutivo na saída foram implementados em laboratório e resultados experimentais de características elétricas e fotométricas foram obtidos. Esses protótipos, em conjunto com o *driver* baseado no pré-regulador *boost*, também foram avaliados segundo a norma NBR 16026:2012. Por fim, uma comparação entre os principais resultados elétricos e fotométricos obtidos para os *drivers* avaliados foi realizada.

Por fim, citam-se as seguintes propostas para trabalhos futuros:

- Investigar outras topologias de conversores comutados em baixa frequência que possam funcionar como *drivers* para LEDs;
- Efetuar a modelagem matemática, metodologia de projeto e implementação experimental dos *drivers* de baixa frequência baseados nos conversores SEPIC e o baseado nos estudos de (POMILIO & SPIAZZI, 1999);
- Efetuar a modelagem matemática e a metodologia de projeto dos *drivers* baseados no pré-regulador *boost* quadrático e pré-regulador *boost* com filtro indutivo;

- Adequar o *driver* baseado no pré-regulador *boost* com filtro indutivo à norma NBR 16026:2012 e às recomendações vigentes de máxima modulação de *flicker* em 120Hz;
- Adequar o *driver* baseado no pré-regulador *boost* quadrático à norma NBR 16026:2012;
- Implementar um controle clássico em malha fechada para o *driver* de baixa frequência baseado no pré-regulador *Ćuk*, e comparar seus resultados com a técnica simplificada de manutenção de corrente nos LEDs;
- Projetar os indutores do *driver* de baixa frequência baseado no pré-regulador *Ćuk* com lâminas de aço-silício de grão orientado, a fim de se buscar alcançar um maior rendimento elétrico para esse conversor;
- Para os *drivers* de baixa frequência que possuem 2 indutores, propõe-se efetuar o projeto desses indutores com núcleo acoplado de forma a se obter menores perdas e um maior rendimento elétrico;
- Buscar adequar os *drivers* de baixa frequência avaliados aos requisitos previstos na ABNT NBR IEC 61347-2-13:2012 - Requisitos particulares para dispositivos de controle eletrônico alimentados em CC ou CA para os módulos de LED;
- Verificar a possibilidade de dimerização dos *drivers* de baixa frequência avaliados.

## REFERÊNCIAS

ABNT NBR 16026. **Requisitos de desempenho de dispositivo de controle eletrônico CC ou CA para módulos de LED.** 2012a.

ABNT NBR 5101. **Iluminação Pública.** 2012b.

ABNT NBR IEC 61347-2-13. **Requisitos particulares para dispositivos de controle eletrônico alimentados em CC ou CA para os módulos de LED.** 2012c.

ALBERTINI, A.; MASI, M. G.; MAZZANTI, G.; PERETTO, L.; TINARELLI, R. A Test Set for LEDs Life Model Estimation. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2010.

ALMEIDA, P. S.; RODRIGUES, C. R. B. S.; BRAGA, H. A. C.; PINTO, D. P.; ASTORGA, O. A. M.; SOARES, G. M.; JORGE, J. M. “**Iluminação Pública Eficiente Empregando LEDs**”. 2011. In: CBEE, 2011, (Tutorial) Juiz de Fora. CBEE2011, 2011a.

ALMEIDA, P. S.; NOGUEIRA, F. J.; GUEDES, L. F. A.; BRAGA, H. A. C. **An Experimental Study on The Photometrical Impacts of Several Current Waveforms on Power White LEDs.** Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP). 2011b.

ALMEIDA, P. S. **Conversor Integrado Sepic Buck-Boost Aplicado ao Acionamento de Leds de Potência Em Iluminação Pública.** Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, 2012a.

ALMEIDA, P.S.; JORGE, J.M.; BOTELHO, D.; PINTO, D. P.; BRAGA, H.A.C.; “**Proposal of a Low-Cost LED Driver for a Multistring Street Lighting Luminaire**”, *in Proc. of IECON 2012*, pp. 4568–4572, 2012b.

ALMEIDA, P. S. **Síntese de Conversores Ressonantes com Alto Fator de Potência e Alta Eficiência Para o Acionamento de Diodos Emissores de Luz.** Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica). Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, 2014.

ALMEIDA, P. S ; CAMPONOGARA, D.; DALLA COSTA, M.; BRAGA, H.; ALONSO, J.M., "Matching LED and Driver Life Spans: A Review of Different Techniques," **Industrial Electronics Magazine, IEEE** , vol.9, no.2, pp.36,47, June 2015

ALONSO, J.M, GACIO, D. ; CALLEJA, A. J.; RIBAS, J. ; LOPES, E. “A study on LED retrofit solutions for low-voltage halogen cycle lamps,” **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. 48, no.5, pp.1673–1682, October 2012a

ALONSO, J.M.; VINA, J.; VAQUERO, D.G.; MARTINEZ, G.; OSORIO, R.; , "Analysis and Design of the Integrated Double Buck–Boost Converter as a High-Power-Factor Driver for Power-LED Lamps," **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol.59, no.4, pp.1689-1697, April 2012b

ALONSO, J.M; GACIO, D.; SICHIROLLO, F. ; SEIDEL, A. R. ; COSTA, M. A. D. “A straightforward methodology to modeling high power factor AC-CD converters”, **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 28, no 10, 2013.

ANEEL – Agência Nacional de Energia Elétrica. **Resolução 414**. 2010.

ANEEL – Agência Nacional de Energia Elétrica. **Procedimento de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST. Módulo 8: Qualidade de Energia**. 2016.

ARIAS, M.; LAMAR, D.G.; LINERA, F.F.; BALOCCO, D.; DIALLO, A.A.; SEBASTIAN, J. “Design of a Soft-Switching Asymmetrical Half-Bridge Converter as Second Stage of an LED Driver for Street Lighting Application.” **IEEE Transactions on Power Electronics**, 27, Março 2012.

BARBOSA, R.; ALMEIDA, J. G. P.; ARAÚJO, I. M. T.; LA ROVERE, A. L. N. “**Manual de Iluminação Pública Eficiente.**” Rio de Janeiro: PROCEL/ELETOBRAS, 1998.

BRAGA, H. A. C.; RAGONE, J. C.; ABREU, S. R.; RODRIGES, M. C. B.; RIBEIRO, M. V.; PINTO, D. P. “**Uma Proposta de Redução de Custos no Gerenciamento e na Manutenção de Redes de Iluminação Pública.**” IV Congresso de Inovação Tecnológica em Energia Elétrica CITENEL, Araxá, Novembro de 2007.

BRAGA, H. A. C.; DIAS, M. P.; ALMEIDA, P. S. “**On The Use of a Low Frequency Boost Rectifier as a High Power Factor Led Driver**”. International Conference on Industry Applications (IEEE/IAS 10th INDUSCON), Fortaleza – CE, 2012.

BULLOUGH, J. D. Light Emitting Diode Lighting Systems. **NLPIP - Lighting Answers**. v. 7. Issue 3. May, 2003.

BULLOUGH, J. D.; HICKCOXK. S.; KLEIN, T. R.; LOK, A.; NARENDRAN N. “Detection and Acceptability of Stroboscopic Effects from Flicker”. **Lighting Research and Technolog.**, vol. 44, nº 4, pp. 477–483, 2012a.

BULLOUGH, J. D.; NARENDRAN, N. “**Quantifying Stroboscopic Effects from Flickering Light Sources**”, In Proc. of Council for Optical Radiation Measurements Conference, Ottawa – ON, June 2012b.

BUSO, S.; SPIAZZI, G. “ A Line-Frequency-Commutated Rectifier Complying with IEC 1000-3-2 Standard”. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Vol. 47, Issue 3, pp.501-510, June 2000.

BUSO, S.; SPIAZZI, G. “ **Analysis of a High Power Factor Electronic Ballast for High Brightness Light Emitting Diodes**”. Power Electronics Specialists Conference (PESC, 2005), pp.1494-1499, Recife – Brazil, June 2005.

BUSO, S.; MATTAVELLI, P. “**Digital control in power electronics**”. Lectures on power electronics, Morgan & Claypool Publishers, v. 1, n. 1, p. 1–158, 2006.

CASAGRANDE, C. G.; NOGUEIRA, F. J.; RODRIGUES, C. R. B. S.; CAMPOS, M. F. C.; BRAGA, H. A. C. “**Evaluation of Lighting Systems Through Adaptation of Photometric Quantities.**” In: 39<sup>th</sup> Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON). 2013.

CASAGRANDE, C. G. **Desafios da Iluminação Pública no Brasil e Nova Técnica de Projetos Luminotécnicos Fundamentada na Fotometria Mesópica.** Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica). Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, 2016.

CHENG, M. Y.; HSU, Y.C.; CHEN, C.H.; HOU, M.K.; TSAI, M.C. (2008). “**An asymmetric PWM for low switching frequency power factor correction circuit,**” IEEE International Conference on Industrial Technology, IEEE ICIT 2008, pp. 1 – 6.

CHIU, H.; Lo, Y; CHEN, J; CHENG, S; LIN, C.; MOU, S.; , "A High-Efficiency Dimmable LED Driver for Low-Power Lighting Applications," **Industrial Electronics, IEEE Transactions on** , vol.57, no.2, pp.735-743, Feb. 2010.

COELHO, F. O. **Medidor Digital de Grandezas Elétricas com Capacidade de Gerenciamento Remoto.** Monografia (Trabalho de Conclusão de Curso em Engenharia Elétrica). Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, 2016.

DIAS, M. P. **Avaliação do Emprego de um Pré-Regulador *Boost* de Baixa Frequência no Acionamento de LEDs de Iluminação.** Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, 2012.

DUPUIS, R.D.; KRAMES, M.R.; "History, Development, and Applications of High-Brightness Visible Light-Emitting Diodes." **Lightwave Technology, Journal of** , vol.26, no.9, pp.1154-1171, May1, 2008.

EICHHORN, T. “Estimate Inductor Losses Easily in Power Supply Designs”. **Power Electronics Technology**, April, 2005

ELETROBRAS (2010). **Dados da iluminação Pública 2008.** Disponível em <<http://www.eletronbras.gov.br/elb/procel/main.asp>>. Acessado em: dezembro de 2016.

ELOHOLMA, M ; HALONEN, L. “New Model for Mesopic Photometry and its Application to Road Lighting”. **LEUKOS**, Vol. 2, Issue 4, pp. 263-293, 2006.

GARCIA, O. COBOS, J. A., PRIETO, R.; ALOU, P. UCEDA, J. “Single phase Power factor correction: a survey.” **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 18, issue: 3, May 2003.

GORDON, K. **LED Evaluation and Application.** APEM Spring Forum. Eugene – Oregon, 2007.

HSIEH, Y.; LIU, B.; WU, J.; FANG, C.; TSAI, H.; JUANG, Y. ; “A High Current Accuracy Boost White LED Driver Based on Offset Calibration Technique”, **IEEE Transactions on Circuits and Systems**, vol.58, no.4, pp. 244–248, Abril de 2011.

HUI, S. Y. **Apparatus and method of operation of passive LED lighting equipments**. U.S. Patent Application 12/429792, April 2009.

HUI, S. Y.; LI, S.; TSAO, X. H.; CHEN, W.; NG, W. ; “A Novel Passive Offline LED Driver with Long Lifetime”, **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 25, no. 10, pp. 2665–2672, Outubro 2010.

IEC. **IEC 61000-3-2 – Limits for Harmonics Current Emissions (equipment input current < 16 A per phase)**. International Electrotechnical Commission. 2014.

IEEE. **Recommended Practices for Modulating Current in High Brightness LEDs for Mitigating Health Risks to Viewer**. IEEE, Std. 1789, 2015.

IES. **LM-80 Approved Method for Measuring Lumen Maintenance of LED Light Sources**. Illuminating Engineering Society of North America, 2008.

IES. **TM-21-11 Project Long Term Lumen Maintenance of LED Light Sources**. Illuminating engineering Society of North America, 2011.

JÚNIOR, E.M.S. “**Estudo de Estruturas de Reatores Eletrônicos para LEDs de Iluminação**”. Tese de Doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2010.

LAUBSH, A.; SABATHIL, M.; BAUR, J.; PETER, M.; HAHN, B. “High-Power and High-Efficiency InGaN-Based Light Emitters.” **IEEE Transactions on Electronic Devices**. Vol. 57, no. 1, pp. 79-87, January, 2010.

LEE, B.; KIM, H.; RIM, C. “Robust Passive LED Driver Compatible With Conventional Rapid-Start Ballast”. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Vol. 26, Issue. 12, pp. 3694-3706, May 2011.

LEHMAN, B. ; WILKINS, A. J. “Designing to Mitigate the Effects of Flicker in LED Lighting”, **IEEE Power Electronics Magazine**, vol 1, issue 3, pp. 18-26. September 2014.

LI, F.; CHEN, D.; SONG, X.; CHEN, Y.; "LEDs: A Promising Energy-Saving Light Source for Road Lighting," Power and Energy Engineering Conference, 2009. APPEEC 2009. Asia-Pacific , vol., no., pp.1-3, 27-31 March 2009.

LI, S.; TAN, S.C.; LEE, C. W.; WAFFENSCHMIDT, E.; HUI, S.Y. “A Survey, Classification, and Critical Review of Light-Emitting Diode Drivers **IEEE Transactions on Power Electronics**, Vol. 31, NO. 2, pp. 1503-1516, February 2016.

LOPES, S. B. “**Eficiência Energética em Sistemas de Iluminação Pública**.”. Dissertação de Mestrado. Universidade de São Paulo. São Paulo, 2002.

MARTIGNONI, A. **Transformadores**. 8. ed. São Paulo: Globo, 1991.

MARTINS, E. S. **Retificadores Monofásicos com Alto Fator de Potência e Comutação em Baixa Frequência**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 2002.

MORANTE, P. “**Mesopic Street Light Demonstration and Evaluation Final Report.**” For Grotton Utilities (Groton, Connecticut). Light Research Center Rensselaer Polytechnical Institute – Troy, New York – January 31, 2008.

NOGUEIRA, F. J.; SILVA, E. S.; RODRIGUES, C. R. B. S.; CAMPOS, M. F. C.; PINTO, D. P.; BRAGA, H. A. C. “**Influência da Temperatura no Desempenho de Luminárias LED.**” In: International Conference on Industry Applications (IEEE/IAS 10th INDUSCON), 2012, Fortaleza – CE, 2012.

NOGUEIRA, F. J. **Avaliação Experimental de Luminárias Empregando LEDs Orientadas à Iluminação Pública.** Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, 2013.

NOGUEIRA, F. J. ; GOUVEIA, L. H.; BRAGA, M. F.; CAMPOS, M. F. C.; CASAGRANDE, C. G.; BRAGA, H. A. C. “**Um Estudo Comparativo Entre Fontes de Luz Típicas de Iluminação Pública Considerando a Fotometria Mesópica**”. XII Conferência Latino-Americana de Iluminação LUXAMÉRICA 2014. Juiz de Fora, 2014a.

NOGUEIRA, F. J. ; SILVA, E. S. ; BRAGA, M. F.; CAMPOS, M. F. C.; CASAGRANDE, C. G.; BRAGA, H. A. C. “**Retrofit Envolvendo Luminárias LED no Sistema de Iluminação Pública: Estudo de Caso da Universidade Federal de Juiz de Fora**”. XII Conferência Latino-Americana de Iluminação LUXAMÉRICA 2014. Juiz de Fora, 2014b.

NOGUEIRA, F. J.; MELO, I. D.; GOUVEIA, L. H.; CASAGRANDE, C. G., BRAGA, H. A. C.; PINTO, D. P. “**Avaliação de um Sistema de Telegerenciamento Empregando Luminárias LED de Iluminação Pública**”. XX Congresso Brasileiro de Automática CBA 2014, Belo Horizonte, Setembro 2014c.

NOGUEIRA, F. J.; VITOI, L. A.; GOUVEIA, L. H.; CASAGRANDE, C. G.; PINTO, D. P.; BRAGA, H. A. C. “**Street Lighting LED Luminaires Replacing High Pressure Sodium Lamps: Study of Case**”. 11th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications, Induscon 2014. Juiz de Fora, Brazil, December 2014d.

NOGUEIRA, F. J. ; GOUVEIA, L. H.; ALBUQUERQUE, V. M.; CARREIRA, T. R. A.; BRAGA, M. F.; PINTO, D. P.; BRAGA, H. A. C. “**Avaliação Técnica de Luminárias LED Comerciais Destinadas à Iluminação Pública**”. 11th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications, Induscon 2014. Juiz de Fora, Brasil, Dezembro 2014e.

NOGUEIRA, F. J.; VITOI, L. A.; CASAGRANDE, C. G.; BRAGA, H. A. C. “**Low Cost and High Power Factor Offline LED Drivers Based on Low Frequency Converters**”. PCIM South America Conference 2014, São Paulo, Outubro 2014f.

NOGUEIRA, F. J. ; VITOI, L. A.; CASAGRANDE, C. G.; BRAGA, H. A. C. “**Avaliação do Uso de Conversores em Baixa Frequência como Drivers de Luminárias LED**”. XX Congresso Brasileiro de Automática CBA 2014, Belo Horizonte, Setembro 2014g.

NOGUEIRA, F. J. ; BRAGA, M. F.; SILVA, E. S.; GOMIDE, T. S.; BRAGA, H. A. C. “**Design of a Transformerless High Power Factor Low Frequency LED Driver Applied to Street Lighting**”. The 24th IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE 2015. Rio de Janeiro, Brasil, 2015a.

NOGUEIRA, F. J. , SILVA, E. S., GOMIDE, T. S., BRAGA, H. A. C. “ **Low Frequency LED Driver Based on The Ćuk Converter Applied to Street Lighting Luminaires**”. Aceito para publicação, COBEP 2015. Fortaleza, Brasil, 2015b.

NOGUEIRA, F. J. ; RESENDE. L. H. G. ; FERRAZ, R. M. ; CASAGRANDE, C. G.. “**Retrofit Envolvendo Luminárias LED de Iluminação Pública na UFJF.**” Revista Lumière (Impresso), v. 18, p. 90-96, Edição 224, Dezembro de 2016.

**OGATA, K.; MAYA, P. Á.; LEONARDI, F.** Engenharia de controle moderno. **5a. ed. São Paulo: Prentice Hall, 2010.**

ONS. **Horário de Verão** (2013). Disponível em: <[http://www.ons.org.br/analise\\_carga\\_demanda/horario\\_verao.aspx](http://www.ons.org.br/analise_carga_demanda/horario_verao.aspx)>. Acessado em: 01/06/2015.

PHILIPS BRASIL (2005). **Torre do Alta Vila é Iluminada com Tecnologia.** Disponível em: < [http://www.newscenter.philips.com/br\\_pt/standard/about/news/press/article-15411.wpd](http://www.newscenter.philips.com/br_pt/standard/about/news/press/article-15411.wpd)> Acessado em: 10/03/2015.

PINTO, D. P.; NOGUEIRA, F. J.; SILVA, E. S.; RODRIGUES, C. R. B. S.; BRAGA, H.A.C.“**Projeto Aplicado na Formação de Engenheiros: Iluminação Pública a LEDs no Campus da da Universidade Federal de Juiz de Fora.**” XLI Congresso Brasileiro de Educação em Engenharia (COBENGE). 2013.

POLONSKII, M. e SEIDEL, A. R. “**Reatores Eletrônicos para Iluminação Fluorescente**”. Editora Unijuí 1. ed. Ijuí, 2008.

**POMILIO, J. A.; SPIAZZI, G.** “Double-line-frequency commutated rectifier complying with IEC 1000-3-2 standards” **Fourteenth Annual Power Electronics Conference and Exposition, APEC, 1999.**

**POMILIO, J. A. ; SPIAZZI, G.; BUSO, S.**“Comparison Among High-Frequency and Line Frequency Commutated Rectifiers Complying with IEC 61000-3-2 Standards”. **IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS’2000), 2000.**

POMILIO, J. A.; SPIAZZI, G. “A Low-Inductance Line-Frequency Commutated Rectifier Complying With EN 61000-3-2 Standards” **IEEE Transactions on Power Electronics**, Volume 17, Issue 6, pp. 963-970, November 2002.

RAMALHO, C. R. J. L.; ROSITO, L. H. “**LEDs em Iluminação Pública.**” Relatório interno desenvolvido pela empresa Lumina Consultoria e Projetos de Engenharia LTDA, dentro do convênio ECV 312/2009 UFJF/ELETOBRAS, Junho de 2011.

RODRIGUES, C. R. B. S. ; ALMEIDA, P. S.; JORGE, J. M.; SOARES, G. M. ; PINTO, D.P.; BRAGA, H.A.C, “**Experimental Characterization Regarding Two Types Of Phosphor-converted White High-brightness LEDs: Low Power And High Power Devices**”, in *Proc. of COBEP 2011*, pp. 734–740, Setembro 2011a.

RODRIGUES, C.R.B.S.; ALMEIDA, P.S.; SOARES, G.M.; JORGE, J.M.; PINTO, D.P.; BRAGA, H.A.C. "An experimental comparison between different technologies arising for public lighting: LED luminaires replacing high pressure sodium lamps," *Industrial Electronics (ISIE), 2011 IEEE International Symposium on* , pp.141-146, 27-30, June 2011b.

RODRIGUES, C. R. B. S. “**Contribuições ao Uso de Diodos Emissores de Luz em Iluminação Pública**”. Tese de Doutorado. Universidade Federal de Juiz de Fora. Juiz de Fora, 2012.

ROSSETTO, L.; SPIAZZI, G.; TENTI, P. “Boost PFC with 100Hz Switching Frequency Providing Output Voltage Stabilization and Compliance with EMC Standards” **IEEE Transactions on Industry Applications**, Volume 36, Issue 1, pp 188-193, January 2000.

SALES, R.P. “**LED, o Novo Paradigma da Iluminação Pública**”. Dissertação de Mestrado, Instituto de Tecnologia para o Desenvolvimento. Curitiba, 2011.

SANTOS, E. R. “**A Iluminação Pública como Elemento de Composição da Paisagem Urbana.**” Dissertação de Mestrado. Universidade Federal do Rio Grande do Sul. Porto Alegre, 2005.

SANTOS, C. R. A. “**Iluminação Pública e Sustentabilidade Energética**”. Dissertação de Mestrado. Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto. Porto, 2011.

SCHUBERT, E. F. **Light-Emitting Diodes**, Cambridge University Press, 2<sup>nd</sup> Edition, Cambridge, UK, 2006.

SCHUCH, L.; COSTA, M .A .D.; RECH, C.; MICHELS, L.; COSTA, G. H.; SANTOS A.S. “Sistema Autônomo de Iluminação Pública de Alta Eficiência Baseado em Energia Solar e LEDs”, **Eletrônica de Potência– SOBRAEP** , vol. 16, no. 1, pp. 17–27, Fevereiro 2011.

SCRIVANO, R. (2014). **Prefeituras Aderem às Lâmpadas LED e irão investir R\$2 Bilhões.** Disponível em: < <http://oglobo.globo.com/economia/prefeituras-aderem-as-lampadas-de-led-vao-investir-2-bilhoes-14006082>>. Acessado em: 01/07/2015.

SIEMENS SEMICONDUCTOR GROUP. **Phase Control IC TCA785**. Datasheet, 2005.

SILVA, L.L.F. “**Iluminação Pública no Brasil: Aspectos Energéticos e Institucionais**” Dissertação de Mestrado. Universidade Federal do Rio de Janeiro. Rio de Janeiro, 2006

SINCERO, G.C.R.; PERIN, A.J. "High Pressure Sodium Lamp High Power Factor Electronic Ballasts Using AC–AC Converters," **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol.22, no.3, pp.804-814, May 2007.

SOARES, G. M.; ALMEIDA, P. S.; BRAGA, H. A. C.; PINTO, D. P. “ **A Single-Stage High Efficiency Long-Life Off-line LED Driver Based on the DCM Ćuk Converter.**” 38<sup>th</sup> Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), Março de 2012.

SOARES, G. M. **Driver de Longa Vida e Alta Eficiência para Acionamento de LEDs em Iluminação Pública.** Monografia (Trabalho de Conclusão de Curso em Engenharia Elétrica). Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, 2012b.

SOARES, G. M. “**Sistema Inteligente de Iluminação de Estado Sólido com Controle Remoto e Análise de Parâmetros da Rede Elétrica**”. Dissertação de Mestrado. Universidade Federal de Juiz de Fora. Juiz de Fora, 2014.

SONG, B.M.; HAN, B.; BAR-COHEN, A.; SHARMA, R.; ARIK, M. “Hierarchical Life Prediction Model for Actively Cooled LED Based Luminaire”, **IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies**, vol. 33, no. 4, pp. 728–737, Dezembro 2010.

SUGA, I.; KIMATA, M.; OHNISHI, Y; UCHIDA, R. “**New Switching Method for Single-phase CA to DC Converter**” Power Conversion Conference, pp. 93 – 98, Yokohama – Japão, 1993.

SUN, C.C.; CHANG, Y. Y.; YANG, T. H.; CHUNG, T. Y.; CHEN, C. C.; LEE T. X.; LI, D. R.; LU, C. Y.; TING, Z. Y.; GLORIEUX, B.; CHEN, Y. C.; LAI K. Y.; LIU C. Y. “Packaging efficiency in phosphor-converted white LEDs and its impact to the limit of luminous efficacy”. **Journal of Solid State Lighting**, Springer, 2014.

TANIGUCHI, K.; WATANABE,T.; MORIZANE, T.; KIMURA,N. "Characteristics of single-pulse soft-switching PFC converter," 26th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2000), pp. 2648-2653 vol.4. Nagoya Japão, 2000

TANIGUCHI, K.; BABA, H.; OGAWA, M.; KAWAJI, M. "**Driving circuit for single-pulse soft-switching PFC converter,**" Proceedings of the Power Conversion Conference, pp. 1232-1237, Osaka - Japão, Abril de 2002.

TSAO, J. Y. **Solid State Lighting: Lams, Chips and Materials for Tomorrow.** IEEE Circuits & Devices n. 20 p. 28-37, 2004.

TOROK, L.; BECZKOWSKI, S.; Nielsen, S.; GADEGAARD, J.; KARI, T.; PEDERSEN, K. “**High Output LED-Based Profile Lighting Fixture**”. 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2011), November 2011.

U.S. DEPARTMENT OF ENERGY. **Solid-State Lighting Research and Development: Multi Year Program Plan**, Abril de 2012.

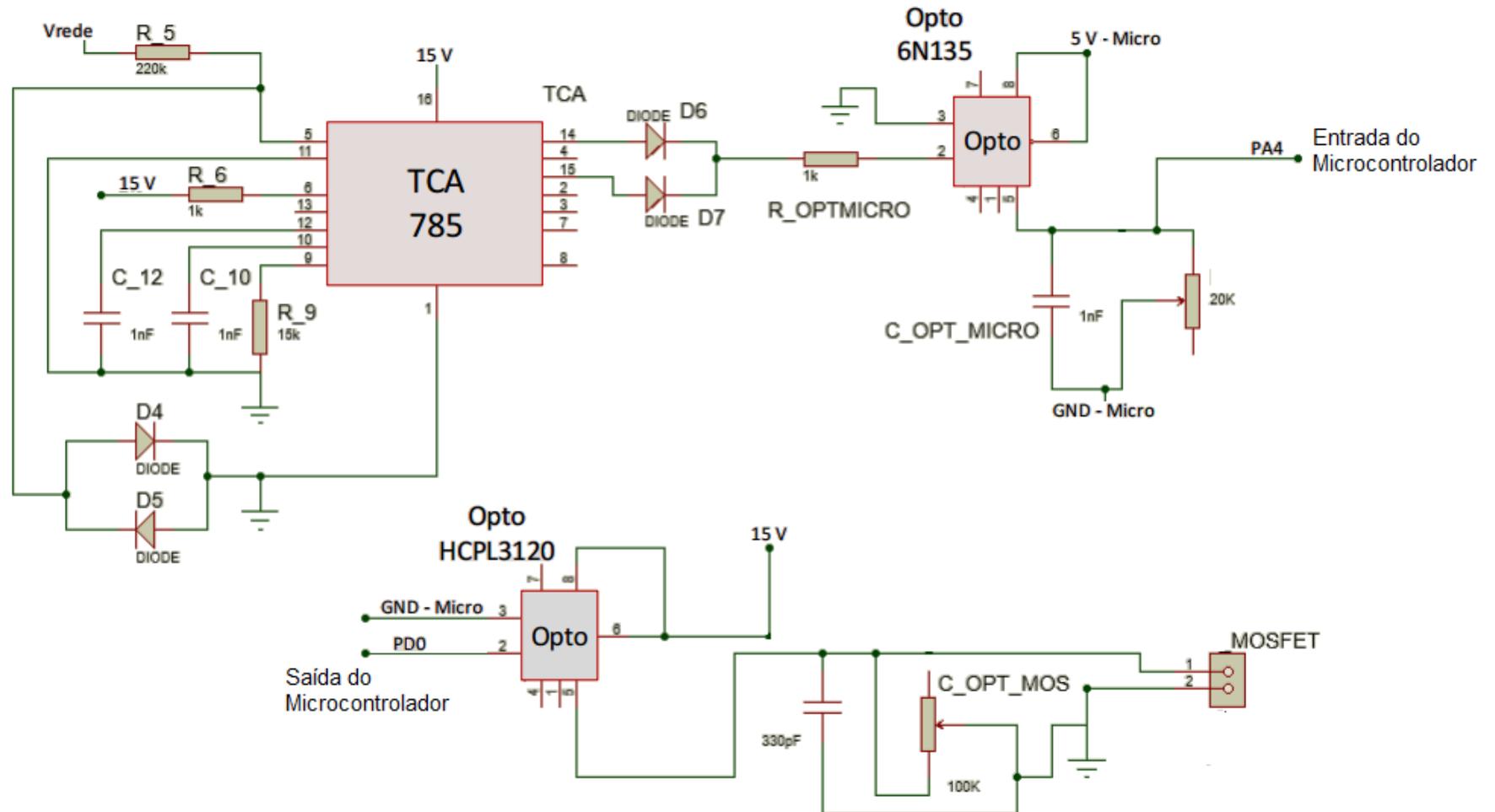
VAAJA, M. T.; KURKELA, M.; VIRTANEN, J. P. ; MAKSIMANEN, M. ; HYYPPA H. ; TETRI, E. "Luminance-Corrected 3D Point Clouds for Road and Street Environments". **Remote Sensing**, Vol. 7, issue 9, pp. 11389-11402, 2015.

WHITAKER, T. **Philips take control of LED market Lumileds Lighting**. LEDs Magazine, Issue 3, Outubro de 2005.

YU, L.; YANG, J. "The Topologies of White LED Lamps Power Drivers." in *Proc. of PESA 2009*, pp.1-6, May 2009.

ŽUKAUSKAS, A, M.; SHUR, S.; GASKA, R. **Introduction to Solid-State Lighting**. 1. ed. New York: John Willwy & Sons, 2002.

APÊNDICE I. ESQUEMA ELÉTRICO DO CIRCUITO DE DISPARO DO *MOSFET*



## APÊNDICE II. TABELAS DE PROJETO DO *DRIVER* DE BAIXA FREQUÊNCIA BASEADO NO CONVERSOR *ĆUK*

Tabela A.1: Definição das indutâncias  $L_1$  (amarelo) e  $L_2$  (vermelho) do *driver* baseado no pré-regulador *Ćuk* para  $T_{on}$  igual a 3,30 ms.

	0,650		0,700		0,750		0,800		0,850		0,900		0,950		1,000		1,050		1,100		1,150		1,200	
<b>0,300</b>	1,134	0,945	1,120	0,942	1,106	0,940	1,092	0,937	1,079	0,935	1,067	0,933	1,054	0,931	1,042	0,928	1,031	0,926	1,019	0,924	1,008	0,922	0,998	0,919
<b>0,350</b>	1,018	0,952	1,006	0,950	0,994	0,948	0,983	0,946	0,972	0,944	0,961	0,942	0,951	0,940	0,941	0,938	0,931	0,936	0,921	0,934	0,912	0,932	0,903	0,930
<b>0,400</b>	0,924	0,958	0,914	0,956	0,904	0,954	0,895	0,953	0,886	0,951	0,876	0,949	0,868	0,947	0,859	0,945	0,850	0,944	0,842	0,942	0,834	0,940	0,826	0,938
<b>0,450</b>	0,847	0,962	0,838	0,961	0,830	0,959	0,822	0,958	0,814	0,956	0,806	0,954	0,798	0,953	0,791	0,951	0,783	0,950	0,776	0,948	0,769	0,946	0,762	0,945
<b>0,500</b>	0,782	0,966	0,775	0,964	0,768	0,963	0,761	0,962	0,754	0,960	0,747	0,959	0,740	0,957	0,733	0,956	0,727	0,954	0,721	0,953	0,714	0,952	0,708	0,950
<b>0,550</b>	0,726	0,968	0,720	0,967	0,714	0,966	0,708	0,965	0,702	0,963	0,696	0,962	0,690	0,961	0,684	0,960	0,678	0,958	0,673	0,957	0,667	0,956	0,662	0,954
<b>0,600</b>	0,678	0,971	0,673	0,970	0,668	0,968	0,662	0,967	0,657	0,966	0,652	0,965	0,647	0,964	0,641	0,963	0,636	0,962	0,631	0,960	0,626	0,959	0,621	0,958
<b>0,650</b>	0,636	0,972	0,632	0,971	0,627	0,970	0,622	0,969	0,618	0,968	0,613	0,967	0,608	0,966	0,604	0,965	0,599	0,964	0,595	0,963	0,590	0,962	0,586	0,961
<b>0,700</b>	0,599	0,974	0,595	0,973	0,591	0,972	0,587	0,971	0,583	0,970	0,579	0,969	0,575	0,968	0,570	0,967	0,566	0,967	0,562	0,966	0,558	0,965	0,554	0,964
<b>0,750</b>	0,566	0,975	0,563	0,974	0,559	0,974	0,556	0,973	0,552	0,972	0,548	0,971	0,544	0,970	0,541	0,969	0,537	0,968	0,533	0,968	0,530	0,967	0,526	0,966
<b>0,800</b>	0,537	0,976	0,534	0,976	0,530	0,975	0,527	0,974	0,524	0,973	0,521	0,972	0,517	0,972	0,514	0,971	0,511	0,970	0,507	0,969	0,504	0,968	0,501	0,968
<b>0,850</b>	0,511	0,977	0,507	0,976	0,505	0,976	0,502	0,975	0,499	0,974	0,496	0,974	0,493	0,973	0,490	0,972	0,487	0,972	0,484	0,971	0,481	0,970	0,478	0,969
<b>0,900</b>	0,487	0,978	0,484	0,977	0,481	0,977	0,479	0,976	0,476	0,975	0,473	0,975	0,471	0,974	0,468	0,973	0,465	0,973	0,462	0,972	0,460	0,971	0,457	0,971
<b>0,950</b>	0,467	0,979	0,463	0,978	0,460	0,977	0,457	0,977	0,455	0,976	0,453	0,976	0,450	0,975	0,448	0,974	0,445	0,974	0,443	0,973	0,440	0,973	0,438	0,972
<b>1,000</b>	0,448	0,979	0,444	0,979	0,441	0,978	0,438	0,978	0,436	0,977	0,434	0,976	0,432	0,976	0,429	0,975	0,427	0,975	0,425	0,974	0,423	0,974	0,420	0,973
<b>1,050</b>	0,431	0,980	0,427	0,979	0,424	0,979	0,421	0,978	0,418	0,978	0,417	0,977	0,415	0,977	0,412	0,976	0,410	0,976	0,408	0,975	0,406	0,974	0,404	0,974
<b>1,100</b>	0,416	0,980	0,412	0,980	0,408	0,979	0,405	0,979	0,402	0,978	0,401	0,978	0,399	0,977	0,397	0,977	0,395	0,976	0,393	0,976	0,391	0,975	0,389	0,975
<b>1,150</b>	0,402	0,980	0,397	0,980	0,394	0,980	0,390	0,979	0,388	0,979	0,386	0,978	0,384	0,978	0,382	0,977	0,381	0,977	0,379	0,977	0,377	0,976	0,375	0,976
<b>1,200</b>	0,390	0,981	0,385	0,980	0,381	0,980	0,377	0,980	0,374	0,979	0,372	0,979	0,370	0,978	0,369	0,978	0,367	0,978	0,366	0,977	0,364	0,977	0,362	0,976

Amarelo:  $L_1$  (H); Vermelho:  $L_2$  (H); Azul:  $I_{omédio}$  (A); Verde: Fator de Potência. As resistências  $R_{L1}$  e  $R_{L2}$  foram estimadas como sendo 2,5% do valor das indutâncias em mH.

Tabela A.2: Definição das indutâncias  $L_1$  (amarelo) e  $L_2$  (vermelho) do *driver* baseado no pré-regulador Ćuk para  $T_{on}$  igual a 3,35 ms.

	0,650		0,700		0,750		0,800		0,850		0,900		0,950		1,000		1,050		1,100		1,150		1,200	
<b>0,300</b>	1,180	0,952	1,165	0,949	1,151	0,947	1,137	0,945	1,123	0,943	1,109	0,941	1,096	0,939	1,084	0,936	1,072	0,934	1,060	0,932	1,048	0,930	1,037	0,928
<b>0,350</b>	1,059	0,958	1,047	0,957	1,035	0,955	1,023	0,953	1,011	0,951	1,000	0,949	0,989	0,947	0,979	0,945	0,968	0,944	0,958	0,942	0,948	0,940	0,939	0,938
<b>0,400</b>	0,962	0,964	0,951	0,962	0,941	0,960	0,931	0,959	0,921	0,957	0,912	0,955	0,903	0,954	0,893	0,952	0,885	0,951	0,876	0,949	0,867	0,947	0,859	0,946
<b>0,450</b>	0,881	0,967	0,873	0,966	0,864	0,965	0,856	0,963	0,847	0,962	0,839	0,960	0,831	0,959	0,823	0,957	0,815	0,956	0,807	0,955	0,800	0,953	0,793	0,952
<b>0,500</b>	0,814	0,970	0,806	0,969	0,799	0,968	0,792	0,967	0,784	0,965	0,777	0,964	0,770	0,963	0,763	0,962	0,756	0,960	0,750	0,959	0,743	0,958	0,737	0,957
<b>0,550</b>	0,756	0,973	0,750	0,972	0,743	0,970	0,737	0,969	0,731	0,968	0,724	0,967	0,718	0,966	0,712	0,965	0,706	0,964	0,700	0,963	0,694	0,962	0,689	0,960
<b>0,600</b>	0,706	0,974	0,701	0,973	0,695	0,973	0,690	0,972	0,684	0,971	0,678	0,970	0,673	0,969	0,667	0,968	0,662	0,967	0,657	0,966	0,652	0,965	0,647	0,964
<b>0,650</b>	0,662	0,976	0,658	0,975	0,653	0,974	0,648	0,973	0,643	0,973	0,638	0,972	0,633	0,971	0,628	0,970	0,624	0,969	0,619	0,968	0,614	0,967	0,610	0,966
<b>0,700</b>	0,624	0,977	0,620	0,976	0,616	0,976	0,611	0,975	0,607	0,974	0,602	0,973	0,598	0,973	0,594	0,972	0,590	0,971	0,585	0,970	0,581	0,969	0,577	0,968
<b>0,750</b>	0,590	0,978	0,586	0,977	0,582	0,977	0,578	0,976	0,575	0,975	0,571	0,975	0,567	0,974	0,563	0,973	0,559	0,973	0,555	0,972	0,551	0,971	0,548	0,970
<b>0,800</b>	0,559	0,979	0,556	0,978	0,552	0,978	0,549	0,977	0,546	0,976	0,542	0,976	0,539	0,975	0,535	0,975	0,532	0,974	0,528	0,973	0,525	0,973	0,521	0,972
<b>0,850</b>	0,531	0,979	0,528	0,979	0,526	0,978	0,523	0,978	0,519	0,977	0,516	0,977	0,513	0,976	0,510	0,976	0,507	0,975	0,504	0,974	0,500	0,974	0,497	0,973
<b>0,900</b>	0,507	0,980	0,504	0,980	0,501	0,979	0,498	0,979	0,496	0,978	0,493	0,978	0,490	0,977	0,487	0,977	0,484	0,976	0,481	0,976	0,478	0,975	0,476	0,974
<b>0,950</b>	0,485	0,980	0,481	0,980	0,479	0,980	0,477	0,979	0,474	0,979	0,471	0,978	0,469	0,978	0,466	0,977	0,464	0,977	0,461	0,976	0,458	0,976	0,456	0,975
<b>1,000</b>	0,465	0,981	0,461	0,980	0,459	0,980	0,456	0,980	0,454	0,979	0,452	0,979	0,450	0,979	0,447	0,978	0,445	0,978	0,442	0,977	0,440	0,977	0,437	0,976
<b>1,050</b>	0,447	0,981	0,443	0,981	0,440	0,981	0,438	0,980	0,436	0,980	0,434	0,979	0,432	0,979	0,429	0,979	0,427	0,978	0,425	0,978	0,423	0,977	0,421	0,977
<b>1,100</b>	0,431	0,981	0,427	0,981	0,424	0,981	0,421	0,981	0,419	0,980	0,417	0,980	0,415	0,980	0,413	0,979	0,411	0,979	0,409	0,978	0,407	0,978	0,405	0,978
<b>1,150</b>	0,416	0,982	0,412	0,981	0,409	0,981	0,406	0,981	0,403	0,981	0,402	0,980	0,400	0,980	0,398	0,980	0,396	0,979	0,394	0,979	0,392	0,979	0,391	0,978
<b>1,200</b>	0,403	0,982	0,398	0,982	0,395	0,981	0,392	0,981	0,389	0,981	0,387	0,981	0,386	0,980	0,384	0,980	0,382	0,980	0,381	0,979	0,379	0,979	0,377	0,979

Amarelo:  $L_1$  (H); Vermelho:  $L_2$  (H); Azul:  $I_{omédio}$  (A); Verde: Fator de Potência. As resistências  $R_{L1}$  e  $R_{L2}$  foram estimadas como sendo 2,5% do valor das indutâncias em mH.

Tabela A.3: Definição das indutâncias  $L_1$  (amarelo) e  $L_2$  (vermelho) do *driver* baseado no pré-regulador  $\acute{C}$ uk para  $T_{on}$  igual a 3,40 ms.

	0,650		0,700		0,750		0,800		0,850		0,900		0,950		1,000		1,050		1,100		1,150		1,200	
<b>0,300</b>	1,225	0,957	1,210	0,955	1,194	0,953	1,180	0,952	1,165	0,950	1,151	0,948	1,138	0,946	1,125	0,944	1,112	0,942	1,100	0,940	1,088	0,938	1,076	0,936
<b>0,350</b>	1,100	0,964	1,087	0,962	1,074	0,960	1,062	0,959	1,050	0,957	1,038	0,955	1,027	0,954	1,016	0,952	1,005	0,950	0,994	0,949	0,984	0,947	0,974	0,945
<b>0,400</b>	0,999	0,968	0,988	0,967	0,977	0,965	0,967	0,964	0,957	0,962	0,947	0,961	0,937	0,959	0,927	0,958	0,918	0,957	0,909	0,955	0,900	0,954	0,892	0,952
<b>0,450</b>	0,915	0,971	0,906	0,970	0,897	0,969	0,888	0,968	0,879	0,966	0,871	0,965	0,862	0,964	0,854	0,963	0,846	0,961	0,838	0,960	0,830	0,959	0,823	0,958
<b>0,500</b>	0,845	0,974	0,837	0,973	0,830	0,972	0,822	0,971	0,814	0,970	0,807	0,969	0,799	0,967	0,792	0,966	0,785	0,965	0,778	0,964	0,771	0,963	0,765	0,962
<b>0,550</b>	0,785	0,976	0,779	0,975	0,772	0,974	0,765	0,973	0,759	0,972	0,752	0,971	0,745	0,970	0,739	0,969	0,733	0,968	0,727	0,967	0,721	0,966	0,715	0,965
<b>0,600</b>	0,733	0,977	0,728	0,976	0,722	0,976	0,716	0,975	0,710	0,974	0,704	0,973	0,699	0,972	0,693	0,972	0,687	0,971	0,682	0,970	0,676	0,969	0,671	0,968
<b>0,650</b>	0,688	0,978	0,683	0,977	0,678	0,977	0,673	0,976	0,668	0,976	0,663	0,975	0,657	0,974	0,652	0,973	0,647	0,973	0,643	0,972	0,638	0,971	0,633	0,970
<b>0,700</b>	0,648	0,979	0,644	0,978	0,639	0,978	0,635	0,977	0,630	0,977	0,626	0,976	0,621	0,976	0,616	0,975	0,612	0,974	0,608	0,974	0,603	0,973	0,599	0,972
<b>0,750</b>	0,612	0,980	0,609	0,979	0,605	0,979	0,601	0,978	0,597	0,978	0,593	0,977	0,588	0,977	0,584	0,976	0,580	0,976	0,576	0,975	0,572	0,974	0,569	0,974
<b>0,800</b>	0,581	0,980	0,577	0,980	0,574	0,979	0,570	0,979	0,567	0,979	0,563	0,978	0,559	0,978	0,556	0,977	0,552	0,977	0,548	0,976	0,545	0,976	0,541	0,975
<b>0,850</b>	0,552	0,981	0,549	0,980	0,546	0,980	0,543	0,980	<b>0,539</b>	0,979	0,536	0,979	0,533	0,978	0,529	0,978	0,526	0,978	0,523	0,977	0,520	0,977	0,516	0,976
<b>0,900</b>	0,526	0,981	0,523	0,981	0,521	0,980	0,518	0,980	0,515	0,980	0,512	0,979	0,509	0,979	0,506	0,979	0,503	0,978	0,500	0,978	0,497	0,977	0,494	0,977
<b>0,950</b>	0,503	0,981	0,500	0,981	0,497	0,981	0,495	0,980	0,492	0,980	0,490	0,980	0,487	0,980	0,484	0,979	0,481	0,979	0,479	0,979	0,476	0,978	0,473	0,978
<b>1,000</b>	0,482	0,981	0,479	0,981	0,476	0,981	0,474	0,981	0,472	0,981	0,469	0,980	0,467	0,980	0,464	0,980	0,462	0,979	0,459	0,979	0,457	0,979	0,454	0,978
<b>1,050</b>	0,463	0,982	0,460	0,981	0,457	0,981	0,455	0,981	0,453	0,981	0,451	0,981	0,448	0,980	0,446	0,980	0,444	0,980	0,441	0,980	0,439	0,979	0,437	0,979
<b>1,100</b>	0,446	0,982	0,442	0,982	0,439	0,981	0,437	0,981	0,435	0,981	0,433	0,981	0,431	0,981	0,429	0,980	0,427	0,980	0,425	0,980	0,423	0,980	0,421	0,979
<b>1,150</b>	0,430	0,982	0,426	0,982	0,423	0,982	0,421	0,981	0,419	0,981	0,417	0,981	0,415	0,981	0,413	0,981	0,411	0,981	0,409	0,980	0,408	0,980	0,406	0,980
<b>1,200</b>	0,416	0,982	0,412	0,982	0,409	0,982	0,406	0,982	0,404	0,981	0,402	0,981	0,401	0,981	0,399	0,981	0,397	0,981	0,395	0,981	0,393	0,980	0,392	0,980

Amarelo:  $L_1$  (H); Vermelho:  $L_2$  (H); Azul:  $I_{om\u00e9dio}$  (A); Verde: Fator de Pot\u00eancia. As resist\u00eancias  $R_{L1}$  e  $R_{L2}$  foram estimadas como sendo 2,5% do valor das indut\u00eancias em mH.

Tabela A.4: Definição das indutâncias  $L_1$  (amarelo) e  $L_2$  (vermelho) do *driver* baseado no pré-regulador  $\acute{C}$ uk para  $T_{on}$  igual a 3,45 ms.

	0,650		0,700		0,750		0,800		0,850		0,900		0,950		1,000		1,050		1,100		1,150		1,200	
<b>0,300</b>	1,269	0,962	1,253	0,961	1,237	0,959	1,222	0,957	1,207	0,955	1,193	0,953	1,179	0,952	1,165	0,950	1,152	0,948	1,139	0,946	1,127	0,945	1,115	0,943
<b>0,350</b>	1,139	0,968	1,126	0,966	1,113	0,965	1,100	0,963	1,087	0,962	1,075	0,960	1,063	0,959	1,052	0,957	1,041	0,956	1,030	0,954	1,019	0,953	1,009	0,951
<b>0,400</b>	1,034	0,971	1,023	0,970	1,012	0,969	1,001	0,968	0,991	0,967	0,980	0,965	0,970	0,964	0,960	0,963	0,951	0,962	0,941	0,960	0,932	0,959	0,923	0,958
<b>0,450</b>	0,948	0,974	0,939	0,973	0,929	0,972	0,920	0,971	0,911	0,970	0,902	0,969	0,893	0,968	0,885	0,967	0,876	0,966	0,868	0,965	0,860	0,964	0,852	0,962
<b>0,500</b>	0,876	0,976	0,867	0,975	0,859	0,975	0,851	0,974	0,843	0,973	0,836	0,972	0,828	0,971	0,821	0,970	0,813	0,969	0,806	0,968	0,799	0,967	0,792	0,966
<b>0,550</b>	0,814	0,978	0,807	0,977	0,800	0,976	0,793	0,976	0,786	0,975	0,779	0,974	0,772	0,973	0,766	0,973	0,759	0,972	0,753	0,971	0,746	0,970	0,740	0,969
<b>0,600</b>	0,760	0,979	0,754	0,978	0,748	0,978	0,742	0,977	0,736	0,976	0,730	0,976	0,724	0,975	0,718	0,974	0,712	0,974	0,706	0,973	0,701	0,972	0,695	0,972
<b>0,650</b>	0,713	0,979	0,708	0,979	0,702	0,978	0,697	0,978	0,692	0,978	0,686	0,977	0,681	0,976	0,676	0,976	0,671	0,975	0,665	0,975	0,660	0,974	0,655	0,973
<b>0,700</b>	0,671	0,980	0,667	0,980	0,662	0,979	0,657	0,979	0,653	0,978	0,648	0,978	0,643	0,978	0,639	0,977	0,634	0,977	0,629	0,976	0,625	0,975	0,620	0,975
<b>0,750</b>	0,635	0,980	0,631	0,980	0,626	0,980	0,622	0,979	0,618	0,979	0,614	0,979	0,610	0,978	0,605	0,978	0,601	0,978	0,597	0,977	0,593	0,977	0,589	0,976
<b>0,800</b>	0,602	0,981	0,598	0,980	0,594	0,980	0,591	0,980	0,587	0,980	0,583	0,979	0,579	0,979	0,575	0,979	0,572	0,978	0,568	0,978	0,564	0,978	0,560	0,977
<b>0,850</b>	0,572	0,981	0,569	0,981	0,566	0,981	0,562	0,980	0,559	0,980	0,555	0,980	0,552	0,980	0,548	0,979	0,545	0,979	0,542	0,979	0,538	0,978	0,535	0,978
<b>0,900</b>	0,545	0,981	0,542	0,981	0,539	0,981	0,536	0,981	0,533	0,980	0,530	0,980	0,527	0,980	0,524	0,980	0,521	0,979	0,518	0,979	0,514	0,979	0,511	0,979
<b>0,950</b>	0,520	0,981	0,518	0,981	0,515	0,981	0,513	0,981	0,510	0,981	0,507	0,980	0,504	0,980	0,501	0,980	0,499	0,980	0,496	0,980	0,493	0,979	0,490	0,979
<b>1,000</b>	0,498	0,981	0,496	0,981	0,493	0,981	0,491	0,981	0,489	0,981	0,486	0,981	0,484	0,981	0,481	0,980	0,478	0,980	0,476	0,980	0,473	0,980	0,470	0,980
<b>1,050</b>	0,479	0,981	0,476	0,981	0,473	0,981	0,471	0,981	0,469	0,981	0,467	0,981	0,464	0,981	0,462	0,981	0,460	0,980	0,457	0,980	0,455	0,980	0,452	0,980
<b>1,100</b>	0,461	0,981	0,457	0,981	0,455	0,981	0,453	0,981	0,451	0,981	0,449	0,981	0,447	0,981	0,444	0,981	0,442	0,981	0,440	0,981	0,438	0,980	0,436	0,980
<b>1,150</b>	0,444	0,981	0,441	0,981	0,438	0,981	0,436	0,981	0,434	0,981	0,432	0,981	0,430	0,981	0,428	0,981	0,426	0,981	0,424	0,981	0,422	0,981	0,420	0,980
<b>1,200</b>	0,429	0,981	0,425	0,981	0,422	0,981	0,420	0,981	0,419	0,981	0,417	0,981	0,415	0,981	0,413	0,981	0,411	0,981	0,409	0,981	0,407	0,981	0,406	0,981

Amarelo:  $L_1$  (H); Vermelho:  $L_2$  (H); Azul:  $I_{om\u00e9dio}$  (A); Verde: Fator de Pot\u00eancia. As resist\u00eancias  $R_{L1}$  e  $R_{L2}$  foram estimadas como sendo 2,5% do valor das indut\u00eancias em mH.

Tabela A.5: Definição das indutâncias  $L_1$  (amarelo) e  $L_2$  (vermelho) do *driver* baseado no pré-regulador Ćuk para  $T_{on}$  igual a 3,50 ms.

	0,650		0,700		0,750		0,800		0,850		0,900		0,950		1,000		1,050		1,100		1,150		1,200	
<b>0,300</b>	1,312	0,966	1,295	0,965	1,279	0,963	1,263	0,962	1,248	0,960	1,233	0,958	1,218	0,957	1,204	0,955	1,191	0,954	1,177	0,952	1,165	0,950	1,152	0,949
<b>0,350</b>	1,178	0,971	1,164	0,970	1,150	0,968	1,137	0,967	1,124	0,966	1,111	0,965	1,099	0,963	1,087	0,962	1,076	0,961	1,065	0,959	1,054	0,958	1,043	0,956
<b>0,400</b>	1,069	0,974	1,058	0,973	1,046	0,972	1,035	0,971	1,024	0,970	1,013	0,969	1,003	0,968	0,993	0,967	0,983	0,966	0,973	0,964	0,964	0,963	0,954	0,962
<b>0,450</b>	0,980	0,976	0,970	0,975	0,961	0,975	0,951	0,974	0,942	0,973	0,932	0,972	0,923	0,971	0,914	0,970	0,906	0,969	0,897	0,968	0,889	0,967	0,881	0,966
<b>0,500</b>	0,905	0,978	0,897	0,977	0,888	0,976	0,880	0,976	0,872	0,975	0,864	0,974	0,856	0,974	0,848	0,973	0,840	0,972	0,833	0,971	0,826	0,970	0,819	0,970
<b>0,550</b>	0,841	0,979	0,834	0,978	0,826	0,978	0,819	0,977	0,812	0,977	0,805	0,976	0,798	0,975	0,791	0,975	0,784	0,974	0,778	0,974	0,771	0,973	0,765	0,972
<b>0,600</b>	0,785	0,979	0,779	0,979	0,773	0,979	0,767	0,978	0,760	0,978	0,754	0,977	0,748	0,977	0,742	0,976	0,736	0,976	0,730	0,975	0,724	0,975	0,718	0,974
<b>0,650</b>	0,737	0,980	0,731	0,980	0,726	0,979	0,720	0,979	0,715	0,979	0,709	0,978	0,704	0,978	0,698	0,977	0,693	0,977	0,688	0,977	0,683	0,976	0,677	0,976
<b>0,700</b>	0,694	0,980	0,689	0,980	0,684	0,980	0,680	0,979	0,675	0,979	0,670	0,979	0,665	0,979	0,660	0,978	0,655	0,978	0,650	0,978	0,646	0,977	0,641	0,977
<b>0,750</b>	0,656	0,980	0,652	0,980	0,648	0,980	0,643	0,980	0,639	0,980	0,634	0,979	0,630	0,979	0,626	0,979	0,621	0,979	0,617	0,978	0,613	0,978	0,608	0,978
<b>0,800</b>	0,622	0,980	0,618	0,980	0,614	0,980	0,611	0,980	0,607	0,980	0,603	0,980	0,599	0,980	0,595	0,979	0,591	0,979	0,587	0,979	0,583	0,979	0,579	0,978
<b>0,850</b>	0,591	0,980	0,588	0,980	0,585	0,980	0,581	0,980	0,578	0,980	0,574	0,980	0,570	0,980	0,567	0,980	0,563	0,980	0,560	0,979	0,556	0,979	0,553	0,979
<b>0,900</b>	0,563	0,980	0,560	0,980	0,557	0,980	0,554	0,980	0,551	0,980	0,548	0,980	0,545	0,980	0,541	0,980	0,538	0,980	0,535	0,980	0,532	0,979	0,528	0,979
<b>0,950</b>	0,538	0,980	0,535	0,980	0,533	0,980	0,530	0,980	0,527	0,980	0,524	0,980	0,521	0,980	0,518	0,980	0,515	0,980	0,512	0,980	0,509	0,980	0,506	0,980
<b>1,000</b>	0,515	0,980	0,512	0,980	0,510	0,980	0,508	0,980	0,505	0,980	0,502	0,980	0,500	0,980	0,497	0,980	0,494	0,980	0,491	0,980	0,489	0,980	0,486	0,980
<b>1,050</b>	0,494	0,980	0,491	0,980	0,489	0,980	0,487	0,980	0,485	0,980	0,482	0,980	0,480	0,980	0,477	0,980	0,475	0,980	0,472	0,980	0,470	0,980	0,467	0,980
<b>1,100</b>	0,475	0,980	0,472	0,980	0,470	0,980	0,468	0,980	0,466	0,980	0,464	0,980	0,462	0,980	0,459	0,980	0,457	0,980	0,455	0,980	0,452	0,980	0,450	0,980
<b>1,150</b>	0,458	0,979	0,455	0,980	0,452	0,980	0,451	0,980	0,449	0,980	0,447	0,980	0,445	0,980	0,443	0,980	0,440	0,980	0,438	0,980	0,436	0,980	0,434	0,980
<b>1,200</b>	0,442	0,979	0,439	0,979	0,436	0,980	0,434	0,980	0,433	0,980	0,431	0,980	0,429	0,980	0,427	0,980	0,425	0,980	0,423	0,980	0,421	0,980	0,419	0,980

Amarelo:  $L_1$  (H); Vermelho:  $L_2$  (H); Azul:  $I_{omédio}$  (A); Verde: Fator de Potência. As resistências  $R_{L1}$  e  $R_{L2}$  foram estimadas como sendo 2,5% do valor das indutâncias em mH.

Tabela A.6: Definição das indutâncias  $L_1$  (amarelo) e  $L_2$  (vermelho) do *driver* baseado no pré-regulador Ćuk para  $T_{on}$  igual a 3,55 ms.

	0,650		0,700		0,750		0,800		0,850		0,900		0,950		1,000		1,050		1,100		1,150		1,200	
<b>0,300</b>	1,354	0,969	1,336	0,968	1,320	0,967	1,303	0,965	1,287	0,964	1,272	0,963	1,257	0,961	1,243	0,960	1,229	0,958	1,215	0,957	1,202	0,955	1,189	0,954
<b>0,350</b>	1,215	0,973	1,201	0,972	1,187	0,971	1,173	0,970	1,160	0,969	1,147	0,968	1,134	0,967	1,122	0,966	1,110	0,964	1,098	0,963	1,087	0,962	1,076	0,961
<b>0,400</b>	1,103	0,976	1,091	0,975	1,079	0,974	1,068	0,973	1,057	0,973	1,046	0,972	1,035	0,971	1,024	0,970	1,014	0,969	1,004	0,968	0,994	0,967	0,985	0,966
<b>0,450</b>	1,011	0,977	1,001	0,977	0,991	0,976	0,981	0,976	0,971	0,975	0,962	0,974	0,952	0,973	0,943	0,973	0,934	0,972	0,926	0,971	0,917	0,970	0,909	0,970
<b>0,500</b>	0,934	0,978	0,925	0,978	0,916	0,977	0,908	0,977	0,899	0,977	0,891	0,976	0,883	0,975	0,875	0,975	0,867	0,974	0,859	0,974	0,852	0,973	0,844	0,972
<b>0,550</b>	0,867	0,979	0,860	0,979	0,852	0,978	0,845	0,978	0,838	0,978	0,830	0,977	0,823	0,977	0,816	0,976	0,809	0,976	0,802	0,975	0,796	0,975	0,789	0,974
<b>0,600</b>	0,810	0,979	0,804	0,979	0,797	0,979	0,791	0,979	0,784	0,978	0,778	0,978	0,771	0,978	0,765	0,977	0,759	0,977	0,753	0,977	0,747	0,976	0,741	0,976
<b>0,650</b>	0,760	0,979	0,754	0,979	0,749	0,979	0,743	0,979	0,737	0,979	0,731	0,979	0,726	0,978	0,720	0,978	0,715	0,978	0,709	0,978	0,704	0,977	0,699	0,977
<b>0,700</b>	0,716	0,979	0,711	0,979	0,706	0,979	0,701	0,979	0,696	0,979	0,691	0,979	0,686	0,979	0,681	0,979	0,676	0,978	0,671	0,978	0,666	0,978	0,661	0,978
<b>0,750</b>	0,677	0,979	0,672	0,979	0,668	0,979	0,663	0,979	0,659	0,979	0,654	0,979	0,650	0,979	0,645	0,979	0,641	0,979	0,636	0,979	0,632	0,979	0,627	0,978
<b>0,800</b>	0,641	0,979	0,638	0,979	0,634	0,979	0,630	0,979	0,626	0,979	0,621	0,979	0,617	0,979	0,613	0,979	0,609	0,979	0,605	0,979	0,601	0,979	0,597	0,979
<b>0,850</b>	0,610	0,979	0,606	0,979	0,603	0,979	0,599	0,979	0,596	0,979	0,592	0,979	0,588	0,979	0,584	0,979	0,581	0,979	0,577	0,979	0,573	0,979	0,570	0,979
<b>0,900</b>	0,581	0,979	0,578	0,979	0,575	0,979	0,572	0,979	0,568	0,979	0,565	0,979	0,562	0,979	0,558	0,979	0,555	0,979	0,552	0,979	0,548	0,979	0,545	0,979
<b>0,950</b>	0,555	0,978	0,552	0,979	0,549	0,979	0,546	0,979	0,544	0,979	0,540	0,979	0,537	0,979	0,534	0,979	0,531	0,979	0,528	0,979	0,525	0,979	0,522	0,979
<b>1,000</b>	0,531	0,978	0,529	0,978	0,526	0,978	0,523	0,979	0,521	0,979	0,518	0,979	0,515	0,979	0,512	0,979	0,510	0,979	0,507	0,979	0,504	0,979	0,501	0,979
<b>1,050</b>	0,509	0,978	0,507	0,978	0,505	0,978	0,502	0,978	0,500	0,979	0,497	0,979	0,495	0,979	0,492	0,979	0,490	0,979	0,487	0,979	0,484	0,979	0,482	0,979
<b>1,100</b>	0,489	0,977	0,487	0,978	0,485	0,978	0,483	0,978	0,481	0,978	0,478	0,979	0,476	0,979	0,474	0,979	0,471	0,979	0,469	0,979	0,466	0,979	0,464	0,979
<b>1,150</b>	0,471	0,977	0,468	0,977	0,467	0,978	0,465	0,978	0,463	0,978	0,461	0,978	0,458	0,979	0,456	0,979	0,454	0,979	0,452	0,979	0,450	0,979	0,447	0,979
<b>1,200</b>	0,455	0,977	0,452	0,977	0,450	0,977	0,448	0,978	0,446	0,978	0,444	0,978	0,442	0,978	0,440	0,978	0,438	0,979	0,436	0,979	0,434	0,979	0,432	0,979

Amarelo:  $L_1$  (H); Vermelho:  $L_2$  (H); Azul:  $I_{omédio}$  (A); Verde: Fator de Potência. As resistências  $R_{L1}$  e  $R_{L2}$  foram estimadas como sendo 2,5% do valor das indutâncias em mH.

### APÊNDICE III. CIRCUITO DE SIMULAÇÃO EMPREGANDO O BLOCO C NO DRIVER DE BAIXA FREQUÊNCIA BASEADO NO CONVERSOR CUK

A Figura A1 mostra o circuito do *driver* baseado no pré-regulador Cuk empregando o bloco C do software de simulação PSIM para emular um microcontrolador programado com a estratégia simplificada de manutenção de corrente apresentada na seção 5.7.2.

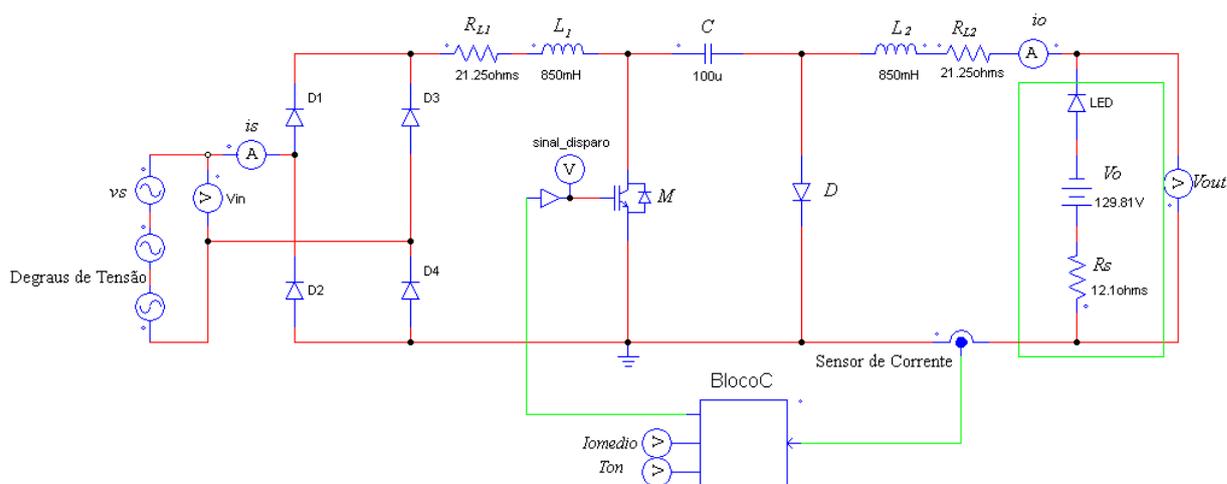


Figura A.1: *Driver* baseado no pré-regulador Cuk empregando o bloco C no PSIM para emular um compensador digital simplificado.

O programa base utilizado na programação do bloco C é mostrado a seguir:

```
#include <Stdlib.h>
#include <String.h>
//timestep = 1.04167E-6;
int g_nInputNodes=0;
int g_nOutputNodes=0;
int g_nStepCount=0;
float Ton = 3.2;
float erro = 0;
float K = 0.000385;
float correntemedia = 0;
float Iref = 540;
float inc = 0;
```

```

int conttt = 8333;
int contout = 0;
float corinst[8333];
int time = 0;
float contoutnumber = 0;
int arrcont = 0;
int k=0;
g_nStepCount++;

if(k==0)
{
out[0] = 1;
out[2] = Ton;
contoutnumber = (Ton*1000);
arrcont = contoutnumber;
k=1;
}
corinst[time] = in[0]*1000;
correntemedia = corinst [time] + correntemedia;
time ++;
if( time == conttt)
{
time = 0;
correntemedia = correntemedia/conttt;
out[1]= correntemedia;
erro = Iref - correntemedia;
inc = K*erro;
Ton = Ton + inc;
//Limitador
if(Ton > 3.9){Ton = 3.9;}
if(Ton < 0){Ton = 0;}
contoutnumber = (Ton*1000);
arrcont = contoutnumber;
out[2]=Ton;

```

```
out[0] = 1;
}
if(out[0]==1)
{
    contout++;
}
if(contout == arrcont)
{
    out[0] = 0;
    contout = 0;
}
```